

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

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

PAR
BELHADJ YOUSSEF, Nesrine

MODÉLISATION ET COMMANDE DES REDRESSEURS TRIPHASÉS
FONCTIONNANT À HAUT RENDEMENT ET À FAIBLE TAUX DE DISTORSION
HARMONIQUE: APPLICATION AU REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE

MONTRÉAL, LE 18 DÉCEMBRE 2007

© Nesrine Belhadj youssef, 2007

CETTE THÈSE A 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. Hadi-Y. Kanaan, codirecteur de thèse
Département Electricité et Mécanique à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Beyrouth (ESIB),
Liban

M. Éric David, président du jury
Département de génie mécanique à l'École de Technologie Supérieure

M. Louis-A. Dessaint, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure

M. Géza Joos, membre du jury
Département de génie électrique et informatique à l'Université de Mc Gill

M. Gérard-A. Capolino, examinateur externe
Département de génie électrique à l'Université de Picardie Jules Verne, France

M. Vijay Sood, examinateur externe
Département de génie électrique et d'informatique à l'Université de Concordia

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

LE 14 DÉCEMBRE 2007

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je voudrais exprimer mes remerciements les plus sincères à Prof. Kamal Al-Haddad, mon directeur de thèse, pour ses directives fort intéressantes et son soutien considérable, qu'il soit scientifique ou moral. Je tiens également à saluer son grand professionnalisme d'encadrement, ainsi que son talent à gérer les divergences d'opinions.

Mon deuxième remerciement s'adresse à Dr. Hadi Y. Kanaan, mon co-directeur de thèse, qui n'a épargné ni temps ni effort malgré les distances, pour me faire part de sa large expérience et de son grand savoir en recherche.

Je remercie également le président et les membres de Jury pour m'avoir fait l'immense privilège d'évaluer équitablement mon travail. Je salue également les efforts respectables qu'ils déploient dans leurs missions d'enseignement et de recherche.

Je tiens également à remercier la Chaire de Recherche du Canada en Conversion de l'Énergie Électrique et en Électronique de Puissance pour leur soutien financier, qui m'a fourni, ainsi qu'aux autres membres du groupe, tous les moyens logistiques et matériels nécessaires au parfait avancement de nos projets.

Par la même occasion, je voudrais remercier tous les techniciens du département génie électrique, plus particulièrement M. Yves Robitaille, Mme Johanne Roy, M. Rigoberto Avelar, Mme Édith Deslandes et M. Jorge Rojas Abad, pour m'avoir facilité l'acquisition de matériel nécessaire à mes expérimentations, ainsi que pour leurs conseils techniques fort pertinents.

Finalement, je voudrais dédier cette thèse aux êtres qui me sont les plus chers au monde, les membres de ma famille, et plus spécialement à mes parents qui m'ont accordé la plus grande confiance, dont j'espère être et rester à la hauteur. J'aimerais leur dire que leurs encouragements, au cours de mes années de thèse et tout au long de mon cursus

universitaire, ont été pour moi la meilleure motivation pour surpasser les difficultés qui m'ont rencontrée et tenir à mes ambitions.

MODÉLISATION ET COMMANDE DES REDRESSEURS TRIPHASÉS FONCTIONNANT À HAUT RENDEMENT ET À FAIBLE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE: APPLICATION AU REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE

BELHADJ YOUSSEF, Nesrine

RÉSUMÉ

Les problèmes de la qualité de l'onde électrique constituent l'une des préoccupations majeures des fournisseurs de l'énergie et des organismes spécialisés en qualité d'énergie. Ce sujet a gagné davantage d'ampleur avec l'utilisation ascendante des convertisseurs de l'énergie électrique dans la majorité des applications industrielles et domestiques. Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse plus particulièrement au type des convertisseurs continu/alternatif, dont le fonctionnement adéquat implique la parfaite régulation du bus DC de tension, l'atténuation des harmoniques de courants, la compensation de l'énergie réactive et la maximisation du rendement énergétique. Ces différents critères doivent être maintenus pour diverses conditions de fonctionnement, c'est-à-dire indépendamment des variations paramétriques auxquelles le système peut être sujet. Il s'avère donc indispensable d'adopter des techniques de commande efficaces, ce qui passe par une modélisation correcte du convertisseur.

On se propose, en un premier temps, de mettre en place une plate-forme expérimentale pour la validation des différents concepts théoriques proposés. Pour ce faire, on a conçu et mis en œuvre un redresseur triphasé non polluant de 1.5 kVA, alimentant des charges purement résistives. Une étude comparative de différentes topologies non polluantes nous a incité à choisir le redresseur triphasé trois-niveaux à trois interrupteurs, communément connu sous le nom "convertisseur de Vienne". Le choix de cette topologie a été motivé par ses avantages point de vue simplicité de circuitterie, rendement énergétique élevé et très hautes performances pour la correction de facteur de puissance. L'approche de design proposée dans ce travail est générale, et peut être facilement adaptée à des prototypes de plus grande puissance.

La deuxième étape consiste à caractériser le plus précisément possible les dynamiques du convertisseur. La technique de la moyenne sur une période de commutation est alors utilisée pour développer le modèle d'état moyen du convertisseur. Le modèle ainsi obtenu présente de très fortes variances dans le temps, le rendant difficiles à exploiter pour des fins de commande. Une transformation adéquate des rapports cycliques, ainsi que l'expression des variables d'état instantanées dans le repère synchrone d_qo, permettent de résoudre cet inconvénient. Par la suite, le modèle moyen obtenu est utilisé pour dériver le modèle statique (au point de fonctionnement nominal) et le modèle en régime de petits signaux. Ces différents modèles du convertisseur sont validés en temps réel sur le prototype expérimental, moyennant la carte de commande DS1104 de dSPACE® et l'environnement Real-Time Workshop de Matlab. Les outils de validation du modèle moyen sont basés sur l'analyse des trajectoires dans le plan de phase et des réponses temporelles. Pour le modèle fréquentiel, on utilise la fameuse technique de perturbation en petits signaux et les diagrammes de Bode.

Une fois la fiabilité des modèles proposés est prouvée, on procède à la conception des lois de commande. Dans ce contexte, deux avenues sont empruntables: soit une technique de commande linéaire utilisant le modèle linéaire invariant dans le temps du convertisseur, soit une technique de commande non-linéaire, conçue sur la base du modèle d'état moyen. Pour la première approche, on se propose d'étudier les performances d'un nouveau concept, qu'est la commande quasi-linéaire. Cette technique présente plusieurs atouts, tels que sa simplicité de conception et d'implantation, mais présente également les limitations des techniques de commande linéaires. Ces dernières sont particulièrement mises en évidence lors de régimes de fortes perturbations. Des stratégies de commande non-linéaire et non-linéaire adaptative sont alors proposées, et permettent d'améliorer les dynamiques transitoires du système.

La synthèse des différentes lois de commande proposées permet de conclure que les techniques non-linéaires sont incontestablement les plus robustes face aux diverses perturbations. Cependant, ils requièrent des efforts de mesure assez élevés. La réduction du nombre de capteurs dans le circuit apparaît donc comme une nouvelle préoccupation à prendre en compte. On propose alors de reconstruire numériquement les tensions AC et DC du convertisseur, utilisant un observateur non-linéaire de type filtre de Kalman étendu. Les variables estimées sont ensuite utilisées à la place de leurs contreparties mesurées pour réimplanter la commande non-linéaire. Les résultats obtenus sont assez satisfaisants.

MODELLING AND CONTROL OF THREE-PHASE RECTIFIERS OPERATING AT HIGH EFFICIENCY AND LOW TOTAL HARMONIC DISTORTION: APPLICATION TO THREE-PHASE VIENNA RECTIFIER

BELHADJ YOUSSEF, Nesrine

ABSTRACT

The problems of electric waveform quality constitute one of the major preoccupations of energy distributors and specialized organisms in power quality issues. This topic has gained more and more interest with the ascending use of power converters in almost industrial and domestic applications. In this thesis, the main interest is oriented to AC/DC converters, that adequate operation implies perfect regulation of the DC bus voltage, attenuation of current harmonic emission levels, compensation of reactive power and maximization of energetical efficiency. These different criteria should be maintained for diverse operating conditions, i.e. independently of parametric variations to which the system may be subject. It is, therefore, necessary to adopt efficient control techniques, which imperatively requires a correct modeling of the converter.

First, an experimental platform is put in place for the practical validation of the proposed theoretical concept. For this aim, we have designed and developed a 1.5 kVA three-phase power factor correction switched-mode rectifier, feeding purely resistive loads. A comparative study of different PFC-SMR topologies incited us to choose the three-phase/level/switch rectifier, commonly known as "Vienna converter". The choice of such a topology has been motivated by its advantages point of view simplicity of circuitry, high efficiency and very good performance in power factor correction. The proposed design approach is general, and may be adapted to higher rated power prototypes.

The second step consists of characterizing the most precisely possible the converter dynamics. The averaging technique is, therefore, used to develop the state-space model of the converter. The resulting model presents important variations into time, thus being hard to exploit for control design purposes. An adequate transformation of duty cycles, added to the expression of instantaneous state variables in the synchronous reference frame d_qo allow overcoming this inconvenience. After that, the obtained averaged model is used to derive both static model (at the nominal operating point) and the small-signal model. These different converter models are validated in real-time on the experimental prototype, by means of the controller board DS 1104 of dSPACE® supported by the environment Real-Time Workshop of Matlab. The validation tools of the large-signal model are based on the analysis of phase-plane trajectories and time responses. Regarding the frequency model, we have used the famous small perturbation technique and the Bode diagrams.

Once the reliability of the proposed models is proved, we proceed to the design of control schemes. In this context, two avenues are possible: the use of linear control techniques based on the linear time invariant version of the converter model, or the use of nonlinear

control technique based on the averaged model of the converter. Regarding the first approach, we opted for the study of a new concept, which is the quasi-linear control. This technique presents several advantages, such as its simplicity of design and implementation, but presents also the same limitations as other linear techniques in controlling nonlinear systems. The latter are especially put into evidence during severe perturbations regimes. Nonlinear and nonlinear adaptive control strategies are, then, proposed thus improving the transient dynamics of the system.

The synthesis of the different proposed control schemes leads to conclude that the nonlinear techniques are definitely the most robust face to various disturbances. Hence, they prove to request a high sensing effort. Consequently, the optimization of the sensors number in the experimental circuit appears as a new preoccupation to take into account. The proposed solution is the numerical reconstruction of the converter AC and DC voltages, using an extended Kalman filter as nonlinear observer. The estimated variables are, thereafter, used instead of their measured counterparts to re-implement the nonlinear control scheme. The obtained results are very satisfactory.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 PROBLÉMATIQUE ET REVUE DE LITTÉRATURE	6
1.1 Problématique.....	6
1.1.1 Redresseurs triphasés non polluants	7
1.1.1.1 Présentation générale	7
1.1.1.2 Principales topologies de redresseurs triphasés non polluants	8
1.1.1.2.1 Topologies à commande passive de courants.....	8
1.1.1.2.1.1 Compensation par un transformateur interphase.....	8
1.1.1.2.1.2 Compensation par un filtre de rejet	9
1.1.1.2.1.3 Compensation par un circuit auxiliaire d'injection de la troisième harmonique.....	10
1.1.1.2.2 Topologies à commande hybride de courant.....	11
1.1.1.2.2.1 Redresseurs hybrides séries	11
1.1.1.2.2.2 Redresseurs hybrides parallèles.....	12
1.1.1.2.3 Topologies à commande active de courant	13
1.1.1.2.3.1 Redresseurs à commande directe de courant avec tension de sortie isolée	14
1.1.1.2.3.2 Redresseurs à commande directe de courant avec tension de sortie non isolée.....	17
1.1.2 Présentation du convertisseur triphasé de Vienne	18
1.2 État de l'art sur les principales techniques de modélisation des convertisseurs triphasés.....	23
1.2.1 Modèle d'état utilisant les fonctions de commutation (switched state-space model)	24
1.2.2 Modèle d'état moyen (state-space averaged model)	26
1.2.3 Modèle en petits signaux (small-signal model).....	28
1.3 État de l'art sur les principales techniques de commande des convertisseurs triphasés.....	29
1.3.1 Techniques de commande linéaires	30
1.3.1.1 Les contrôleurs PID	30
1.3.1.2 Les correcteurs à avance ou/ et à retard de phase	31
1.3.1.3 Commande par retour d'état linéaire	33
1.3.1.4 Contrôleurs à minimum de critère quadratique (LQR).....	34
1.3.1.5 Commande linéaire robuste	35
1.3.2 Techniques de commande non linéaires	37
1.3.2.1 Commande par linéarisation exacte.....	37
1.3.2.2 Commande par mode de glissement	39

1.3.3	Techniques de commande adaptative	40
1.3.3.1	Commandes adaptatives directe et indirecte.....	40
1.3.3.2	Commande floue.....	41
1.4	Synthèse de la revue littéraire et conclusion	43
CHAPITRE 2 MISE EN ŒUVRE DU MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE LA TOPOLOGIE DE VIENNE DE 1.5 KVA.....		45
2.1.	Cahier de charge	45
2.2.	Carte de puissance	47
2.2.1.	Dimensionnement du bus DC de sortie	47
2.2.2.	Dimensionnement des éléments réactifs.....	51
2.2.2.1.	Dimensionnement des inductances de lignes.....	51
2.2.2.2.	Dimensionnement des condensateurs de filtrage.....	54
2.2.3.	Valeurs efficaces et moyennes des courants dans les semi-conducteurs	56
2.2.3.1.	Courants efficace et moyen dans l'interrupteur quatre quadrant.....	57
2.2.3.2.	Courants efficace et moyen dans une diode du pont triphasé (D_F)	59
2.2.4.	Dimensionnement des circuits d'aide à la commutation (CALC)	60
2.2.4.1.	Protection contre les $\frac{dv}{dt}$	60
2.2.4.2.	Protection contre les $\frac{di}{dt}$	62
2.2.5.	Étude des pertes au niveau des interrupteurs de puissance et calcul du rendement du circuit	63
2.2.5.1.	Pertes par conduction.....	63
2.2.5.2	Pertes par commutation.....	65
2.2.6.	Dimensionnement du dissipateur thermique	69
2.2.7.	Réalisation pratique du circuit de puissance.....	71
2.3.	Carte de commande	75
2.3.1.	Présentation de la carte DS1104	76
2.3.2.	Exploitation de la carte DS1104 pour la présente application.....	78
2.3.2.1.	Configuration des entrées/ sorties.....	78
2.3.2.2.	Paramètres de calcul	80
2.4.	Présentation des circuits de mesures, d'interfaces et de protection	82
2.4.1.	Mesure des tensions AC	83
2.4.2.	Mesure des tensions DC	84
2.4.3.	Mesure des courants	84
2.4.4.	Carte d'isolation du bus E/ S digital (bit I/O).....	85
2.4.5.	Cartes de commande des IGBTs	85
2.4.6.	Circuit de protection contre les surtensions et les surintensités	86
2.5.	Synthèse de la réalisation expérimentale du montage.....	87
2.6.	Conclusion.....	88

CHAPITRE 3 REDRESSEUR DE VIENNE: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT, MODÉLISATION ET VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES	89
3.1. Étude des séquences de fonctionnement du redresseur.....	89
3.2. Modélisation du redresseur triphasé.....	93
3.2.1. Modèle moyen dans le référentiel direct (abc)	93
3.2.2. Modèle moyen dans le référentiel tournant synchrone (dqe)	97
3.2.3. Caractéristiques en régime statique	100
3.2.4 Dérivation du modèle en petits signaux	102
3.3. Validation expérimentale des modèles proposés.....	106
3.3.1. Validation du modèle larges-signaux (MLS) par application d'une commande linéaire de type PI	107
3.3.1.1. Conception des contrôleurs PI pour la commande en boucle fermée	107
3.3.1.2. Résultats de la commande proposée et étude du phénomène de saturation de commande.....	110
3.3.1.3. Validation expérimentale du modèle large signaux (MLS).....	117
3.3.2. Validation du modèle statique	126
3.3.3. Validation du modèle en petits – signaux.....	129
3.4. Conclusion.....	138
CHAPITRE 4 COMMANDE QUASI-LINÉAIRE DU REDRESSEUR DE VIENNE	139
4.1 Introduction	139
4.2 Théorie de la commande quasi-linéaire.....	141
4.2.1 Principaux fondements théoriques de la commande quasi-linéaire.....	141
4.2.2 Expression théorique d'un contrôleur quasi-linaire.....	143
4.3 Application de la commande quasi-linéaire au redresseur triphasé de Vienne	149
4.3.1 Conception des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine continu	152
4.3.2 Conception des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine discret	153
4.4 Prédition des performances du convertisseur par simulation	156
4.5 Résultats expérimentaux.....	162
4.5.1 Fonctionnement en régime permanent	162
4.5.2 Fonctionnement en régime de fortes perturbations	165
4.5.2.1 Échelon de variation sur la tension DC de référence (V_{dc}^*)	165
4.5.2.2. Échelon de variation sur la charge DC inférieure (R_{dc}^-)	168
4.5.2.3 Perte temporaire de l'une des phases	168
4.5.2.4 Variation de l'impédance des lignes	174
4.6. Conclusion.....	175
CHAPITRE 5 COMMANDE PAR COMPENSATION DE NON-LINÉARITÉ DU REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE.....	176
5.1. Revue et contribution sur la commande par compensation de non linéarité proposée dans la littérature	176
5.1.1. Boucles internes.....	178

5.1.2.	Boucle externe	181
5.2.	Formulation de la commande par compensation de non linéarité dans le domaine discret	183
5.2.1.	Boucles internes.....	184
5.2.2	Boucle externe	186
5.3.	Résultats de simulation.....	188
5.3.1.	Résultats en régime permanent.....	188
5.3.2	Résultats pour le court-circuit des tensions triphasées d'alimentation	189
5.3.3	Résultats pour une surtension de 200% de l'alimentation triphasée	190
5.3.4	Résultats pour une sous tension de 50% de l'alimentation triphasée	191
5.3.5	Résultats pour une variation de 70% sur la tension DC de référence.....	192
5.3.6	Résultats pour une asymétrie de 12.5% de la charge inférieure	193
5.3.7	Résultats pour une asymétrie de 12.5% de la charge inférieure accompagnée d'une sous-tension de 50% des trois phases du réseau	194
5.4.	Résultats expérimentaux.....	195
5.4.1.	Fonctionnement en régime permanent.....	196
5.4.2.	Fonctionnement en régime de fortes perturbations.....	198
5.4.2.1.	Variations de +20% et -50% sur la référence V_{dc}^* de la tension DC	198
5.4.2.2.	Déséquilibre des charges DC partielles	201
5.4.2.3.	Perte temporaire d'une phase d'alimentation	205
5.4.2.4.	Creux/ crête de $\pm 27\%$ sur la tension du réseau	207
5.5.	Conclusion.....	207
CHAPITRE 6 COMMANDE NON-LINÉAIRE ADAPTATIVE DU REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE		210
6.1.	Théorie de la commande adaptative basée sur la linéarisation au sens entrée/ sortie des systèmes multivariables	212
6.1.1.	Principe de la linéarisation au sens entrée/ sortie des systèmes multivariables	212
6.1.2.	Version adaptative de la linéarisation au sens entrée/ sortie des systèmes multivariables	217
6.1.3.	Version discrète de la commande non-linéaire adaptative des systèmes multivariables	221
6.2.	Application de la commande non-linéaire adaptative au convertisseur de Vienne	222
6.2.1.	Paramétrisation du modèle d'état discret.....	222
6.2.2.	Choix des sorties et définition du nouveau modèle d'état.....	223
6.2.3.	Déduction des lois de commande linéarisantes	224
6.2.4.	Définition des entrées auxiliaires stabilisantes	225
6.2.5.	Choix du modèle de référence	225
6.2.6.	Conception de la loi d'adaptation des paramètres	226
6.2.7.	Étude de la dynamique en zéro de la quatrième variable	227
6.2.8.	Régulation de la tension DC totale	227
6.3.	Résultats de simulation.....	228

6.3.1.	Résultats en régime permanent.....	229
6.3.2.	Fonctionnement en régime de fortes perturbations	230
6.3.2.1.	Variations de $\pm 20\%$ sur la référence V_{dc}^* de la tension DC.....	231
6.3.2.2.	Déséquilibre des charges DC partielles	232
6.3.2.3.	Court-circuit de la phase (a).....	234
6.3.2.4.	Creux/ crête de $\pm 27\%$ sur la tension du réseau	235
6.4.	Résultats expérimentaux.....	237
6.4.1.	Fonctionnement en régime permanent à puissance nominale	238
6.4.2.	Fonctionnement en régime de fortes perturbations	241
6.4.2.1.	Variations de $\pm 20\%$ sur la référence V_{dc}^* de la tension DC	241
6.4.2.2.	Déséquilibre des charges DC partielles	244
6.4.2.3.	Perte temporaire d'une phase d'alimentation	248
6.4.2.4.	Creux/ crête de $\pm 27\%$ sur la tension du réseau	251
6.5.	Conclusion.....	253
CHAPITRE 7 SYNTHÈSE DES TECHNIQUES DE COMMANDE PROPOSÉES POUR LE REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE		254
7.1.	Efforts de calcul.....	255
7.1.1.	Complexité de l'algorithme	255
7.1.2.	Nombre de paramètres à régler.....	257
7.1.3	Pas de calcul	257
7.2.	Efforts de mesure.....	258
7.3.	Performances en régime permanent	258
7.3.1.	Taux de distorsion harmonique, facteur de puissance et facteur de déplacement	258
7.3.2.	Spectre harmonique du courant AC.....	260
7.3.3.	Comportement dynamique pour différentes conditions initiales.....	261
7.4.	Performances en régime de fortes perturbations	262
7.4.1.	Transitoires durant le déséquilibre des charges DC	263
7.4.2.	Transitoires durant la déconnexion d'une phase	265
7.5.	Conclusion.....	269
CHAPITRE 8 COMMANDE NON LINÉAIRE À MOINDRES CAPTEURS PAR RECONSTRUCTION NUMÉRIQUE DES TENSIONS AC ET DC DU CONVERTISSEUR MOYENNANT UN FILTRE DE KALMAN ÉTENDU (FKE)		270
8.1.	Présentation des observateurs.....	271
8.2.	Filtres de Kalman étendus (FKE)	273
8.3.	Conception d'un filtre de Kalman étendu discret pour le convertisseur de Vienne	277
8.4.	Résultats de simulation.....	279
8.5.	Résultats expérimentaux.....	286
8.6.	Conclusion.....	295

CONCLUSION	296
ANNEXE I SCHEMA ELECTRIQUE DES CAPTEURS DE TENSION DC	298
ANNEXE II SCHEMA ELECTRIQUE DES CONVERTISSEURS DE COURANT AC	299
ANNEXE III SCHEMA ELECTRIQUE DE LA CARTE D'ISOLATION.....	300
ANNEXE IV SCHEMA ELECTRIQUE DE LA CARTE DE COMMANDE DES GACHETTES	304
ANNEXE V GENERATEURS EQUIVALENTS AUX PERTURBATIONS SUR v_{dq}	305
ANNEXE VI CALCUL DES PARAMETRES DISCRETS DES CONTROLEURS QUASI-LINEAIRES	306
ANNEXE VII EXPRESSIONS ANALYTIQUES ET NUMERIQUES DES CONTROLEURS DE LA COMMANDE PAR COMPENSATION DE NON-LINEARITE.....	308
LISTE DE RÉFÉRENCES	309

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 0.1 Limites d'émissions des harmoniques de courants (Hydro-Québec®)	4
Tableau 2.1 Contraintes sur le bus DC sur chaque intervalle de fonctionnement	51
Tableau 2.2 Conditions sur les inductances pour chaque intervalle de fonctionnement.....	52
Tableau 2.3 Pertes par conduction dans les diodes.....	64
Tableau 2.4 Pertes par conductances dans les IGBTs.....	64
Tableau 2.5 Récapitulatif des pertes de commutation dans un bras du convertisseur.....	69
Tableau 2.6 Spécifications du circuit de puissance.....	72
Tableau 2.7 Valeurs expérimentales des courants moyen et efficace	75
Tableau 3. 1 Contenu harmonique des courants AC ($V_{I,rms} = 110V$)	112
Tableau 4.1 Paramètres et performances des contrôleurs quasi-linéaires	155
Tableau 4.2 Contenu harmonique des courants AC.....	164
Tableau 5.1 Contenu harmonique détaillé du courant AC sur la première phase.....	197
Tableau 7.1 Récapitulatif des paramètres de chaque technique de commande proposée	257
Tableau 7.2 Nombre de variables mesurées pour chaque technique de commande	258
Tableau 7.3 Performances des commandes en cas de déséquilibre des charges DC	265
Tableau 7.4 Performances des techniques de commande en cas de perte d'une phase.....	266
Tableau 7.5 Tableau comparatif des trois techniques de commande.....	268

Tableau 8.1 Choix des périodes d'échantillonnage pour les différentes tâches de l'algorithme de commande non linéaire à moindres capteurs utilisant un FKE	281
--	-----

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1.1	Topologie d'un redresseur unidirectionnel à 12 diodes avec un transformateur d'interphase.....	9
Figure 1.2	Topologie avec circuit résonant de rejet.....	10
Figure 1.3	Principe général des topologies à injection de courants.....	10
Figure 1.4	Exemple de redresseur hybride série unidirectionnel: pont redresseur à diodes et hacheur élévateur.	11
Figure 1.5	Exemple de redresseur hybride série bidirectionnel: pont redresseur à thyristors et hacheur élévateur.	12
Figure 1.6	Topologie du redresseur de Minnesota.	13
Figure 1.7	Exemple de redresseur à tension de sortie isolée (isolation à la fréquence du réseau par un transformateur de Scott).	14
Figure 1.8	Exemple de redresseur à 2 étages avec isolation galvanique hautes fréquences.....	15
Figure 1.9	Exemple de redresseur à étage unique avec isolation galvanique H. F. (Vienna II).	16
Figure 1.10	Exemple de redresseur à étage quasi-unique avec isolation H. F.	16
Figure 1.11	Topologie du redresseur bidirectionnel à six interrupteurs.	17
Figure 1.12	Topologies du redresseur triphasé de Vienne.....	18
Figure 1.13	Topologie du redresseur de Vienne avec neutre calé (Vienna IV).....	22
Figure 1.14	Configurations stables d'un hacheur élévateur.....	25
Figure 1.15	Boucle de commande incluant un contrôleur PID.....	31
Figure 1.16	Diagrammes de Bode des correcteurs à avance et à retard de phase,.....	32
Figure 1.17	Principe de la commande linéaire par retour d'états.	34
Figure 1.18	Schéma de principe de la commande linéaire robuste.....	36

Figure 1.19	Principe de la commande non-linéaire par linéarisation exacte	38
Figure 1.20	Représentation de la commande par mode de glissement dans le plan de phase.	39
Figure 1.21	Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.	40
Figure 1.22	Commande non-linéaire adaptative indirecte.....	41
Figure 1.23	Principe général de la commande floue.	42
Figure 2.1	Schéma électrique équivalent de la topologie de Vienne.....	46
Figure 2.2	Oscillations des courants i_k pendant une période de commutation.	48
Figure 2.3	États de référence des interrupteurs (T_1 , T_2 , T_3) sur un cycle de fonctionnement.....	49
Figure 2.4	Tension unitaire sur la phase a ($v_a(t)$) et rapport cyclique correspondant ($d_1(t)$).....	53
Figure 2.5	Courants efficaces et moyens des composants de puissance sur une branche.	56
Figure 2.6	Zones de commutation des éléments d'une branche.	57
Figure 2.7	Circuit d'aide à la commutation contre les surtensions.....	60
Figure 2.8	Circuit d'aide à la commutation contre les surintensités.....	62
Figure 2.9	Circuit équivalent d'un bras du convertisseur pour l'étude des pertes.....	65
Figure 2.10	Schéma thermique équivalent des composants de puissance fixés sur un seul dissipateur.	70
Figure 2.11	Schéma électrique de la carte de puissance.....	72
Figure 2.12	États de commutation des trois interrupteurs bidirectionnels sur un cycle de fonctionnement.....	73
Figure 2.13	Courant et tension dans un interrupteur bidirectionnel pendant les phases de commutation.	74
Figure 2.14	Courants dans un interrupteur bidirectionnel et dans une diode de roue libre.....	74

Figure 2.15	Architecture interne de la carte DS1104 de dSPACE	76
Figure 2.16	Configuration des entrées/ sorties dans le panneau de connexion.	79
Figure 2.17	Génération du signal modulant en dents de scie à partir du signal de synchronisation.....	81
Figure 2.18	Exemple de commande en temps réel utilisant SIMULINK et la librairie de DS1104.	82
Figure 2.19	Mesure des tensions AC.....	83
Figure 2.20	Schéma électrique du circuit de protection de la carte de commande contre les surintensités et les surtensions	86
Figure 2.21	Schéma bloc des différents éléments matériels et logiciels du montage expérimental.	87
Figure 2.22	Photo du montage expérimental.	88
Figure 3.1	Représentation dans l'espace vectoriel des séquences de commutation possibles.	90
Figure 3.2	Génération des fonctions de commutations à partir de la MLI des rapports cycliques.	91
Figure 3.3	Références des fonctions de commutation.	91
Figure 3.4	Configuration du circuit pour deux états de commutation	92
Figure 3.5	Modèle en petits signaux du convertisseur de Vienne.	106
Figure 3.6	Bloc diagramme de la loi de commande linéaire à base de contrôleurs PI.	110
Figure 3.7	Formes d'ondes en absence de la commande,.....	111
Figure 3.8	Formes d'ondes suite à l'application de la commande linéaire,.....	112
Figure 3.9	Variations du THD et FP en fonction de la puissance transférée à la charge.	113
Figure 3.10	Courant AC versus rapport cyclique et phénomène de saturation de commande.	114

Figure 3.11	Angle de saturation et caractéristiques inhérentes du convertisseur	115
Figure 3.12	Variation de l'angle de saturation en fonction du paramètre ω_i	116
Figure 3.13	Variation de l'angle de saturation en fonction du paramètre $\omega_{\Delta v}$	117
Figure 3.14	Courbes courant crête – tension DC pour différentes conditions initiales.	118
Figure 3.15	Algorithme de validation expérimentale du modèle larges-signaux du convertisseur.....	120
Figure 3.16	Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 33% de d'_d	121
Figure 3.17	Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 50% de d'_q	122
Figure 3.18	Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 100% de d'_o	123
Figure 3.19	Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 50% de v_d	124
Figure 3.20	Réponses temporelles des courants AC face aux différentes perturbations.....	125
Figure 3.21	Variation en régime statique de la tension V_{dc} en fonction de D'_d	127
Figure 3.22	Variation en régime statique de la tension I_d en fonction de D'_d	127
Figure 3.23	Variation en régime statique de la tension ΔV_{dc} en fonction de D'_o	128
Figure 3.24	Variation en régime statique de la tension ΔV_{dc} en fonction de D'_o	129
Figure 3.25	Schéma de la procédure de validation expérimentale du modèle en petits signaux.....	130
Figure 3.26	Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{id11} et G_{id12}	131
Figure 3.27	Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{id21} et G_{id22}	132
Figure 3.28	Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{vd11} et G_{vd12}	133
Figure 3.29	Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{iv11} et G_{iv12}	134

Figure 3.30	Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{iv21} et G_{iv22}	135
Figure 3.31	Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{vv11} et G_{vv12}	136
Figure 3.32	Diagrammes de Bode de la fonction de transfert $G_{\Delta vd13}$	137
Figure 4.1	Principe général de la commande quasi-linéaire numérique.....	142
Figure 4.2	Lieu des pôles du système $G_p(s)$	145
Figure 4.3	Réponse indicielle pour $k = 1$ (cas d'un compensateur linéaire).	145
Figure 4.4	Réponse indicielle pour $k = 6$ (cas d'un compensateur linéaire).	146
Figure 4.5	Réponse indicielle pour $k = 10$ (cas d'un compensateur linéaire).	146
Figure 4.6	Diagrammes de Black pour différentes valeurs du paramètre θ (cas d'un compensateur linéaire).	147
Figure 4.7	Réponse indicielle pour différentes valeurs du gain k (cas d'un compensateur quasi-linéaire).....	148
Figure 4.8	Diagrammes de Black pour différentes valeurs du paramètre θ (cas d'un compensateur quasi-linéaire).	149
Figure 4.9	Boucles de courants équivalentes en présence des contrôleurs quasi-linéaires.	150
Figure 4.10	Boucle du déséquilibre de tension.....	150
Figure 4.11	Boucle de tension équivalente en présence du contrôleur quasi-linéaire.	151
Figure 4.12	Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire pour le régime de fonctionnement nominal.....	157
Figure 4.13	Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire pour le cas de déséquilibre des charges DC, $R_{dc}^- = 100 \% R_{dc,n} \Leftrightarrow 50 \% R_{dc,n}$	158
Figure 4.14	Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire dans le cas d'un creux de 27% sur la tension v_a	159
Figure 4.15	Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire dans le cas de la perte de la phase (a).	160

Figure 4.16	Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire en cas d'une variation de 500% de l'impédance de ligne.	161
Figure 4.17	Schéma bloc de l'implantation de la commande quasi-linéaire.	162
Figure 4.18	Résultats expérimentaux en régime permanent de la commande quasi-linéaire,	163
Figure 4.19	Les courants triphasés en régime permanent.....	164
Figure 4.20	Variations du TDH, FP, FDP en fonction de la charge.	165
Figure 4.21	Résultats expérimentaux pour la variation de la référence de tension V_{dc}^* de 500V à 700V à 33% de la puissance nominale.....	166
Figure 4.22	Résultats expérimentaux pour la variation de la référence de tension V_{dc}^* de 500V à 600V à 100% de la puissance nominale.....	167
Figure 4.23	Résultats expérimentaux pour la variation de la charge R_{dc} de 300 % $R_{dc,n}$ à 100 % $R_{dc,n}$ à 33% de la puissance nominale.....	169
Figure 4.24	Résultats expérimentaux pour la variation de la charge R_{dc} de 200 % $R_{dc,n}$ à 100 % $R_{dc,n}$ à 50% de la puissance nominale.	170
Figure 4.25	Résultats expérimentaux pour la variation de la charge R_{dc} de 100 % $R_{dc,n}$ à 50 % $R_{dc,n}$ à 100% de la puissance nominale.	171
Figure 4.26	Résultats expérimentaux pour la perte de la phase (a) à 33% de la puissance nominale.....	172
Figure 4.27	Résultats expérimentaux pour la perte de la phase (a) à 100% de la puissance nominale.....	173
Figure 4.28	Résultats expérimentaux pour l'augmentation de 500% de l'impédance de ligne.	174
Figure 5.1	Principe général de la commande par compensation de non-linéarité.	177
Figure 5.2	Schéma bloc de l'implantation de la commande non-linéaire proposée.....	187
Figure 5.3	Résultats de simulation de la commande non-linéaire en régime permanent à puissance nominale.	189

Figure 5.4	Résultats de simulation de la commande non-linéaire en cas de court-circuit triphasé.....	190
Figure 5.5	Résultats de simulation de la commande non-linéaire en cas de surtension de 200% sur l'alimentation triphasée.....	191
Figure 5.6	Résultats de simulation de la commande non-linéaire en cas de sous-tension de 50% sur l'alimentation triphasée.....	192
Figure 5.7	Résultats de simulation de la commande non-linéaire pour une variation de 70% de la tension DC de référence V_{dc}^*	193
Figure 5.8	Résultats de simulation de la commande non-linéaire pour une variation de 12.5% de la charge de niveau inférieur R_{dc}^-	194
Figure 5.9	Résultats de simulation de la commande non-linéaire pour une variation de 12.5% de la charge R_{dc}^- , accompagnée d'une sous-tension triphasée.....	195
Figure 5.10	Résultats expérimentaux en régime permanent à puissance nominale,.....	196
Figure 5.11	Résultats expérimentaux pour l'augmentation de 20% de la référence de tension DC.	199
Figure 5.12	Résultats expérimentaux pour la diminution de 50% de la référence de tension DC.	200
Figure 5.13	Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc}^- de 300% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 33% de la puissance nominale.....	202
Figure 5.14	Résultats expérimentaux pour une variation de la charge inférieure R_{dc}^- de 200% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 50% de la puissance nominale.....	203
Figure 5.15	Résultats expérimentaux pour une variation de la charge inférieure R_{dc}^- de 100% à 60% (et inversement) de sa valeur nominale à 100% de la puissance nominale.....	204
Figure 5.16	Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 33% de la puissance nominale.....	205

Figure 5.17	Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 100% de la puissance nominale.....	206
Figure 5.18	Résultats expérimentaux pour un creux de 27% sur les tensions d'alimentation.....	208
Figure 5.19	Résultats expérimentaux pour une crête de 27% sur les tensions d'alimentation.....	209
Figure 6.1	Principe de la commande adaptative auto réglable.	211
Figure 6.2	Principe de la commande adaptative avec modèle de référence.	211
Figure 6.3	Schéma bloc de l'implantation pratique de l'algorithme de commande adaptative proposé.	229
Figure 6.4	Résultats de simulation en régime permanent à puissance nominale.....	230
Figure 6.5	Résultas de simulation pour une variation de + 20% de la tension DC de référence.....	231
Figure 6.6	Résultas de simulation pour une variation de - 20% de la tension DC de référence.	232
Figure 6.7	Résultas de simulation pour une variation de la charge R_{dc} à 33% de sa valeur nominale à 33% de la puissance nominale.....	233
Figure 6.8	Résultas de simulation pour une variation de la charge R_{dc} à 60% de sa valeur nominale à 100% de la puissance nominale.....	234
Figure 6.9	Résultas de simulation en cas de court-circuit monophasé.	235
Figure 6.10	Résultas de simulation en cas de sous-tension de 27% sur l'alimentation triphasée.	236
Figure 6.11	Résultas de simulation en cas de surtension de 27% sur l'alimentation triphasée.	237
Figure 6.12	Résultas expérimentaux en régime permanent à puissance nominale courant et tension AC de la phase (a), tensions DC.	238
Figure 6.13	Spectre harmonique du courant i_a	239

Figure 6.14	Allure des TDH, FP et FDP en fonction de la puissance transférée à la charge	240
Figure 6.15	Courants triphasés i_a , i_b et i_c	241
Figure 6.16	Résultats expérimentaux pour l'augmentation de 20% de la référence de tension DC	242
Figure 6.17	Résultats expérimentaux pour la diminution de 20% de la référence de tension DC	243
Figure 6.18	Variations du TDH et FP en fonction de la tension DC de référence	244
Figure 6.19	Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 300% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 33% de la puissance nominale.....	245
Figure 6.20	Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 200% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 50% de la puissance nominale.....	246
Figure 6.21	Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 100% à 60% (et inversement) de sa valeur nominale à 100% de la puissance nominale.....	247
Figure 6.22	Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 33% de la puissance nominale.....	249
Figure 6.23	Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 100% de la puissance nominale.....	250
Figure 6.24	Résultats expérimentaux pour un creux de 27% sur les tensions d'alimentation.....	251
Figure 6.25	Résultats expérimentaux pour une crête de 27% sur les tensions	252
Figure 8.1	Principe général de l'observation	272
Figure 8.2	Algorithme du Filtre de Kalman étendu	276
Figure 8.3	(a): Schéma bloc d'implémentation de la commande non linéaire avec FKE, (b): Bloc FKE	280
Figure 8.4	Différentes variables d'état du système et leurs estimées en régime permanent	282

Figure 8.5	Formes d'ondes côté AC en régime permanent avec la commande non-linéaire à moindres capteurs.....	283
Figure 8.6	Variables mesurées et leurs estimées pour une augmentation de 20% de la référence de tension DC.....	284
Figure 8.7	Variables mesurées et leurs estimées suite à la perte d'une phase d'alimentation.....	285
Figure 8.8	Variables mesurées et leurs estimées suite à une crête de 33% des tensions sources.....	286
Figure 8.9	Formes d'ondes AC et DC obtenues utilisant la commande non-linéaire à moindres capteurs.....	287
Figure 8.10	Courants dq mesurés et estimés par le FKE,	288
Figure 8.11	Déséquilibre de tensions et tension totale mesurés et estimés,	289
Figure 8.12	Tensions dq mesurées et estimées,	290
Figure 8.13	Tensions DC de référence, estimée et mesurée suite à une augmentation de 20%.	291
Figure 8.14	Comparaison des courants AC et tensions DC avec et sans FKE: augmentation de 20% de la tension V_{dc}^*	292
Figure 8.15	Tensions dq estimées pour des variations des tensions sources,.....	293
Figure 8.16	Comparaison des courants AC et tensions DC avec et sans FKE: variation des tensions AC,.....	294

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AC/DC	Alternative Current to Direct Current
ADCH	Analog-to- Digital Channel
AFRTF	Arbitrarily Fast and Robust Tracking by Feedback
CAD	Convertisseur Analogique/Digital
CALC	Circuit d'Aide à La Commutation
CDA	Convertisseur Digital/Analogique
CH	Channel
DACH	Digital-to-Analog Channel
DC/DC	Direct Current to Direct Current
DSP	Digital Signal Processor
E/S	Entrée/Sortie
EMI	Electromagnetic Interference
ESL	Equivalent Series Inductance
ESR	Equivalenet Series Resistance
FDP	Facteur de Déplacement
H. F.	Hautes Fréquences
FKE	Filtre de Kalman étendu
FP	Facteur de Puissance
I/O	Input/Output bit
EIC	Electromagnetic Interference Compatibility
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor

LIT	Linéaire Invariant dans le Temps
LQR	Least Quadratic Regulators
LSM	Large Signal Model
MIMO	Multi-Input-Multi-Output
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsions
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NL	Non-Linéaire
NLA	Non-Linéaire Adaptative
P	Proportionnel
PI	Proportionnel-Intégral
PID	Proportionnel-Intégral- Dérivée
QFT	Quantative Feedback Theory
QL	Quasi-Linéaire
RMS	Root Mean Square
SISO	Single-Input-Single-Output
SOA	Safe Operating Area
SVM	Space-Vector Modulation
TDH	Taux de Distorsion Harmonique
TTL	Transistor-Transistor Logic
ZOH	Zero Order Hold

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

A	Ampères
A	matrice d'état du modèle linéaire
A_{ref}^i	matrice d'état référence pour le $i^{\text{ème}}$ sous-système
a_x	coefficients aux dénominateurs des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine continu; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$
a_{xd}	pôles des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine discret; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$
A	matrice de découplage
B	matrice de commande du modèle linéaire
$B_o(s)$	fonction de type bloqueur d'ordre zéro
B_{ref}^i	matrice de commande référence pour le $i^{\text{ème}}$ sous-système
C	matrice des perturbations du modèle linéaire
C_{dc}	condensateur de filtrage
C_{\min}	valeur minimale des condensateurs de filtrage pour avoir une ondulation maximale de 5% sur les bus DC
$\cos(\Phi)$	facteur de puissance
C_{sv}	condensateur du circuit d'aide à la commutation contre les surtensions
$c(t)$	les conditions initiales des états du systèmes
d	rapport cyclique
\tilde{d}	vecteur de commande en régime de faibles variations (petits signaux)
D	diode
Δe	la variation de l'erreur de poursuite dans un contrôleur flou
Δi	ondulation du courant AC

$\frac{di}{dt}$	surintensités
D_i	dépassement en courant
Δi_d^*	variation du courant direct de référence dans un contrôleur flou
Δi_{\max}	ondulation maximale du courant AC
$\overline{d_k}$	compléments des rapports cycliques d_k
$d_{k,\min}$	valeur minimale du rapport cyclique d_k
\dot{d}_{123}	transformées des rapports cycliques d_{123} par la transformation de commande
\dot{d}_d	composante directe des rapports cycliques \dot{d}_{123}
\dot{d}_q	composante en quadrature des rapports cycliques \dot{d}_{123}
\dot{d}_o	composante homopolaire des rapports cycliques \dot{d}_{123}
\dot{D}_d	valeur statique de \dot{d}_d
\dot{D}_o	valeur statique de \dot{d}_o
\dot{D}_q	valeur statique de \dot{d}_q
Δt	durée de régulation sur un bus DC de tension
$\Delta \theta$	erreur d'estimation des paramètres
D_{T_i}	diode directe de l'interrupteur T_i
\dot{D}_{T_i}	diode indirecte de l'interrupteur T_i
D_u	matrice de covariance du bruit sur les entrées de commande
Δv	ondulation basse fréquence sur la tension DC
$\frac{dv}{dt}$	surtensions
Δv_{co}	différence entre les tensions aux bornes des condensateurs de filtrage

Δv_{dc}	écart entre les bus DC partiels
$\Delta v_{dc,\max}$	ondulation maximale sur la tension DC
$\Delta v_{dc}^*(k)$	valeur de référence du déséquilibre des tensions DC partielles
D_v	dépassement en tension
D_ξ	la matrice de covariance de l'erreur de mesure
e	erreur de poursuite dans un contrôleur flou
E	vecteur des erreurs de poursuite des sous-systèmes dans la commande adaptative
\hat{E}	erreur de poursuite entre les sorties estimées et leurs références
$\dot{\hat{E}}$	dérivée de l'erreur de poursuite
E_{off}	énergie dissipée lors de la phase de blocage
E_{on}	énergie dissipée lors de la phase d'amorçage
F	fonction non linéaire d'état
Φ	angle de déphasage entre le courant et la tension d'une même phase
$F(\cdot)$	matrice des fonctions non-linéaires d'états dans un système à entrées et sorties multiples
f_o	fréquence propre du réseau
$F(s)$	filtre (RLC) à la sortie du convertisseur
F_u	dérivée par rapport aux entrées de commande de la fonction non-linéaire des états et des entrées f_e
f_x	exposants des gains des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine continu; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$
γ	angle de saturation

$G(\cdot)$	matrice des fonctions non-linéaires des entrées de commande dans un système à entrées et sorties multiples
G_{cl2}	facteurs de compensation de l'effet des perturbations sur les boucles de courant pour la commande linéaire à base de PI
$G_c(z)$	fonction de transfert d'un contrôleur digital
$G_{\Delta v}$	gain du contrôleur stabilisant de Δv_{dc} dans la commande non-linéaire
G_i	gain du contrôleur stabilisant des courants dans la commande non-linéaire
$G_p(s)$	la fonction de transfert décrivant le système physique pouvant contenir des incertitudes paramétriques bornées dans un ensemble bien défini,
G_v	gain du contrôleur stabilisant de tension v_{dc} dans la commande non-linéaire
$G_{xy\delta\beta}(s)$	fonctions de transfert du modèle fréquentiel, y est une entrée, x est le rang de la sortie x ; β est le rang de l'entrée y
Γ	matrice d'adaptation des paramètres dans la commande adaptative
$H(s)$	fonction de transfert de la boucle fermée
$H_{\Delta v}(s)$	contrôleur du déséquilibre de tension dans le domaine continu
$H_{\Delta v}(z)$	contrôleur du déséquilibre de tension dans le domaine discret
H_e	la matrice de mesure dans un filtre de Kalman étendu
h	rang harmonique
$H_i(s)$	contrôleur du courant dans le domaine continu
$H_i(z)$	contrôleur du courant dans le domaine discret
$H_v(s)$	contrôleur de la tension DC totale dans le domaine continu
$H_v(z)$	contrôleur de la tension DC totale dans le domaine discret
I	valeur efficace du courant AC
I^*	valeur référence du courant source

I_I	valeur efficace de la fondamentale du courant AC
i_a, i_b, i_c	les courants triphasés, respectivement dans les phases a, b et c
\hat{i}	valeur instantanée du courant crête
\hat{I}^+	valeur crête du courant i^+
\hat{I}^*	valeur crête du courant de référence
i^-	le courant du lien DC inférieur
i^+	le courant du lien DC supérieur
i_{co}^+	le courant du condensateur de filtrage niveau haut
i_{co}^-	le courant du condensateur de filtrage niveau bas
i_d	composante directe du courant
I_d	valeur statique de la composante directe du courant
i_d^*	valeur référence de la composante directe du courant
$i_d^*(k)$	valeur référence de la composante directe du courant à l'instant actuel
$i_d^*(k-1)$	valeur référence de la composante directe du courant à l'instant passé
i_{dc}^-	le courant DC de la charge niveau bas
i_{dc}^+	le courant DC de la charge niveau haut
$I_{D_F,avg}$	valeur moyenne du courant dans une diode de redressement
$I_{DF,avg,mes}$	valeur moyenne mesurée du courant dans une diode de redressement D_F
$I_{D_F,rms}$	valeur efficace du courant dans une diode de redressement
$I_{DF,rms,mes}$	valeur efficace mesurée du courant dans une diode de redressement D_F

$I_{D_T,avg}$	valeur moyenne du courant dans une diode associée à un interrupteur actif
$I_{D_T,rms}$	valeur efficace du courant dans une diode associée à un interrupteur actif
I_h	valeur efficace de la $h^{\text{ème}}$ harmonique de courant
i_L	courant d'une inductance de lissage (L)
i_q	composante en quadrature des courants triphasés
i_q^*	référence de la composante en quadrature des courants triphasés
$I_{T,avg}$	valeur moyenne du courant dans un interrupteur actif
$I_{T,avg,mes}$	valeur moyenne mesurée du courant dans un interrupteur actif
i_T	courant dans un interrupteur actif
$I_{T,rms}$	valeur efficace du courant dans un interrupteur actif
$I_{T,rms,mes}$	valeur efficace mesurée du courant dans un interrupteur actif
J	fonction de coût dans la commande optimale
K	gain du compensateur quasi-linéaire
K	matrice de la transformation triphasée abc/dqo
\dot{K}	dérivée de la matrice de transformation abc/dqo
k_{cr}	gain critique d'un compensateur linéaire conventionnel
K_d	action dérivée d'un contrôleur PID
K_i	action intégrale d'un contrôleur PID
k_j^i	gain des retours d'états dans la commande non-linéaire adaptative
K_{ix}	facteur intégral des contrôleurs PI, $x = \{i_d, i_q, \Delta v_{dc}, v_{dc}\}$
K_p	action proportionnelle d'un contrôleur PID

K_{px}	facteur proportionnel des contrôleurs PI, $x = \{i_d, i_q, \Delta v_{dc}, v_{dc}\}$
KVA	kilo volt-ampère
k_{xd}	gains des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine discrets; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$
k_x	gains des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine continu; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$
λ	degré relatif d'un système à entrée et sortie uniques
L_c	inductance série équivalente du condensateur de filtrage
$L_f h(X, \theta)$	dérivée de Lie par rapport à f
$L_g h(X, \theta)$	dérivée de Lie par rapport à g
λ_j	degré relatif associé à la sortie y_j
L	inductances de levage
L_{\min}	valeur minimale des inductances de levage
L_{si}	inductance du circuit d'aide à la commutation contre les surintensités
$L(s)$	fonction de transfert de la boucle de transmission
μF	micro-Farad
mH	milli-Henry
n	ordre du système
$\hat{\eta}$	erreur augmentée
N	la matrice de covariance de l'erreur d'extrapolation
$\omega_{\Delta v}$	pulsation propre de la boucle de déséquilibre de tension dans une commande linéaire à base de PI
$\omega'_{\Delta v}$	coefficient du numérateur associé au compensateur de déséquilibre de tension DC
ω_t	pulsation propre des boucles de courant dans une commande linéaire à base de PI

ω_b	pulsation propre du réseau
$\omega_{b\Delta v}$	pulsation propre de la boucle de déséquilibre de tension DC
ω_{bv}	pulsation propre de la boucle de tension DC
ω_v	coefficient du dénominateur associé au compensateur de tension DC
$\dot{\omega}_v$	coefficient du numérateur associé au compensateur de tension DC
ω_{x1}	le bruit du système
ω_{x2}	le bruit de mesure
Ω	ohms
P	la matrice de covariance de l'erreur d'estimation
P_{branche}	puissance dissipée dans une branche du convertisseur
$P_{D,Cond}$	pertes par conduction dans les diodes du convertisseur
$p_{\Delta v}$	troisième pôle de la boucle fermée de Δv_{dc}
P_{fr}	pertes par recouvrement direct dans les diodes du convertisseur
p_i^*	pôles désirés en boucle fermée
P_{max}	puissance maximale devant être dissipée par le radiateur
$P_{o,nom}$	puissance nominale de la charge de sortie
P_{rr}	pertes par recouvrement inversé dans les diodes du convertisseur
$P_{R_{si}}$	puissance dissipée dans la résistance du snubber contre les surintensités
$P_{R_{sv}}$	puissance dissipée dans la résistance du snubber contre les surtensions
$P_{T,Cond}$	pertes par conduction dans les IGBTs du convertisseur
$p(t)$	les perturbations externes sur la sortie $Y(s)$
p_v	troisième pôle de la boucle fermée de v_{dc}

Q	matrice de stabilisation dans le sens de Lyapunov
Q_N	la matrice de covariance du bruit du système, constante définie positive
R	excès de pôles par rapport aux zéros dans la boucle de transmission
r_c	résistance série équivalente du condensateur de filtrage
r_{CE}	résistance collecteur-émetteur équivalente d'un IGBT
r_D	résistance dynamique d'une diode
R_{dc}^+	charge résistive niveau haut
R_{dc}^-	charge résistive niveau bas
$R_{dc,n}$	valeur nominale des charges DC de sortie
$R(k)$	vecteur d'entrées de références bornées
r_L	résistance série équivalente de l'inductance de levage
R_{si}	résistance du circuit d'aide à la commutation contre les sur courants
R_{sv}	résistance du circuit d'aide à la commutation contre les surtensions
$R_{th,BR}$	la résistance thermique boîtier/radiateur
$R_{th,JB}$	la résistance thermique jonction/boîtier
$R_{th,RA}$	la résistance thermique radiateur/air
S	fonction de commutation d'un interrupteur actif
S_{I23}^*	fonctions de commutation références des interrupteurs T_1, T_2 et T_3
SG_{I23}	signaux de gâchettes des interrupteurs T_1, T_2 et T_3
$SGN(i_x)$	matrice dont les éléments de la diagonale sont les signes des courants i_{abc}
$S(s)$	fonction de sensibilité
T_{I23}	interrupteurs commandables quatre quadrants

T_a	température ambiante
θ	vecteur des paramètres du système
$\hat{\theta}$	estimées des paramètres du système
$\dot{\hat{\theta}}$	dérivée des paramètres estimés
T_d	période de commutation
θ_d	vecteur des paramètres discrets
$\theta_d(0)$	valeur nominale du vecteur des paramètres discrets
$t_{d,off}$	temps de retard sur l'ouverture d'un IGBT
$t_{d,on}$	temps de retard sur la fermeture d'un IGBT
t_{fD}	le temps de descente du courant dans la diode D_{Fi}
it_{fi}	temps de descente du courant dans l'interrupteur T_i
t_f	temps de descente du courant lors de la phase de blocage
$\theta(i_x)$	fonction ON/OFF des courants i_x
$\overline{\theta(i_x)}$	complément de la fonction ON/OFF des courants i_x
$T_{j, max}$	température de jonction maximale
T_j	température de jonction
T_o	période de fonctionnement
t_{on}	durée d'amorçage d'un IGBT
t_{rD}	le temps de montée du courant dans la diode D_{Fi}
t_{ri}	le temps de montée du courant dans l'interrupteur T_i
t_{rr}	le temps de recouvrement inverse dans la diode D_{Fi}

t_{rv}	temps de montée de la tension dans l'interrupteur T_i
t_s	temps de stabilisation
T_{s1}	pas d'échantillonnage basique de l'algorithme
T_{s2}	pas d'échantillonnage secondaire de l'algorithme
t_{sv}	temps de stabilisation de la tension DC
T	interrupteur commandable
$T(X)$	transformation linéarisante des états, entrées et paramètres dans une commande non-linéaire
u	loi de commande
u_e	le vecteur des entrées de commande
V	volts
V	fonction énergie de Lyapunov
\dot{V}	dérivée de la fonction énergie de Lyapunov
\tilde{v}	vecteur de perturbations en régime de faibles variations (petits signaux)
\bar{v}	vecteur des perturbations moyen sur une période de commutation
v_{abc}	les tensions triphasées d'alimentation des phases (a, b, c)
v_{123}	entrées auxiliaires stabilisantes dans les commandes non-linéaires
v_4	signal de commande du contrôleur de tension dans une commande non-linéaire
v_{CE}	tension collecteur-émetteur d'un IGBT
$V_{CE,sat}$	tension de saturation d'un IGBT
v_{co}	tension totale aux bornes des condensateurs de filtrage
v_{cv}	signal de commande du contrôleur de tension dans une commande linéaire

v_d	composante directe de la transformée d'qo des tensions triphasées d'alimentation
V_d	valeur statique de la composante directe de la transformée d'qo des tensions triphasées d'alimentation
v_{dc}	tension DC totale à la sortie du convertisseur
V_{dc}^*	tension DC de référence à la sortie du convertisseur
v_{dc}^-	la tension DC aux bornes de la charge niveau bas R_{dc}^-
v_{dc}^+	la tension DC aux bornes de la charge niveau haut R_{dc}^+
V_F	tension seuil d'une diode
\hat{v}_i	entrées auxiliaires stabilisantes estimées
$v_{M,n}$	tension entre le point milieu capacitif et le point neutre
v_q	composante en quadrature de la transformée d'qo des tensions triphasées d'alimentation
v_T	tension aux bornes d'un IGBT
$v_{T_{123}}$	tensions aux bornes des interrupteurs actifs T_{123}
$V_{x,\max}$	valeur maximale de la tension source sur la phase x
$V_{x,\min}$	valeur minimale de la tension source sur la phase x
W	Watts
W^1	matrice associée à l'erreur d'estimation
W^2	matrice associée à la dérivée des paramètres estimés dans la commande adaptative
X	vecteur des états du système
\bar{X}	vecteur d'état moyen sur une période de commutation

\tilde{X}	vecteur d'état en régime de faibles variations (petits signaux)
$\hat{X}_e(k)$	l'estimation actuelle du vecteur d'états étendu
X_e	vecteur d'état étendu du système
X_o	vecteur d'états du système au point de fonctionnement nominal
\hat{Y}	vecteur des sorties estimées
\hat{y}_i	estimée de la $i^{\text{ème}}$ sortie (y_i) d'un système à entrées et sorties multiples
$y^{(\lambda)}$	la $\lambda^{\text{ème}}$ dérivée de y
Y_{ref}	référence de la sortie y
y_{ref}^i	référence de la $i^{\text{ème}}$ sortie (y_i) d'un système à entrées et sorties multiples
Z	le vecteur des variables mesurées dans un filtre de Kalman étendu
z_i	zéros d'un compensateur quasi-linéaire
z_i^*	pôles de référence en boucle fermée dans le domaine discret
z_x	zéros des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine continu; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$
z_{xd}	zéros des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine discret; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$

INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques ont toujours été dotés d'une grande importance dans le domaine de génération et de conversion de l'énergie électrique, vu la nécessité d'interfaçage entre le réseau électrique et la majorité des applications domestiques et industrielles. Cet intérêt n'a cessé de croître avec l'apparition continue de nouveaux besoins de la part du consommateur d'une part, et de nouvelles exigences de la part des fournisseurs d'autre part. Dans le cadre de la présente thèse, on s'intéresse au cas particulier des convertisseurs courant alternatif/courant continu, qui a connu un véritable essor depuis la prolifération des circuits électroniques dans notre vie courante. Ce type de conversion est utilisé dans diverses applications industrielles, dont on cite principalement:

- Les alimentations continues utilisées en télécommunication et en informatique,
- L'industrie électrochimique pour l'électrolyse et la galvanisation,
- Le transport ferroviaire et les engins de traction,
- Les entraînements de moteur à courant alternatif ou continu,
- Les transmissions hautes tensions des réseaux électriques (HVDC transmission),
- Les génératrices éoliennes, etc.

Pour longtemps, la tendance était d'utiliser des ponts à diodes pour leur faible coût et la facilité de leur dimensionnement et mise en œuvre. De plus, ces circuits se prêtent bien à grand nombre d'applications en électronique de puissance, où la régulation de la tension de sortie et la bidirectionnalité de puissance ne sont pas requises. Cependant, il est bien connu que de tels redresseurs sont fortement non linéaires et absorbent un courant hautement

distorsionné du réseau électrique. Ce courant est caractérisé par un contenu harmonique très élevé, intolérable par les normes nationales et internationales en termes de limites d'émissions harmoniques. Plusieurs approches ont été adoptées en vue de l'atténuation des harmoniques de courants indésirables. Certaines consistent à augmenter le nombre de diodes afin de pousser davantage le rang d'harmoniques dominantes. D'autres utilisent des filtres (L-C) insérés entre le redresseur et le réseau. Cependant, de telles approches entraînent une sophistication significative de la circuiterie, et par suite l'augmentation des coûts et la diminution de la fiabilité. En plus de l'encombrement et des coûts, ces solutions ne permettent, généralement, aucune régulation de la tension côté DC, et présentent un véritable risque de résonance entre les éléments réactifs et l'impédance variable du réseau.

Les problèmes du réseau électrique avec les harmoniques de courants ne sont pas limités aux redresseurs triphasés, et datent de plusieurs années auparavant. Ils ont commencé avec l'utilisation des redresseurs à arc de mercure pour l'électrification des chemins de fer, ainsi que l'apparition des entraînements des moteurs DC à vitesse variable dans l'industrie. Depuis, le nombre et type d'équipements générateurs d'harmoniques n'ont cessé d'augmenter, incluant les ordinateurs, les imprimantes, les téléviseurs, les lampes d'éclairage, les climatiseurs, les pompes à chaleur, etc. Par conséquent, le problème d'harmoniques a pris une plus grande ampleur ce qui a nécessité la mise en place de nouvelles procédures pour la prévention et la protection contre les effets indésirables des harmoniques. Ces effets sont nombreux et nuisent aussi bien au réseau électrique qu'aux équipements industriels et domestiques qu'il alimente. On en cite principalement: la surcharge du neutre, la surchauffe et le raccourcissement de la durée de vie des transformateurs, le disfonctionnement des disjoncteurs à courant résiduel, la perte de synchronisation des équipements de commande, l'effet de peau sur les conducteurs, la distorsion de la tension au point de couplage commun (PCC), etc. Les différentes défaillances, causées par les harmoniques, sont particulièrement coûteuses pour l'industrie et le commerce. Ces coûts sont liés à l'endommagement des équipements, la perte provisoire de production, le redémarrage, le non-respect des échéanciers et les éventuelles pertes de contrats. À titre d'exemple, la défaillance de deux transformateurs peut entraîner

en Europe une perte de 600 000 € et de 3 jours de production dans une entreprise de verre. Dans une banque, un incendie causé par la surchauffe du neutre peut entraîner une perte financière de l'ordre de 1 million d'euros. La perte de puissance dans un édifice de télécommunications peut coûter jusqu'à 30 000 € par minute. De récentes études en Europe estiment les pertes causées par les harmoniques à 10 milliards d'euros par an [1]. Les pertes sont également aussi énormes aux USA, où les problèmes de qualité d'énergie en général coûtent aux alentours de 120 milliards de dollars à l'économie américaine, dont les harmoniques détiennent une part importante, soit un pourcentage de 50 à 67%. Idem au Canada, les chiffres enregistrés en 2001 sont de l'ordre de 1.2 milliards de dollars canadiens par an. Selon les prévisions des experts, on devrait s'attendre à une croissance continue de ces pertes durant les années futures.

Face à ce sérieux problème, les normes instaurées par des organismes internationaux, tels que IEEE, et les fournisseurs d'énergie, se veulent de plus en plus strictes vis-à-vis des taux d'émissions harmoniques admissibles. On en cite principalement la norme IEEE-519 qui dédie toute une section à la description des effets des harmoniques avant de donner les recommandations pour les clients individuels et les entreprises sous forme de limites sur les harmoniques de courants et de tensions au point de couplage commun [2]. Un exemple de normes d'émissions harmoniques nationales sont celles d'Hydro-Québec, inspirées de la norme IEC 6100-4-7 [3]. Elles sont rapportées dans **tableau 0.1**.

Selon le guide des limites d'émission des installations de clients raccordées au réseau de transport d'Hydro-Québec® [4], "Il s'agit de taux de courants harmoniques (I_n/I_r) exprimés en pourcentage du courant de ligne correspondant à la puissance de référence de l'installation du client. Les limites sont fonction de la puissance de court-circuit du réseau (S_{cc}) par rapport à la puissance de référence de l'installation du client (S_r) et elles s'évaluent au point de couplage de l'installation du client au réseau de transport".

Tableau 0.1
Limites d'émissions des harmoniques de courants (Hydro-Québec®)

Harmoniques impaires

S_{cc}/S_r	n=3	n=5	n=7	n=9	n=11, 13	17≤n<23	23≤n<35	n≥35
<20	1	1,2	0,8	0,5	0,5	0,4	0,3	0,2
≥20 et <50	1,5	2	1,5	0,75	1	0,65	0,45	0,3
≥50 et <200	2	3	2	1	1,5	1	0,7	0,5
≥ 200	3	4	3	1,25	2	1,5	1	0,7

harmoniques paires

S_{cc}/S_r	n=2	n=4	n=6	n=8	n≥10
<20	0,75	0,5	0,3	0,2	0,15
≥20 et <50	1,1	0,75	0,45	0,3	0,25
≥50 et <200	1,5	1	0,6	0,4	0,3
≥ 200	2,2	1,5	1	0,6	0,4

Tel que mentionné en début de cette introduction, la conversion AC/DC constitue le thème central de cette thèse. Dans ce contexte, les redresseurs triphasés à absorption sinusoïdale de courant, ou encore non polluants, constituent une solution efficace quant à l'amélioration de la qualité de l'onde et la compensation des harmoniques de courants. L'apparition de tels circuits a été motivée par la rapidité de plus en plus accrue des interrupteurs commandables, ainsi que le progrès omni croissant des circuits analogiques et des calculateurs numériques. Les redresseurs AC/DC à absorption sinusoïdale de courant ont constitué un tournant décisif dans le secteur de la conversion AC/DC, et leur évolution structurelle et fonctionnelle n'a cessé de croître durant ces dernières années. Cette prolifération a été encouragée davantage par l'apparition des nouvelles tendances vers les énergies renouvelables, en début des années 2000. Il existe actuellement sur le marché une large gamme de topologies de plus en plus sophistiquées, permettant de répondre aux exigences accrues des consommateurs et de certaines technologies de pointe telles que la médecine, l'aéronautique, l'aérospatial, etc.

Cependant, cette complexification des architectures a également donné lieu à des difficultés additionnelles sur les plans de la conception, la modélisation et la commande. Ces trois thèmes constituent également les avenues de contribution de cette thèse, à travers une application bien particulière de redresseur triphasé trois – niveaux.

Dans le premier chapitre, on effectuera le survol bibliographique des travaux ayant abordé les principales topologies des redresseurs triphasés non polluants, ainsi que leurs diverses techniques de modélisation et de commande. Dans le second chapitre, et en vue de la validation expérimentale des différents concepts théoriques proposés dans la thèse, on proposera une méthodologie détaillée de conception d'un redresseur triphasé trois – niveaux à trois interrupteurs de puissance 1.5 kW. La partie logicielle utilisée pour la commande en temps réel du convertisseur, ainsi que les différents circuits secondaires constituant le montage expérimental seront également décrits dans ce chapitre. Le troisième chapitre présentera le principe de fonctionnement du redresseur étudié. On y proposera, par la suite, trois modèles différents du convertisseur (statiques, en petits et en larges-signaux) décrivant son fonctionnement dans diverses plages d'opération. Ces modèles théoriques seront également vérifiés expérimentalement, moyennant le prototype expérimental mis en place et la carte de commande DS 1104 de dSPACE®. Les chapitres 4, 5 et 6 présentent trois techniques de commande différentes, adoptées pour commander le redresseur, à savoir les commandes quasi-linéaire, non linéaire et non linéaire adaptative. Ces chapitres engloberont les développements théoriques, ainsi que les résultats de simulation et expérimentaux de ces trois techniques de commande. Dans le chapitre 7, on effectuera la synthèse des résultats obtenus, afin de mettre au point les avantages et inconvénients de chaque méthode. Face au nombre important des variables mesurées dans la topologie étudiée, on s'est également proposé d'étudier la possibilité de reconstruction numérique des états du convertisseur, en vue d'une commande à moindres capteurs. Pour ce faire, la conception et l'implantation d'un observateur non linéaire de type filtre de Kalman étendu ont fait l'objet du chapitre 8. Les résultats obtenus par simulation et en temps réel sont rapportés et commentés dans ce chapitre. Les différents détails de calcul et schémas électriques sont rapportés dans les annexes.

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE ET REVUE DE LITTÉRATURE

1.1 Problématique

Il s'agit de proposer des techniques de modélisation et de commande efficaces pour un redresseur triphasé trois niveaux à trois interrupteurs contrôlables de type bidirectionnels en courant et en tension (Vienne), en vue de son utilisation dans des applications conversion CA/CC de l'énergie avec faibles répercussions sur le réseau. Pour ce faire, le convertisseur doit fonctionner à facteur de puissance élevé et à faible taux de distorsion harmonique, avec une puissance massique importante. Il doit également fournir deux alimentations continues indépendantes et réglables aux charges de sortie, ayant des dynamiques très rapides. Ces performances doivent être assurées aussi bien en régime permanent que dans une large plage d'opération. En d'autres termes, le redresseur doit faire preuve de grande robustesse face à des conditions de perturbations sévères côté réseau et charge, ainsi que de fortes variations et/ ou incertitudes paramétriques.

Afin de pouvoir étudier adéquatement le redresseur choisi, il est intéressant, en un premier temps, de le situer par rapport à ses contreparties; et ce à travers une étude bibliographique exhaustive des différentes variantes de topologies non polluantes. Grâce à une telle étude, le redresseur choisi pourra être évalué objectivement, en se basant sur ses avantages et inconvénients par rapport aux autres topologies. Cette étape nous facilitera également les futures tâches de conception et d'optimisation du prototype expérimental. En un second temps, les aspects modélisation et commande de cette topologie doivent être étudiés avec une attention particulière. En effet, la modélisation constitue une étape clé quant à l'analyse du comportement dynamique et la commande des convertisseurs. La revue bibliographique proposée dans ce chapitre devrait, donc, faire le point sur les principales techniques de modélisation utilisées pour les convertisseurs de puissance. D'autre part, les objectifs ciblés, en termes de compensation harmonique et de régulation, ne peuvent être atteints sans

l'adoption d'une technique de commande efficace. Le dernier volet de la revue littéraire sera, par suite, dédié aux principales techniques de commande proposées pour les redresseurs triphasés.

1.1.1 Redresseurs triphasés non polluants

1.1.1.1 Présentation générale

Durant les dernières décennies, une large variante de topologies triphasées non polluantes est apparue sur le marché, ainsi constituant l'objet de divers travaux de recherche. Cette prolifération a été, certes, nourrie par la nécessité de satisfaire les normes et recommandations internationales, telles que IEEE-519 et IEC-555, qui se veulent de plus en plus strictes vis-à-vis du taux d'émissions harmoniques sur le réseau électrique. En plus de sa fonction fondamentale de conversion AC/DC, un redresseur non polluant doit remplir les critères suivants:

- Une absorption quasi sinusoïdale de courant,
- Une caractéristique résistive du fondamental des grandeurs AC,
- La possibilité de régulation côté DC à une valeur de référence,
- Une haute densité de puissance,

Vu la diversité des topologies offertes, le choix d'un type ou d'un autre demeure étroitement lié au type d'application, ainsi qu'au niveau de puissance requis. La comparaison entre les différents redresseurs non polluants est généralement basée sur: le nombre d'interrupteurs (actifs et passifs), le taux d'utilisation de ces différents interrupteurs, la taille des éléments réactifs, le facteur de déplacement (FDP), le taux de distorsion harmonique (TDH), le facteur de puissance (FP), les harmoniques basses fréquences de courant (ordres 5, 7, 11 et

13), les possibilités de commande directe des courants de ligne et de régulation de la tension de sortie, la robustesse face aux déséquilibres des tensions sources, les efforts de mesure et la complexité de la commande [5].

La littérature classe les redresseurs triphasés non polluants selon les cinq critères suivants:

- 1) Le type de commutation des interrupteurs: forcée ou spontanée (auto-commutation),
- 2) Commande des courants de lignes: active, passive ou hybride,
- 3) L'isolation (ou non) de la tension de sortie,
- 4) Le flux de puissance: unidirectionnel ou bidirectionnel,
- 5) Le mode de conduction: continue ou discontinue,

1.1.1.2 Principales topologies de redresseurs triphasés non polluants

1.1.1.2.1 Topologies à commande passive de courants

Ces redresseurs sont placés soit en série soit en parallèle du flux de puissance. Leur principe de fonctionnement repose sur la façon de compenser les harmoniques indésirables de courants. Les trois plus grandes catégories existantes sont présentées dans les sous-paragraphes suivants.

1.1.1.2.1.1 Compensation par un transformateur interphase

On cite dans cette catégorie les convertisseurs à 12 (ou 18) diodes, avec ou sans isolation [6]. La configuration du circuit à 12 diodes est donnée dans **figure 1.1**. Le transformateur

d'interphase est inséré entre deux systèmes triphasés formés par six échelons de tensions et déphasés de 30° . Ceci entraîne un déphasage d'angle π pour la 6^{ème} harmonique. Les tensions résultantes contiennent alors des composantes fréquentielles du 12^{ème} ordre et plus. Les harmoniques résultantes de courants sont diminuées par les inductances de lissage. Le taux d'atténuation obtenu par cette topologie est beaucoup plus important que pour les redresseurs conventionnels opérant à une même fréquence de commutation.

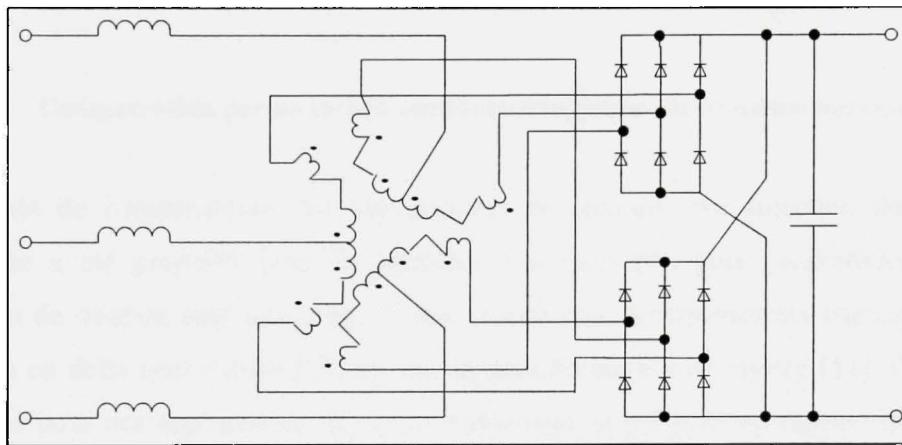


Figure 1.1 Topologie d'un redresseur unidirectionnel à 12 diodes avec un transformateur d'interphase.

1.1.1.2.1.2 Compensation par un filtre de rejet

Le faible facteur de puissance généré par les redresseurs à diodes conventionnels, qui est théoriquement de 0.9, peut être nettement amélioré par insertion de circuits résonants série/parallèle entre la source et le pont redresseur. La fréquence de résonance est réglée aux alentours de celle du bus AC, afin d'obtenir un facteur de puissance presque unitaire [7.]. Trois approches de commande sont possibles: (1) inductance de résonance variable, (2) capacité de résonance variable ou (3) fréquence de résonance constante par commande de l'angle de déphasage du courant redressé. Le principe de base de tels redresseurs est donné à la **figure 1.2**.

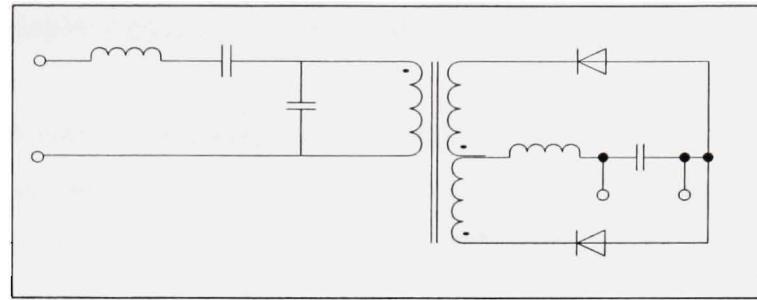


Figure 1.2 Topologie avec circuit résonant de rejet.

1.1.1.2.1.3 Compensation par un circuit auxiliaire d'injection du troisième harmonique

La méthode de compensation des harmoniques de courants par injection du troisième harmonique a été proposée pour la première fois dans [8], puis généralisée dans [9]. L'injection de courant peut être passive, moyennant des transformateurs triphasés avec le secondaire en delta non chargé [10] ou un autotransformateur en zigzag [11]. Ce type est souhaitable pour des applications de hautes puissances et présente un rapport qualité/ prix assez intéressant. L'injection de courant peut également être active, si le réseau d'injection est formé par des interrupteurs commandables [12]. Le principe de fonctionnement de tels redresseurs est schématisé dans **figure 1.3**.

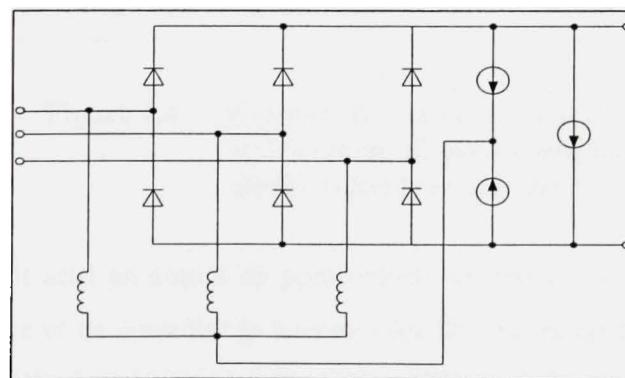


Figure 1.3 Principe général des topologies à injection de courants.

1.1.1.2.2 Topologies à commande hybride de courant

Le terme hybride réfère à l'association de deux étages, l'un étant passif et l'autre actif, afin d'assurer les fonctions de redressement et de mise en forme du courant AC. Ce type de redresseurs peut être monté soit en série soit en parallèle entre la source et la charge.

1.1.1.2.2.1 Redresseurs hybrides séries

Dans cette catégorie, on cite principalement le pont triphasé à diodes suivi d'un hacheur élévateur [13], représenté dans **figure 1.4**.

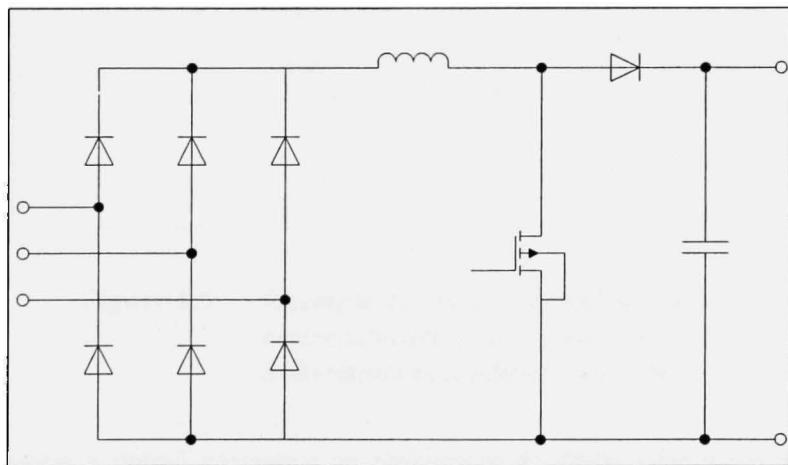


Figure 1.4 Exemple de redresseur hybride série unidirectionnel: pont redresseur à diodes et hacheur élévateur.

La présence du circuit actif en amont du pont redresseur permet de diminuer la valeur de l'inductance de lissage et de contrôler la tension côté DC. Le remplacement des diodes de redressement par des thyristors, avec un thyristor additionnel de retour permet l'inversion du flux de puissance, permettant ainsi d'étendre la topologie précédemment décrite aux applications bidirectionnelles. Le circuit correspondant à cette description est donné dans **figure 1.5**. Malgré les avantages en termes de coûts, ces deux topologies souffrent de pertes

importantes et de pauvres qualités d'ondes dans certaines applications, comme les télécommunications par exemple. Pour pallier ces inconvénients, une solution a été proposée, consistant à la duplication de l'étage DC avec intercalage d'un autotransformateur en zigzag entre le pont à diodes et les deux hacheurs élévateurs.

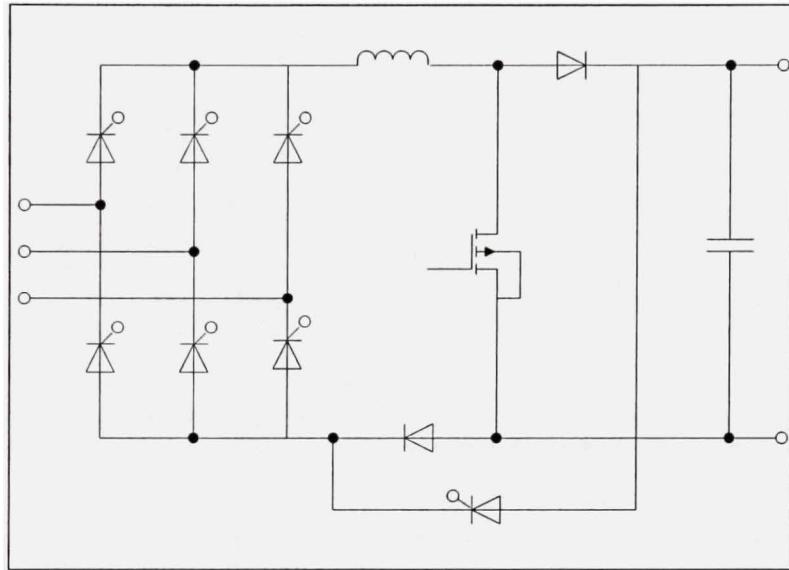


Figure 1.5 *Exemple de redresseur hybride série bidirectionnel: pont redresseur à thyristors et hacheur élévateur.*

Cette configuration a donné naissance au redresseur de Minnesota [14], schématisé dans figure 1.6. Le rôle de l'autotransformateur consiste à réinjecter les composantes homopolaires du courant (3^{ème} harmoniques), générées à la sortie du pont redresseur, dans les courants d'entrée. De cette manière, on parvient à diminuer l'amplitude des harmoniques basses fréquences du courant à des valeurs inférieures à 3% [15].

1.1.1.2.2.2 Redresseurs hybrides parallèles

Cette catégorie englobe les filtres actifs et hybrides, constituées respectivement d'éléments actifs ou d'une combinaison d'éléments actifs et passifs. Ils servent à compenser les

harmoniques de courants générées par les charges non-linéaires, telles que les systèmes d'entraînements, les ponts redresseurs, les systèmes d'éclairage, etc. Ce type de redresseurs offre une meilleure fiabilité par rapport aux filtres passifs présentant plusieurs inconvénients, tels que leur faible rendement énergétique, le risque de résonance, leur sensibilité face aux variations paramétriques de la charge et du réseau, etc.

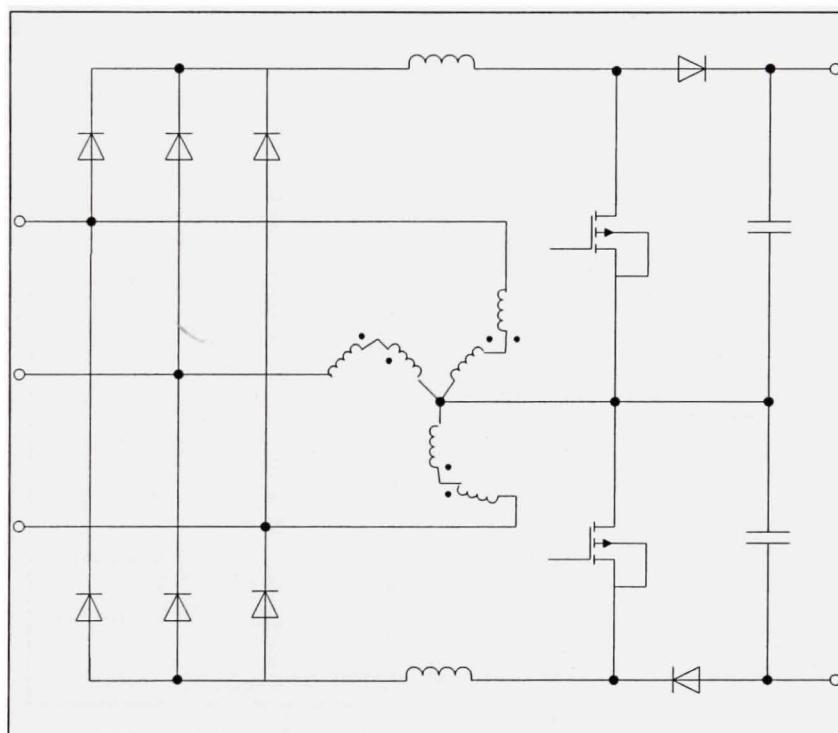


Figure 1.6 Topologie du redresseur de Minnesota.

1.1.1.2.3 Topologies à commande active de courant

Cette famille de redresseurs est généralement formée par des systèmes triphasés directs, mais peut également se présenter sous la forme d'une combinaison de systèmes monophasés [16]. On y distingue principalement deux grandes classes: les topologies avec tension de sortie isolée et celles ave tension de sortie non isolée.

1.1.1.2.3.1 Redresseurs à commande directe de courant avec tension de sortie isolée

On énumère deux types d'isolation galvanique pour le bus de tension DC:

- 1) Isolation à la fréquence du réseau: moyennant un transformateur, telle que la topologie à deux interrupteurs avec transformateur de Scott [17], rapportée dans **figure 1.7**.

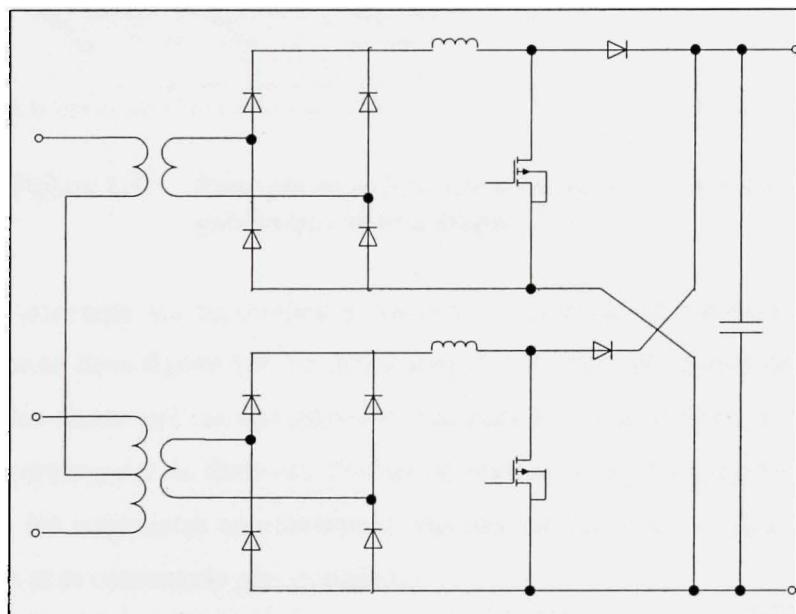


Figure 1.7 Exemple de redresseur à tension de sortie isolée (isolation à la fréquence du réseau par un transformateur de Scott).

- 2) Isolation hautes fréquences: soit par association de redresseurs non isolés et de hacheurs isolés, soit moyennant un seul étage de conversion de puissance. Pour les topologies à deux étages, les tâches de redressement et mise en forme du courant sont assurées par le premier étage, alors que celles d'isolation hautes fréquences, correspondance entre les niveaux de tension et de courants et commande de la tension de sortie sont assurées par le second étage [18]. Un exemple de ce type de redresseurs est donné dans **figure 1.8**.

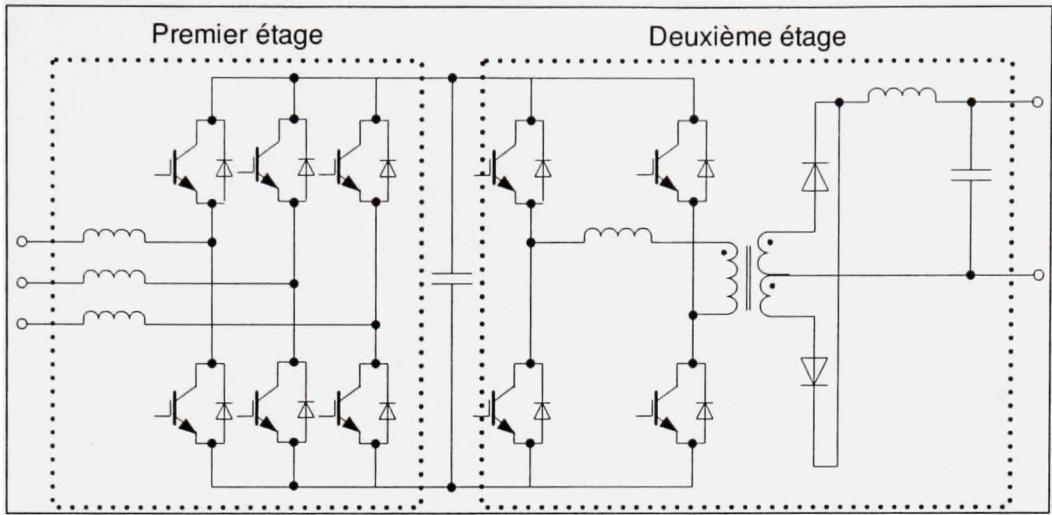


Figure 1.8 Exemple de redresseur à 2 étages avec isolation galvanique hautes fréquences.

En ce qui concerne les topologies à étage de conversion de puissance unique [19], exemple donné dans **figure 1.9**, ou quasi-unique [20], exemple donné dans **figure 1.10**, la totalité des tâches pré mentionnées sont assurées par un seul étage. L'avantage d'une telle configuration est de diminuer l'effort de réalisation et d'augmenter le rendement. Cependant, les contraintes en courants et tensions sur les semi – conducteurs sont plus importantes et la commande plus complexe.

Si on doit comparer ces deux types d'isolation, on peut dire que l'isolation hautes fréquences permet d'éviter le grand volume et poids important des transformateurs basse fréquence, offrant ainsi une meilleure densité de puissance.

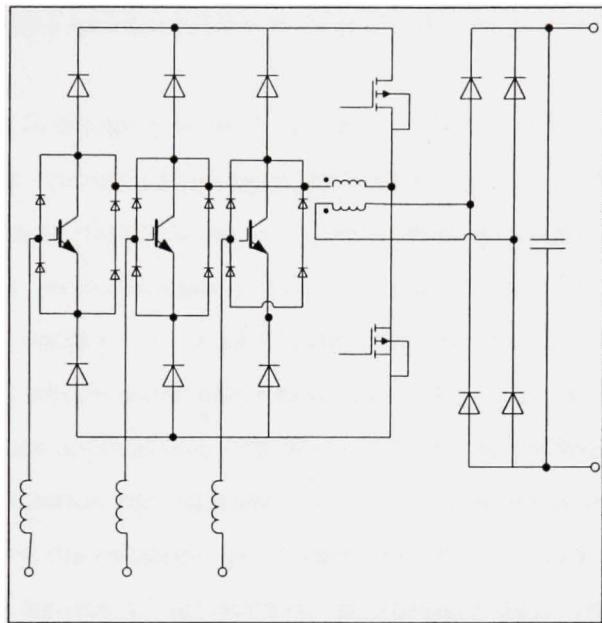


Figure 1.9 Exemple de redresseur à étage unique avec isolation galvanique H. F. (Vienna II).

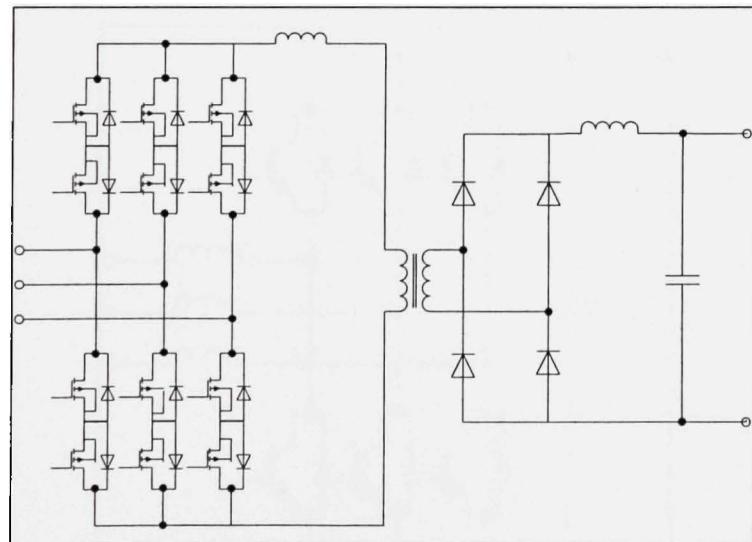


Figure 1.10 Exemple de redresseur à étage quasi unique avec isolation H. F.

1.1.1.2.3.2 Redresseurs à commande directe de courant avec tension de sortie non isolée

Dépendant du type de la charge à la sortie du redresseur, on classe les redresseurs de cette catégorie en deux sous – groupes principaux: les redresseurs à bus de courant [21] et ceux à bus de tension [22]. Sur le plan pratique, les derniers sont d'une plus large utilisation. On y distingue les circuits unidirectionnels [23], limités à la fonction redressement, et bidirectionnels [24], opérant en modes redressement et ondulation. Les topologies unidirectionnelles sont très recommandées pour les applications de correction de facteur de puissance. Dans d'autres applications, la bidirectionnalité de puissance est requise, comme pour les systèmes de traction par exemple. En plus du sens de la puissance et du type de conduction (continue ou discontinue), les redresseurs à bus de tension sont classés selon le nombre de niveaux de tension à leurs entrées. On distingue alors les convertisseurs deux – niveaux [25], tel que le convertisseur à six interrupteurs de la **figue 1.11** ou trois – niveaux, comme le redresseur de Vienne (**figue 1.12**) [26] ou encore le convertisseur à neutre calé [27].

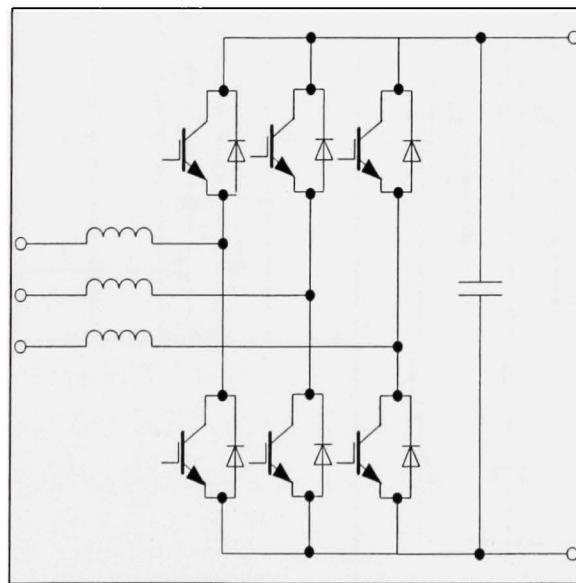


Figure 1.11 Topologie du redresseur bidirectionnel à six interrupteurs.

La généralisation du principe de fonctionnement du convertisseur à neutre calé a donné naissance aux structures multi – niveaux [28]. Le redresseur qu'on a choisi d'étudier dans le cadre de cette thèse est le redresseur triphasé à trois interrupteurs et à trois niveaux de tensions, communément connu sous le nom "redresseur de Vienne". L'historique et les caractéristiques de cette topologie sont détaillés dans le **paragraphe 1.1.2**.

1.1.2 Présentation du convertisseur triphasé de Vienne

Basé sur la combinaison d'un pont diodes triphasé et d'un hacheur élévateur, le redresseur triphasé trois niveaux à trois interrupteurs (**figure 1.12**) a été développé à l'université technique de Vienne en 1992, par professeur Johann W. Kolar et son équipe de la section d'électronique de puissance, d'où l'appellation "redresseur de Vienne". Le redresseur est généralement présenté dans la littérature dans sa structure de **figure 1.12. (b)**.

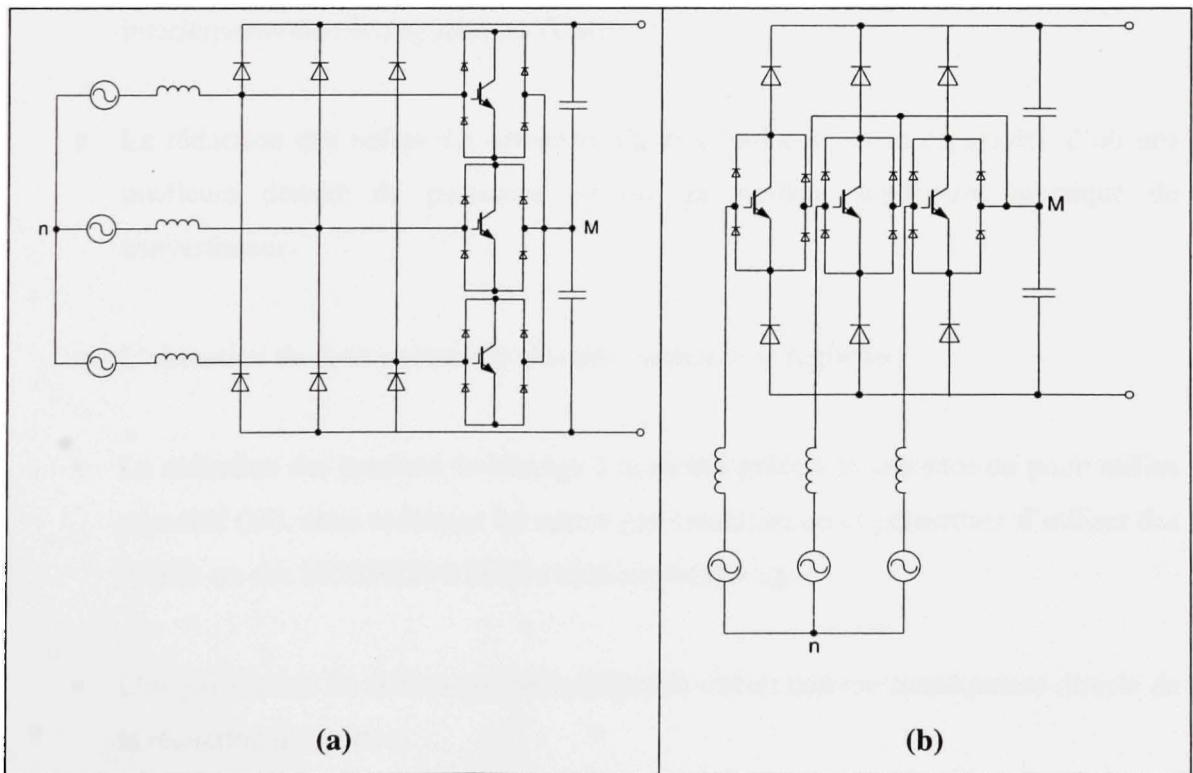


Figure 1.12 Topologies du redresseur triphasé de Vienne.

Cependant, l'arrangement des interrupteurs bidirectionnels tel que dans la configuration de **figure 1.12. (a)** permet de diminuer les pertes par conduction et d'améliorer ainsi le rendement du convertisseur. L'insertion des interrupteurs actifs dans chaque bras du pont triphasé permet d'éviter l'apparition des harmoniques basses fréquences de courants, typiques au redressement unidirectionnel. À cette caractéristique s'ajoutent de nombreux autres avantages, dont principalement:

- La possibilité de mise en forme sinusoïdale du courant pour un déphasage courant – tension situé entre $\pm 30^\circ$ [29], ce qui rend ce circuit très souhaitable pour la correction du facteur de puissance,
- La présence de trois niveaux de tension à l'entrée du convertisseur ($+v_{dc}/2, 0, -v_{dc}/2$). En comparaison avec les convertisseurs deux niveaux, ceci réduit significativement le niveau d'harmoniques de courants, et par suite la taille des filtres et les interférences électromagnétiques (EMI),
- La réduction des tailles des éléments réactifs (inductances et capacités), d'où une meilleure densité de puissance et/ ou un meilleur rendement massique du convertisseur,
- L'obtention de deux sources de tensions continues et réglables,
- La réduction des tensions de blocage à la moitié grâce à la présence du point milieu capacitif (M), ainsi réduisant les pertes par commutation et permettant d'utiliser des IGBTs ou des MOSFETs à faibles tensions de blocage,
- L'augmentation du rendement énergétique du circuit comme conséquence directe de la réduction des pertes,

- La configuration du circuit lui acquière une haute fiabilité contre les erreurs de commande et les risques de court – circuits,
- La réduction relative de la complexité de commande, grâce au nombre réduit d'éléments commandables dans le circuit.

Le redresseur présente également les inconvénients suivants:

- Un flux non inversible de puissance,
- Une modulation en tension limitée à un rang bien précis,
- Des efforts et coûts d'assemblage relativement élevés,

Notons bien que la complexité d'assemblage, pouvant être perçue comme un inconvénient, est évitée pour des applications de moyennes puissances (de 10 à 20 kW) utilisant les modules de **IXYS-VUM25-05** et **VUM85-05 A** [30].

Parmi toutes les topologies triphasées non polluantes, le redresseur/ onduleur à six interrupteurs (**figure 1.11**) se présente comme le principal concurrent du redresseur de Vienne point de vue rendement et coûts. Une évaluation objective des avantages et inconvénients de chaque topologie est proposée dans [31]. D'après cette comparaison, le redresseur de Vienne offre l'avantage de réduire le nombre d'interrupteurs actifs à la moitié, ce qui simplifie significativement la complexité de la commande. Il présente également des taux d'utilisation de diodes et des IGBTs plus élevés. Sa structure à point milieu capacitif permet une nette diminution des pertes par commutation. De plus, le dimensionnement des éléments inductifs est réduit de moitié, ainsi offrant des économies supplémentaires dans les coûts de réalisation.

D'un point de vue fonctionnel, les performances en régime permanent sont très comparables pour les deux redresseurs, avec des efforts de mesure et complexité de commande moindre pour le redresseur de Vienne.

D'autre part, le redresseur de Vienne est également évalué dans la catégorie des topologies multi-niveaux unidirectionnels dans [32]. Cette évaluation est basée sur l'angle de contrôlabilité, l'ondulation de courant et la tension en mode commun. L'étude conclut que le redresseur de Vienne se présente comme le meilleur candidat rendement/prix pour les applications de correction de facteur de puissance [33].

La topologie de Vienne peut être intégrée dans plusieurs applications intéressantes, dont on cite les modules de télécommunications [34], les chargeurs de batteries [35], les moteurs intégrés (IM) [36], les convertisseurs AC/DC/AC utilisés dans les alimentations non interruptibles de puissance (UPS) [37], les systèmes d'entraînements de faible dynamique (climatiseurs, fontaines), les systèmes d'électronique médicale, les unités de soudage, les équipements de mesure et de test [38], etc. Cette topologie peut être également d'un spécial attrait pour les applications aéronautiques, où la tendance actuelle est d'utiliser plus d'énergie électrique pour commander des sous - systèmes d'un avion ("the More Electric Aircraft concept"). L'utilisation des convertisseurs AC/DC dans ce cadre a pour objectif d'alimenter divers types de charges continues, à partir d'un bus AC de fréquence variable entre 360 et 800 Hz [39]. De tels convertisseurs doivent donc satisfaire des exigences spécifiques à ce genre d'applications, à savoir un faible volume, un rendement massique élevé, une haute fiabilité et une capacité à compenser les harmoniques de courants. Le redresseur de Vienne semble parfaitement répondre à ces critères.

Plusieurs variantes de ce convertisseur ont été dérivées de sa version originale. Le redresseur de Vienne II [40], précédemment représenté dans **figure 1.9**, a d'abord été conçu pour remplacer les deux étages de conversion (AC/DC – DC/DC), typiques aux applications de télécommunications, par un seul étage AC/DC assurant à la fois le redressement et l'isolation haute fréquence de la tension de sortie. La version abaissageur du redresseur

(Vienne III) a ensuite été dérivée [41]. Tout récemment, la version IV a également été proposée dans la littérature, où le convertisseur est transformé dans une configuration quatre fils [42]. Ceci signifie que par rapport à la version originale, le point neutre (n) et point milieu (M) sont connectés ensemble, comme le montre **figure 1.13**. Cette modification permet de créer un chemin pour les courants de faute via une mise à la terre, et d'alimenter des charges indépendantes comme pour les systèmes d'alimentations non interruptibles. Elle constitue également une alternative efficace quant à la réduction des interférences électromagnétiques en mode commun [43].

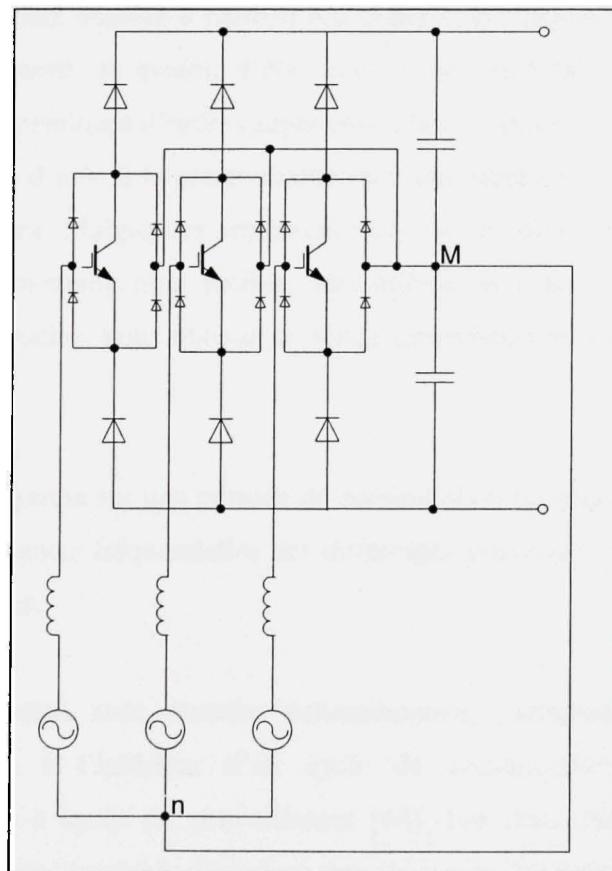


Figure 1.13 Topologie du redresseur de Vienne avec neutre calé (Vienna IV).

1.2 État de l'art sur les principales techniques de modélisation des convertisseurs triphasés

La modélisation est une étape clé quant à l'analyse des caractéristiques dynamiques et la conception de la commande pour les redresseurs triphasés. Par conséquent, il est intéressant de déterminer un modèle fiable, pouvant décrire le plus fidèlement possible le fonctionnement de tels systèmes. Cet intérêt a été davantage nourri par l'apparition de nouveaux outils de simulation dynamique, où les modèles peuvent être spécifiés sous la forme circuit ou dans la forme d'une représentation d'état. Le modèle d'un convertisseur triphasé est généralement élaboré à partir d'une analyse des séquences de fonctionnement, et implique, généralement, un modèle d'état, continu, non linéaire, multivariable et variant dans le temps. Les dynamiques d'ordres supérieurs à la fréquence de commutation, dues aux parasites, aux circuits d'aide à la commutation, aux interférences électromagnétiques, sont généralement négligées. Malgré ces approximations, les modèles obtenus nécessitent une simplification supplémentaire pour faciliter leur utilisation à des fins de commande. Les deux principales approches pour obtenir de telles simplifications sont le moyennement et l'échantillonnage.

La méthode de la moyenne sur une période de commutation (averaging technique) consiste à négliger les composantes fréquentielles des différentes grandeurs, pour ne considérer que leurs valeurs moyennes.

Quant à la modélisation avec données échantillonnées (sampled-data modeling), elle supprime les détails à l'intérieur d'un cycle de commutation, et se contente du fonctionnement cycle à cycle du convertisseur [44]. Les deux méthodes produisent un modèle non linéaire, multivariable, invariant dans le temps. La linéarisation de ce modèle autour d'un point de fonctionnement stable implique un modèle linéaire invariant dans le temps (LIT), ce qui se prête bien à une large gamme de méthodes de commande standards. Ces divers types de modèles sont détaillés dans les sous – paragraphes suivants.

1.2.1 Modèle d'état utilisant les fonctions de commutation (switched state-space model)

Une approche intuitive pour la modélisation d'un redresseur est celle basée sur une analyse des séquences de fonctionnement, afin de déterminer toutes les configurations stables du circuit. Le modèle global est ensuite déduit comme étant la combinaison des modèles élémentaires de ces configurations stables selon l'état de commutation des interrupteurs commandables [45]. Ce modèle implique les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs comme variables d'état, et s'écrit généralement sous la forme suivante:

$$\dot{X} = f(X, v, S) \quad (1.1)$$

Où f est une fonction non linéaire, X désigne le vecteur des variables d'état, S et v sont respectivement les vecteurs des fonctions de commutation et des perturbations.

Afin d'exploiter ce modèle en commande, les fonctions de commutation peuvent être déterminées par exemple moyennant des tables de correspondance [46] ou une modulation dans l'espace d'état vectoriel (SVM) [47]. L'inconvénient de ce type de modèle est sa structure variable, vu la discontinuité des fonctions de commutation, généralement binaires. Son avantage est sa couverture de toute la plage fréquentielle des différentes grandeurs dans le circuit.

À titre d'exemple, considérons le cas d'un convertisseur DC/DC élévateur fonctionnant en mode de conduction continue. Les deux configurations stables du circuit sont respectivement celle où la diode (D) est conductrice et celle où l'interrupteur (T) est saturé. Elles sont représentées dans **figure 1.14**. Si on dénote par (S) la fonction de commutation de l'interrupteur (T), avec ($S = 0$) quand l'interrupteur est bloqué, et ($S = 1$) quand il est amorcé, les équations d'états du circuit s'écrivent alors:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} [v_i - (I - S)v_c] \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(I - S)i_L - \frac{v_c}{R} \right]\end{aligned}\quad (1.2)$$

Ces dernières équations représentent le modèle d'état de l'hacheur élévateur, utilisant les fonctions de commutation.

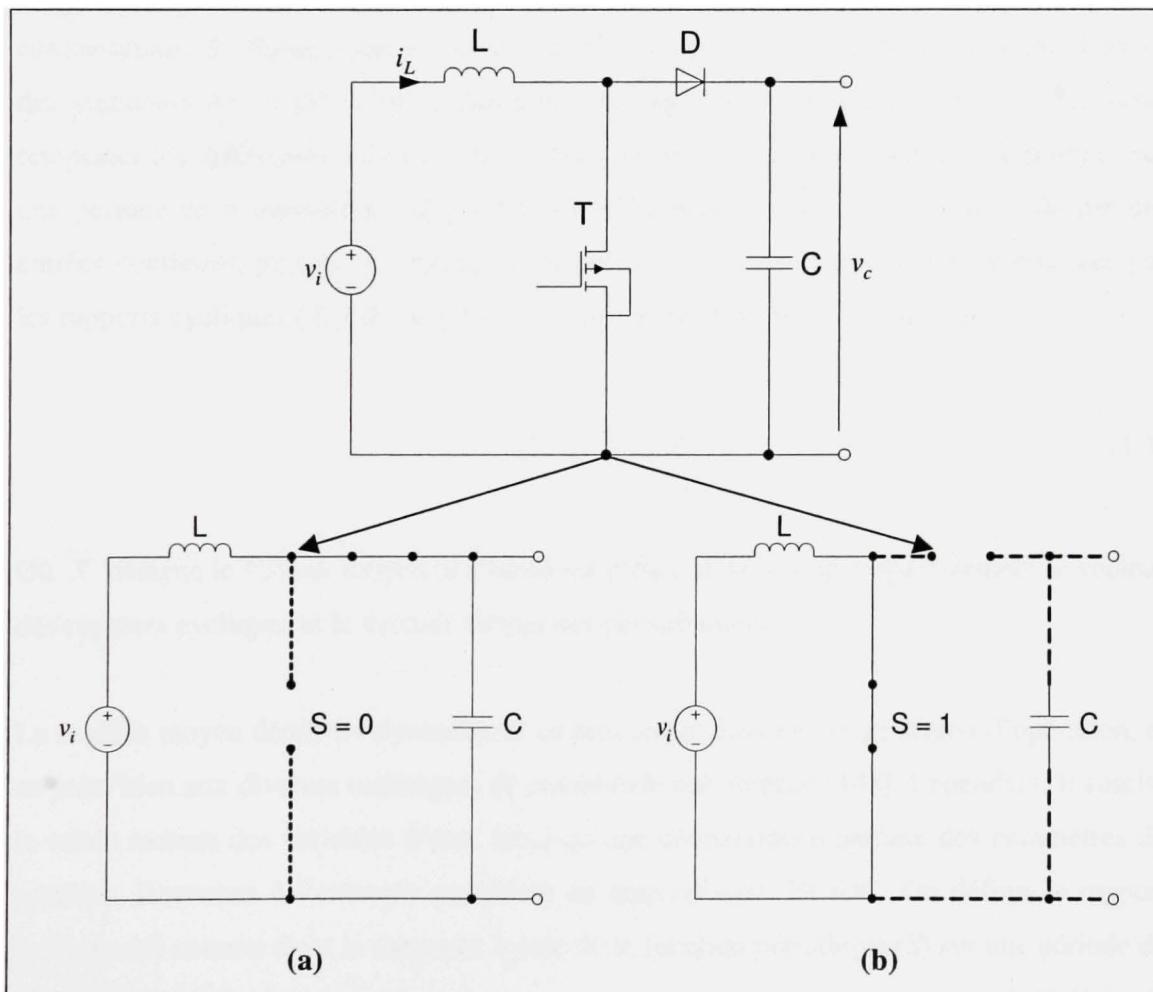


Figure 1.14 *Configurations stables d'un hacheur élévateur*
(a): T ouvert, D passante;
(b): T fermé, D bloquée.

1.2.2 Modèle d'état moyen (state-space averaged model)

Pour la conception et l'application d'une commande aux redresseurs triphasés, on a plutôt besoin d'un modèle reliant les entrées, et plus particulièrement les rapports cycliques ou indices de modulation, aux sorties à contrôler (courants dans les inductances, tensions aux bornes des condensateurs). Pour ce faire, on peut toujours assumer que les valeurs moyennes des différentes grandeurs sont les principales responsables des échanges d'énergie dans le circuit. De plus, le dimensionnement adéquat des inductances de lissage et condensateurs de filtrage permet de réduire significativement les composantes oscillatoires des grandeurs AC et DC, d'où la possibilité de négliger ces dernières. On peut, par suite, remplacer les différentes variables du système par leurs moyennes locales, déterminées sur une période de commutation. Le modèle du redresseur devient, alors, commandé par des entrées continues, puisque les fonctions de commutation discontinues sont remplacées par les rapports cycliques (d), ($0 \leq d \leq 1$). Il s'exprime généralement comme suit:

$$\dot{\bar{X}} = f(\bar{X}, \bar{v}, d) \quad (1.3)$$

Où \bar{X} désigne le vecteur moyen des variables d'état, d et \bar{v} sont respectivement le vecteur des rapports cycliques et le vecteur moyen des perturbations.

Le modèle moyen décrit les dynamiques du redresseur dans une large région d'opération, et se prête bien aux diverses techniques de commande non linéaires [48]. Cependant, il suscite la totale mesure des variables d'état, ainsi qu'une connaissance parfaite des paramètres du système. Revenons à l'exemple précédent du convertisseur DC/DC. On définit le rapport cyclique (d) comme étant la moyenne locale de la fonction périodique (S) sur une période de commutation (T_d), c'est-à-dire:

$$d(t) = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t S(\tau) d\tau \quad (1.4)$$

Rappelons que notre objectif est de définir une relation pouvant lier cette variable de commande $d(t)$ aux variables qu'on désire commander (i_L ou/et v_c). Pour ce faire on définit les moyennes locales de ces variables d'état comme étant:

$$\overline{v_c(t)} = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t v_c(\tau) d\tau \quad (1.5)$$

$$\overline{i_L(t)} = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t i_L(\tau) d\tau \quad (1.6)$$

Comme la moyenne de la dérivée d'un signal est égale à la dérivée de sa moyenne, **Eq. (1.2)** peut être réécrite comme:

$$\begin{aligned} \frac{d\overline{i_L}}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\overline{v_i} - \overline{v_c} + \overline{Sv_c} \right] \\ \frac{d\overline{v_c}}{dt} &= \frac{1}{C} \left[\overline{i_L} - \overline{Si_L} - \frac{\overline{v_c}}{R} \right] \end{aligned} \quad (1.7)$$

Sous certaines hypothèses, on peut remplacer le produit de la moyenne des produits par le produit des moyennes, ce qui n'est généralement pas le cas. On obtient alors le modèle d'état moyen du convertisseur défini par:

$$\begin{aligned} \frac{d\overline{i_L}}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\overline{v_i} - (I-d)\overline{v_c} \right] \\ \frac{d\overline{v_c}}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(I-d)\overline{i_L} - \frac{\overline{v_c}}{R} \right] \end{aligned} \quad (1.8)$$

On peut constater que par rapport au modèle par fonctions de commutation, toutes les variables du circuit ont été remplacées par leurs valeurs moyennes.

1.2.3 Modèle en petits signaux (small-signal model)

La linéarisation du modèle moyen autour de son point de fonctionnement nominal est une approche très utilisée pour les redresseurs triphasés [49]. Le modèle obtenu est linéaire invariant dans le temps (LIT), et gouverne le comportement dynamique du redresseur dans un régime de faibles variations autour de son point d'opération nominal. Il s'écrit généralement sous la forme suivante:

$$\dot{\tilde{X}}(t) = A\tilde{X}(t) + B\tilde{d}(t) + E\tilde{v}(t) \quad (1.9)$$

Où \tilde{X} désigne le vecteur des variables d'état en régime "petits signaux". Il représente les déviations des variables d'états moyennes \bar{X} par rapport à la valeur statique X_o , c'est-à-dire:

$$\tilde{X} = \bar{X} - X_o \quad (1.10)$$

\tilde{d} et \tilde{v} sont respectivement les variations en petits signaux sur les entrées de commande et les perturbations. Les matrices d'état A , de commande B et de perturbation C , sont constantes invariantes dans le temps, et définies par:

$$A = \frac{\partial f}{\partial \bar{X}} \Big|_{X=X_o}, \quad B = \frac{\partial f}{\partial d} \Big|_{X=X_o}, \quad C = \frac{\partial f}{\partial v} \Big|_{X=X_o} \quad (1.11)$$

avec f la fonction non linéaire définie dans **Eq. (1.1)** et **Eq. (1.3)**. Le modèle équivalent dans le domaine fréquentiel est obtenu par application de la transformée de Laplace à **Eq. (1.9)**:

$$\tilde{X}(s) = (sI - A)^{-1} B \tilde{d}(s) + (sI - A)^{-1} C \tilde{v}(s) \quad (1.12)$$

Cette dernière équation définit les différentes fonctions de transfert régissant les relations entre les différentes entrées et sorties du convertisseur. Le modèle en petits signaux offre la possibilité de concevoir diverses méthodes de commande linéaires. Son majeur inconvénient est la négligence des non-linéarités du convertisseur, ce qui peut se répercuter sur les performances transitoires du redresseur. La précision d'un tel modèle risque de se détériorer pour de fortes déviations par rapport au régime de fonctionnement nominal.

1.3 État de l'art sur les principales techniques de commande des convertisseurs triphasés

La commande des redresseurs triphasés non polluants doit viser les objectifs suivants:

- la correction du facteur de puissance,
- la mise en forme des courants de lignes,
- la régulation de la tension DC,
- la balance des différentes tensions partielles pour les topologies à double (ou multiple) bus DC à la sortie,
- La robustesse face aux variations de la charge et du réseau,

Diverses techniques de commande ont été proposées pour les redresseurs triphasés non polluants dans la littérature. Pour des raisons de clarté et de brièveté, elles sont classées dans la suite de ce paragraphe en trois grandes classes: linéaires, non linéaires et adaptatives.

1.3.1 Techniques de commande linéaires

Les techniques de commande linéaires sont largement appliquées aux convertisseurs triphasés, grâce à leur facilité de réglage et de réalisation pratique. Il existe divers types de contrôleurs linéaires: les compensateurs à avance ou retard de phase, les contrôleurs à actions proportionnelle intégrale dérivée (PID) ou l'une de ses variantes (P ou PI), le retour d'état linéaire, la commande linéaire optimale, etc. Les paramètres de tels contrôleurs sont soit ajustés empiriquement [50], soit déterminés numériquement à partir d'un modèle linéaire invariant dans le temps du convertisseur [51], sous l'une des formes définies dans **paragraphe 1.2.3**. En se basant sur ces fonctions de transfert, les paramètres des différents contrôleurs sont déterminés par placement de pôles [52] ou encore par minimisation d'un critère quadratique (LQR) [53]. Ces contrôleurs sont, ensuite, appliqués aux différentes boucles de commande afin de compenser la puissance réactive échangée dans le circuit, commander le flux de puissance active vers la charge et réguler la (les) tension(s) de sortie à une (des) valeur(s) de référence. Notons bien qu'en présence de couplages entre les différentes fonctions de commutations et les grandeurs commandées du convertisseur, deux approches sont possibles:

- Le bouclage direct : les interactions sont négligées et la conception des contrôleurs se fait en se basant sur l'entrée la plus prédominante pour la commande de chaque variable,
- Le découplage linéaire: les interactions sont découplées moyennant des découplageurs linéaires.

1.3.1.1 Les contrôleurs PID

Ce type de contrôleurs est largement utilisé pour la commande des convertisseurs, vu sa simplicité de conception et de mise en œuvre. La structure d'un tel contrôleur est donnée dans la figure suivante.

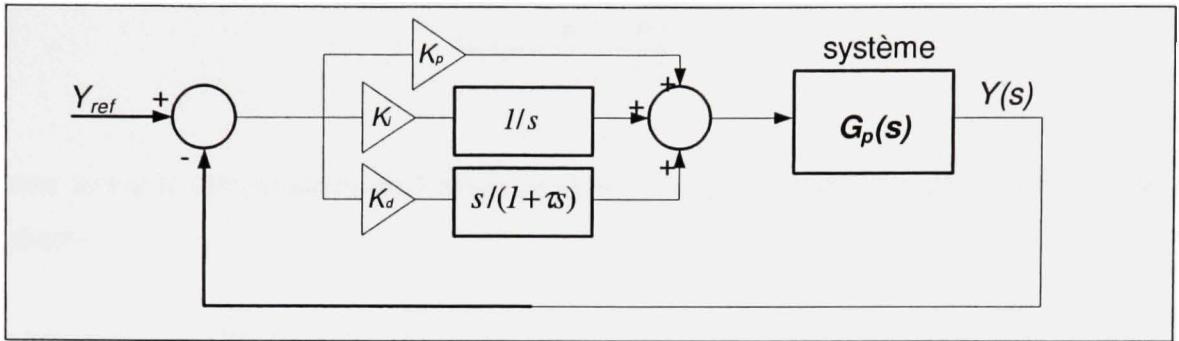


Figure 1.15 Boucle de commande incluant un contrôleur PID.

L'action proportionnelle (K_p) assure la stabilité des variables commandées, alors que l'action intégrale (K_i) annule l'erreur statique et assure une poursuite parfaite entre les mesures et les références. L'action dérivée (K_d) est ajoutée afin d'améliorer la rapidité des boucles. Notons bien que dans le cas des redresseurs, l'application de contrôleurs PID conventionnels directement aux variables instantanées dans le repère direct (abc) s'avère insuffisante à cause du gain fini à la fréquence de fonctionnement. Les PI/ PID oscillants [54] permettent de résoudre ce problème et d'annuler l'erreur statique. D'autre part, certaines topologies présentent une configuration variable aux dépens des intervalles de fonctionnement. Cette variation peut rendre la commande dans le repère direct très difficile. D'où la nécessité de faire appel aux transformations triphasées, plus particulièrement la transformée abc/dqo. Les équations d'état, ainsi obtenues dans un repère tournant à la même fréquence que le réseau, sont plus faciles à manipuler pour des fins de commande [55].

1.3.1.2 Les correcteurs à avance ou/ et à retard de phase

Un correcteur à avance ou à retard de phase permet de modifier le comportement dynamique d'un système, en ajoutant des paires de pôles et de zéros. Ces derniers permettent d'augmenter les marges de gain et de phase par rapport au point critique de stabilité. Rappelons que plus ces quantités sont positivement grandes, plus le système est à l'abri de l'instabilité. Les correcteurs à avance/ retard de phase ont généralement la structure suivante:

$$G_c(s) = \frac{K(1 + \varpi)}{(1 + \alpha \varpi)} \quad (1.13)$$

avec $\alpha > 1$ si le compensateur est à retard de phase, et $\alpha < 1$ si le compensateur est à avance de phase.

L'élément avant (numérateur du contrôleur) assure la stabilité et la rapidité des boucles fermées, alors que l'élément arrière (dénominateur du contrôleur) réduit l'erreur en régime permanent. Le choix de l'un ou l'autre des deux types de correcteurs (avance ou arrière de phase) se fait selon que l'on veuille éléver ou abaisser la courbe de gain ou de phase du système, tel qu'illustré par les diagrammes de Bode représentés dans **figure 1.16**.

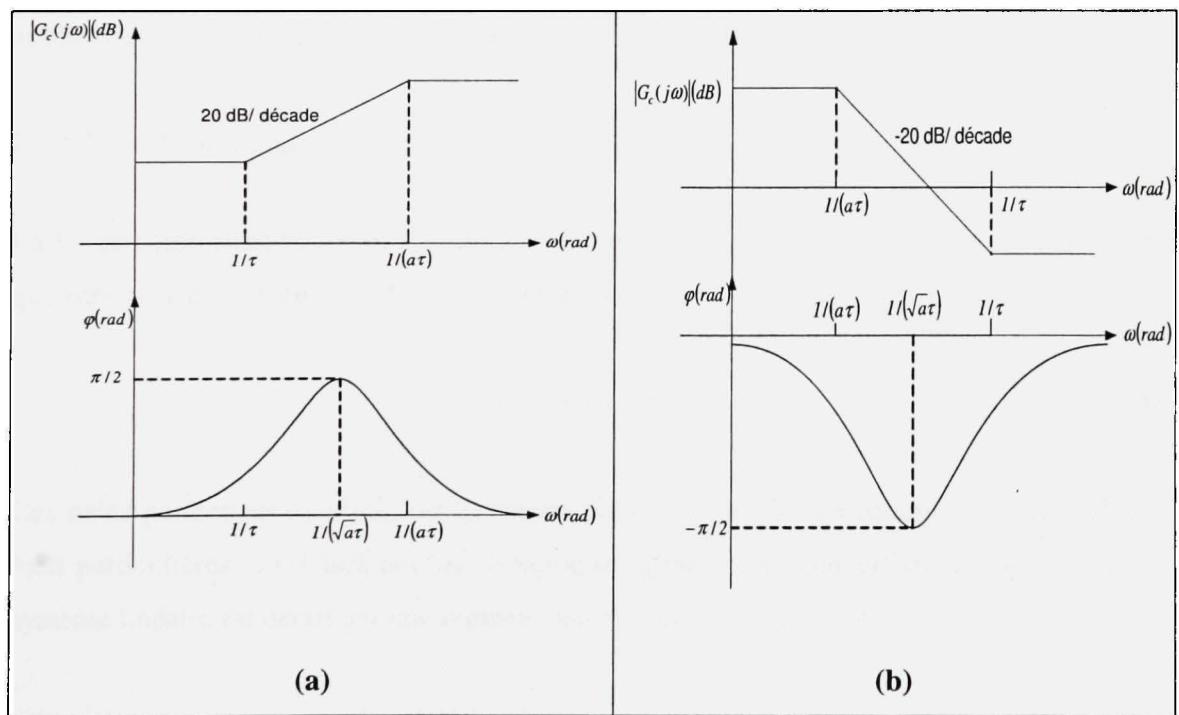


Figure 1.16 Diagrammes de Bode des correcteurs à avance et à retard de phase,
 (a): Correcteur à avance de phase,
 (b): Correcteur à retard de phase.

Dans les travaux traitant des redresseurs triphasés, ce type de compensateurs a été appliqué à diverses topologies, et plus particulièrement au redresseur de Vienne [56], dans une configuration multi-boucles pour une commande en courants et en tensions. Tout récemment, le concept de compensateurs à avance et arrière de phase quasi-linéaires a été introduit dans la littérature [57]. Leur structure est très semblable à celle des compensateurs classiques. Cependant, leurs pôles sont choisis comme exponentiellement dépendants de leur gain, d'où l'appellation "quasi-linéaire". Cette approche permet, pour des gains très élevés, d'assurer un rejet parfait des perturbations et d'atteindre une haute stabilité du système (marge de gain infinie, marge de phase égale à 90°), et ce indépendamment des conditions initiales et des incertitudes paramétriques. Bien que ce nouveau concept soit bien attrayant pour les redresseurs non polluants ou tout autres types de convertisseurs, il n'a pas été encore exploité dans ce contexte. Dans le cadre de la présente thèse, cette méthode est appliquée au redresseur triphasé de Vienne dans le **chapitre 4**.

1.3.1.3 Commande par retour d'état linéaire

La loi de commande est générée à partir d'un retour des états à des gains constants près, tel que schématisé par **figure 1.17**. Autrement dit, la loi de commande s'écrit:

$$u = -KX + Mr \quad (1.14)$$

Ces gains permettent de placer les nouveaux pôles des boucles de commande à des valeurs bien particulières, ainsi influant les dynamiques globales du convertisseur. En effet, si le système linéaire est décrit par une représentation d'état sous la forme:

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (1.15)$$

moyennant la loi de commande u précédemment définie dans **Eq. (1.14)**, les dynamiques du système deviennent alors:

$$\dot{\bar{X}} = (\bar{A} - \bar{B}\bar{K})\bar{X} + \bar{B}\bar{M}r \quad (1.16)$$

La nouvelle matrice d'état devient donc $(\bar{A} - \bar{B}\bar{K})$ et les pôles du système en boucle fermée sont placés aux valeurs propres de cette nouvelle matrice.

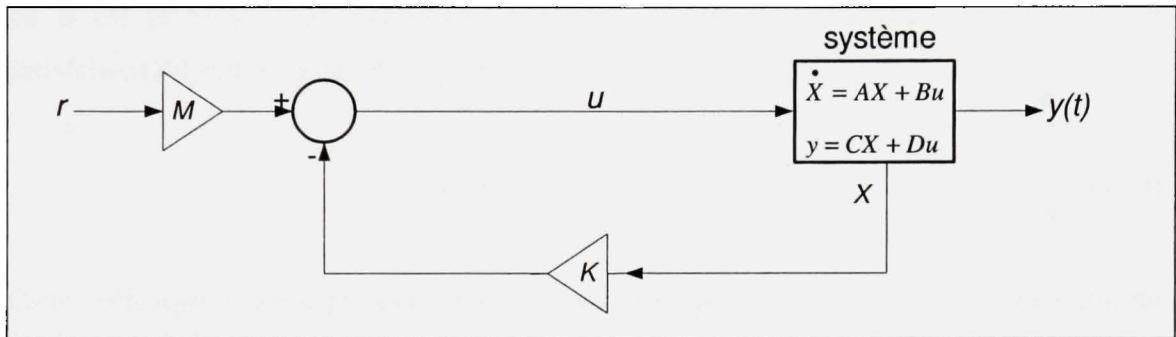


Figure 1.17 Principe de la commande linéaire par retour d'états.

Un exemple d'application de cette technique aux redresseurs triphasés est celle proposée dans [58] pour la commande des trois courants AC d'un redresseur source de courant à facteur de puissance unitaire, moyennant une approche multi – DSP.

1.3.1.4 Contrôleurs à minimum de critère quadratique (LQR)

Il s'agit de régulateurs proportionnels multivariables, dont les gains sont calculés à partir de la minimisation d'un critère quadratique (fonction coût) des états (X) et des entrées de commande (u):

$$J = \int_0^{\infty} (X^T Q X + u^T R u) dt \quad (1.17)$$

Q et R sont respectivement les matrices de pondération des états et des entrées de commande. Elles sont carrées et symétriques. La fonction J peut représenter un critère

quelconque que l'on cherche à minimiser tel que l'énergie, les pertes, etc. La loi de commande optimale pour minimiser cette fonction quadratique est:

$$u = -R^{-1}B^T P X \quad (1.18)$$

où B est la matrice de commande et P est une matrice symétrique définie positive satisfaisant l'équation de Riccati suivante:

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (1.19)$$

Cette technique a été appliquée pour la commande des courants de lignes, correction du facteur de puissance, équilibre des tensions DC et régulation du bus DC total d'un convertisseur triphasé de Vienne dans [59]. Le critère quadratique y a été défini comme étant la somme des carrées de la composante en quadrature du courant (i_q), le déséquilibre des tensions partielles (Δv_{dc}) et la tension totale de sortie (v_{dc}). Le même principe d'optimisation a été appliqué au convertisseur bidirectionnel trois niveaux avec neutre isolé dans [60], ainsi qu'à la topologie bidirectionnelle à 6 interrupteurs dans [61]. Cette méthode présente l'avantage de fonctionner aussi bien en modes petits et larges-signaux. De plus, la conception du contrôleur est assez simple, et elle peut être simplifiée davantage par les outils numériques, tels que le "Matlab ® lqr built in function".

1.3.1.5 Commande linéaire robuste

La commande linéaire robuste [62] est basée sur la théorie de retour quantitatif (Quantitative Feedback Theory), qui est l'extension des méthodologies de commande conçues dans le domaine fréquentiel (Bode, Nyquist, Nichols, etc). De tels contrôleurs sont composés de deux éléments: un compensateur et un pré-filtre, comme l'illustre **figure 1.18**.

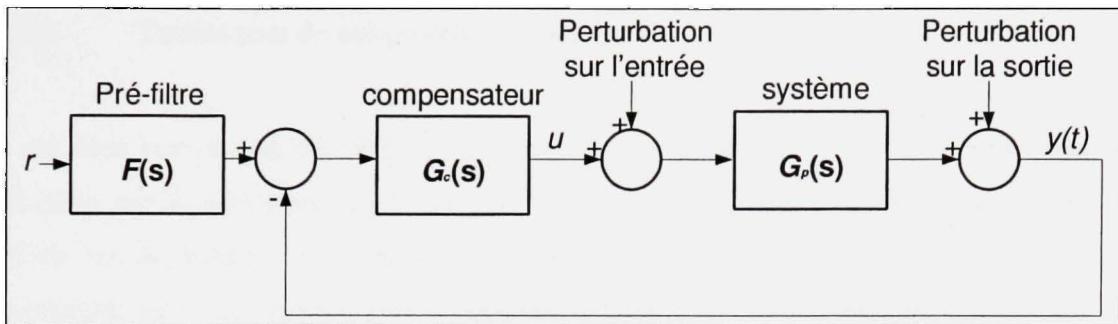


Figure 1.18 Schéma de principe de la commande linéaire robuste.

Le gain du compensateur est réglé pour s'accommoder à certains niveaux de perturbations et d'incertitudes paramétriques, alors que le pré-filtre est conçu de façon à "mettre en forme" la boucle fermée (loop shaping). Les fondements de la méthode sont basés sur les propriétés du diagramme de Nichols, et consiste à obtenir un ensemble de bornes autour d'une fonction de transfert nominale, qui sont ensuite suivies pour la mise en forme de la boucle fermée. De cette manière, cette dernière peut s'accommoder aux différentes incertitudes et variations paramétriques. L'un des avantages de cette technique est de laisser le concepteur choisir le compromis entre la performance et le degré de complexité du contrôleur. Cependant, elle demande une expérience assez avancée de la part du concepteur, ainsi que la nécessité de manipulations graphiques pendant la phase de conception. Ces difficultés ont été nettement réduites grâce à l'apparition d'outils numériques, tels que le PC based graphical QFT toolbox ®. La méthode a commencé, donc, à intéresser les applications de conversion de puissance en général et de redressement non polluant en particulier [63], où la robustesse demeure un critère très important. Dans de telles applications, la commande robuste permet d'éliminer les erreurs en amplitude et en phase des courants, de préserver la sécurité de fonctionnement des interrupteurs en limitant les variations de la fréquence de commutation et d'assurer une bonne utilisation du bus DC de tension.

1.3.2 Techniques de commande non linéaires

Il est bien connu que les redresseurs triphasés présentent de très fortes non-linéarités, générées par le processus de commutation. Ces non-linéarités sont négligées quand on utilise les techniques de commande linéaires, décrites dans le paragraphe précédent. Cependant, pour des applications nécessitant de très hautes performances dynamiques, les non linéarités inhérentes des redresseurs doivent être prises en considération lors de la conception des contrôleurs. Les méthodes de commande non linéaires sont, pour la plupart, basées sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Selon cette dernière, tout système dynamique peut être représenté par une fonction énergie, nulle à son point d'équilibre et strictement définie positive ailleurs. Si ce système est déplacé vers d'autres points de fonctionnement, son énergie doit décroître dans le temps pour que l'on puisse dire que le système converge asymptotiquement vers son point d'équilibre. Les principaux types de commandes non linéaires appliquées aux redresseurs triphasés sont détaillés dans les sous – paragraphes suivants.

1.3.2.1 Commande par linéarisation exacte

Le principe de la linéarisation exacte [64] repose sur deux étapes principales. La première étape consiste en une compensation des non-linéarités du système par une adéquate transformation de ses états. Dans la deuxième étape, des contrôleurs linéaires sont appliqués au système pré linéarisé lors de la phase de compensation, de façon à imposer des dynamiques bien spécifiques au système en boucle fermée. Le principe de cette technique de commande est décrit par **figure 1.19**.

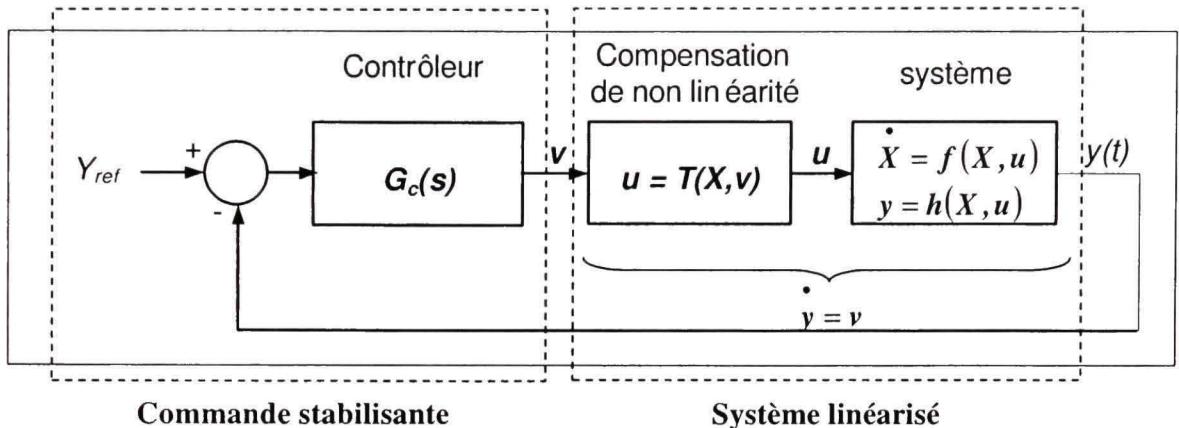


Figure 1.19 *Principe de la commande non-linéaire par linéarisation exacte.*

Notons bien qu'il n'est pas toujours possible d'appliquer cette méthode à tous les systèmes non linéaires, puisqu'elle dépend fortement du type des non linéarités. En effet, la linéarisation exacte peut se faire dans deux sens distincts. Le premier sens est celui des dynamiques entrées/ sorties, avec les variables contrôlées choisies comme étant les sorties, d'où l'appellation "linéarisation au sens entrée – sortie". Ce cas est uniquement applicable aux systèmes à minimum de phase, c'est-à-dire ceux dont les dynamiques à zéro sont stables. Le second sens de linéarisation exacte cible toutes les dynamiques du système dans l'espace d'état en entier, d'où le nom "linéarisation au sens entrée – état". Cette approche, moins intuitive que la première, nous permet de surpasser les difficultés liées aux dynamiques internes. Cependant, elle reste restreinte à une certaine classe de systèmes. La linéarisation exacte a été appliquée à diverses topologies de redresseurs triphasés non polluants, comme le redresseur trois niveaux à neutre calé [65], la topologie bidirectionnelle à six interrupteurs utilisée en redresseur ou en filtre actif, ainsi qu'au redresseur à injection active de courant [66]. Par rapport aux techniques de commande linéaires, elle permet d'améliorer nettement les performances du redresseur, spécialement pendant le régime transitoire.

1.3.2.2 Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une technique de commande non linéaire à structure variable, où les dynamiques d'un système sont transformées par l'application d'une loi de commande à base de commutation haute fréquence. L'utilisation de cette technique a connu un véritable essor durant la dernière décennie, spécialement pour la commande directe et indirecte des courants sources dans le filtrage actif [67]. Le concept de mode de glissement est également dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov. Il s'agit d'induire les trajectoires d'états d'un système dynamique dans une certaine surface, appelée surface de glissement ou de commutation et définie par une énergie nulle ($V = 0$). Ceci est possible tant que la condition ($\dot{V} < 0$) soit satisfaite, ce qui se traduit par une énergie positive et décroissante ou négative et croissante. Les dynamiques du système peuvent alors être dictées par les paramètres de la surface de glissement. Ce principe est schématisé dans **figure 1.20**.

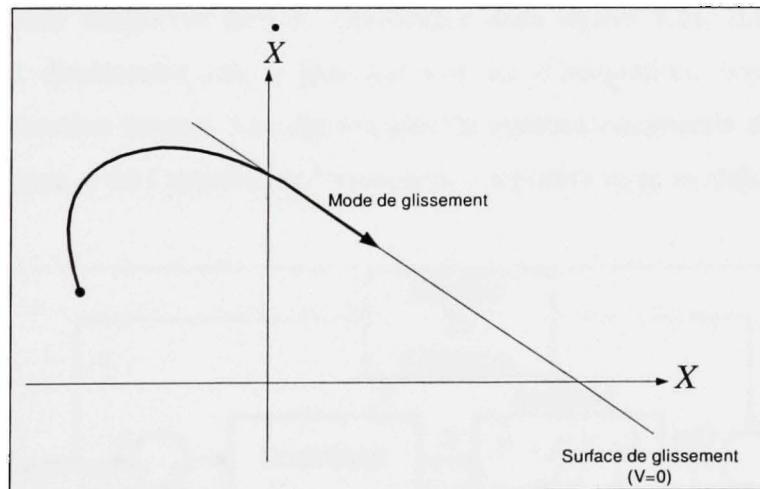


Figure 1.20 *Représentation de la commande par mode de glissement dans le plan de phase.*

Les avantages d'une telle méthode sont sa robustesse, la simplicité de son algorithme et ses bonnes performances dynamiques. Cependant, sa vraie difficulté réside dans le choix

adéquat de la surface de commutation. Toutefois, le fonctionnement à fréquence variable impliqué par cette commande constitue une véritable limitation quant à son utilisation, puisqu'elle entraîne un spectre de fréquences très étendu non contrôlé.

1.3.3 Techniques de commande adaptative

Les paramètres d'un contrôleur adaptatif s'ajustent en fonction des variations paramétriques du système commandé. On distingue principalement deux grandes classes de commandes adaptatives. La première classe est basée sur la connaissance d'un modèle du système, qui servira de point de départ pour la conception de la commande. La deuxième catégorie est basée sur des connaissances expertes sur le fonctionnement du système, pouvant être traduites en un ensemble de règles heuristiques.

1.3.3.1 Commandes adaptatives directe et indirecte

Dans la commande adaptive directe, représentée dans figure 1.21, les paramètres des contrôleurs sont directement mis à jour par une loi d'adaptation, conçue de façon à minimiser une fonction énergie. Les dynamiques du système commandé doivent suivre un modèle de référence, d'où l'appellation "commande adaptive avec modèle de référence".

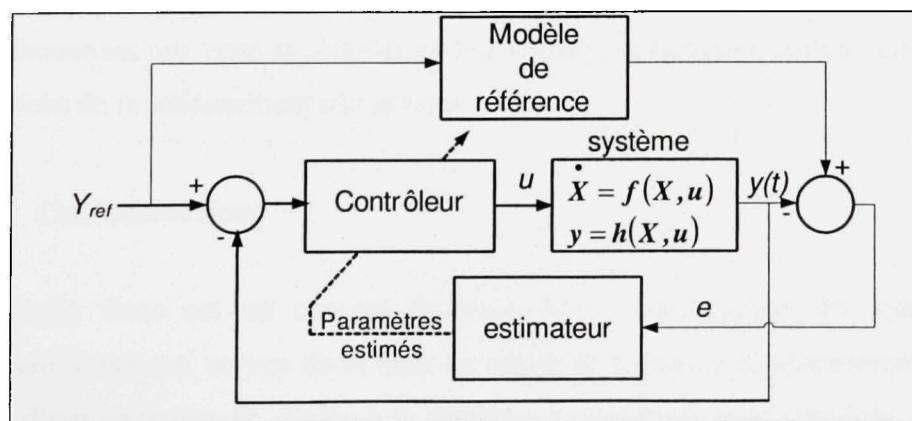


Figure1.21 *Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.*

Dans le cas de la commande adaptative indirecte, tel que schématisé dans **figure 1.22**, les paramètres des contrôleurs s'ajustent à partir d'une estimation des paramètres du système. Cette estimation se fait moyennant un algorithme du type moindres carrées ou l'une de ses variantes. Ce type de contrôleurs est dit "auto – ajustable".

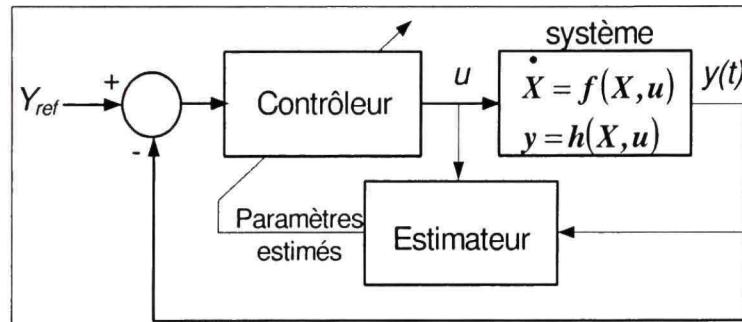


Figure 1.22 *Commande non-linéaire adaptative indirecte.*

La première méthode a été la plus utilisée pour les redresseurs triphasés non polluants, notamment pour la topologie trois niveaux à neutre calé [68]. La comparaison de cette technique aux commandes linéaire et non linéaires pour cette même topologie est également proposée dans [69]. Cette comparaison englobe diverses conditions d'opération, et est basée sur plusieurs critères tel que le THD du courant, le facteur de puissance, l'erreur statique sur le bus DC, le temps de stabilisation des différentes grandeurs du circuit, etc. Les résultats obtenus démontrent une nette supériorité de la commande adaptative, particulièrement pour des conditions de fonctionnement très sévères.

1.3.3.2 Commande floue

La commande floue est un concept émanant de la mécanisation des méthodes de raisonnement humaines, en vue de la mise en œuvre de systèmes d'informations avancées (systèmes d'ordonnancement, d'aide à la décision, de supervision de procédés industriels, etc.) Contrairement à la modélisation numérique, communément utilisée en ingénierie, elle est basée sur la traduction des connaissances symboliques sur un système en entités

numériques et inversement. Cette technique présente plusieurs avantages, dont principalement sa facilité d'implantation, son applicabilité à des systèmes multivariables complexes avec des données incertaines ou imprécises, sa robustesse vis-à-vis des incertitudes, ainsi que la possibilité d'intégration du savoir de l'expert [70]. La réalisation de la commande floue nécessite trois étapes:

- 1) Étape de "fuzzification": elle consiste à attribuer à chaque variable réelle un sous-ensemble flou,
- 2) Étape d'application des règles d'inférence: les règles d'inférence permettent de définir une correspondance entre la grandeur réglante et la loi de commande,
- 3) Étape de "défuzzification": c'est l'étape inverse de la première. Elle consiste à transformer le degré d'appartenance de la loi commande, dictée par les règles d'inférence dans l'étape 2, en une valeur numérique applicable au processus.

Ces différentes étapes sont représentées dans **figure 1.23**.

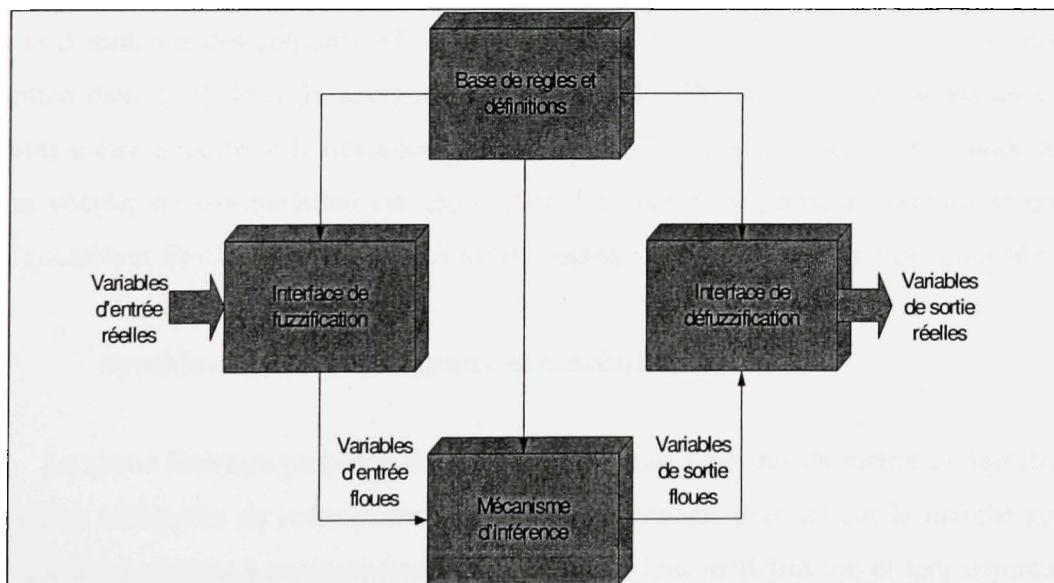


Figure 1.23 *Principe général de la commande floue.*

Afin de mieux illustrer ce concept, on cite l'exemple de la régulation floue du bus DC appliquée à un système d'émulation éolienne à vitesse variable, utilisant la topologie bidirectionnelle à six interrupteurs [71]. Les entrées du contrôleur flou (ou grandeurs réglantes) sont choisies comme étant l'erreur (e) et la dérivée de l'erreur (Δe) de poursuite entre la tension DC et sa référence. La sortie du contrôleur flou (ou loi de commande) est la variation de la référence du courant direct (Δi_d^*). Pour ces entrées/ sorties du contrôleur, on définit 7 ensembles flous, à savoir "négative grande", "négative moyenne", "négative petite", "zéro", "positive petite", "positive moyenne" et "positive grande". Ceci implique au total 49 règles d'inférences possibles. La valeur actuelle de la référence du courant direct ($i_d^*(k)$) est ensuite déduite à partir de son échantillon précédent ($i_d^*(k-1)$) plus la déviation calculée par le contrôleur flou (Δi_d^*). Les résultats expérimentaux obtenus prouvent l'efficacité du contrôleur flou pour une régulation adéquate du bus DC de sortie, plus particulièrement pour une diminution critique de 83% de la charge. Dans [72], une approche similaire est proposée pour la même topologie. Un régulateur PI de la tension DC est associé à un moteur d'inférence, pour pouvoir ajuster les gains proportionnel et intégral du contrôleur en fonction de l'erreur de poursuite et sa dérivée. L'utilisation de la logique floue pour la commande des courants AC et la modulation d'un redresseur actif a également été présentée dans [73]. Pour la commande, les règles d'inférence calculent la variation des courants crêtes à partir de la déviation de la tension DC. En ce qui concerne la modulation, le bon vecteur de commutation est choisi dans l'espace de modulation vectorielle par un autre contrôleur flou à partir des déviations de courants calculés par le premier contrôleur.

1.4 Synthèse de la revue littéraire et conclusion

La revue littéraire proposée dans ce chapitre nous a permis de mettre en lumière les principales catégories de redresseurs triphasés non polluants existant sur le marché actuel, ainsi que les techniques communément utilisées pour leur modélisation et leur commande. Cependant, malgré la multitude de ces travaux, il était bien remarquable que les thèmes de prototypage et de modélisation orientée vers la commande n'ont pas été suffisamment abordés pour la topologie de Vienne en particulier. Par suite, toute contribution dans ce

contexte pourrait s'avérer intéressante et constituer une précieuse promotion pour un tel circuit, dont l'utilisation demeure jusqu'à lors limitée malgré ses nombreux avantages. Ce survol bibliographique nous a également permis de fixer les méthodologies qu'on se propose d'adopter pour atteindre les différents objectifs visés dans les chapitres suivants.

CHAPITRE 2

MISE EN ŒUVRE DU MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE LA TOPOLOGIE DE VIENNE DE 1.5 KVA

2.1. Cahier de charge

Dans ce chapitre, on se propose de concevoir et réaliser un prototype expérimental de puissance 1.5 kVA du redresseur triphasé de Vienne. Le redresseur est alimenté par un autotransformateur triphasé de tension 190V ligne à ligne, soit 110V RMS par phase. Le bus DC total de sortie doit être réglé à 500V avec une ondulation maximale de 5 % sur chaque bus partiel. Le courant AC maximal du circuit de puissance est calculé pour un creux de 60 % sur la tension d'alimentation. Ses oscillations ne doivent pas dépasser les 15% autour de la valeur moyenne. De plus, la fréquence de commutation ne peut dépasser les 2.04 kHz, compte tenu des capacités en temps de calcul de la carte de commande utilisée (DS1104 de dSPACE). La conception doit être optimisée en pertes, coûts et rendement massique.

Dans les paragraphes suivants, une approche générale de conception est proposée pour la topologie en question. Ensuite, les pertes au niveau des éléments de puissance sont estimées et le rendement du prototype est déduit. Les autres constituants du montage expérimental, à savoir la partie logicielle, ainsi que les circuits de mesures, d'interface et de protection sont également décrits dans ce chapitre.

Le schéma électrique complet du convertisseur est donné dans **figure 2.1**, avec les désignations des différentes variables. Ces notations seront adoptées tout au long de la présente thèse, pour les différents développements mathématiques des modèles et des lois de commande.

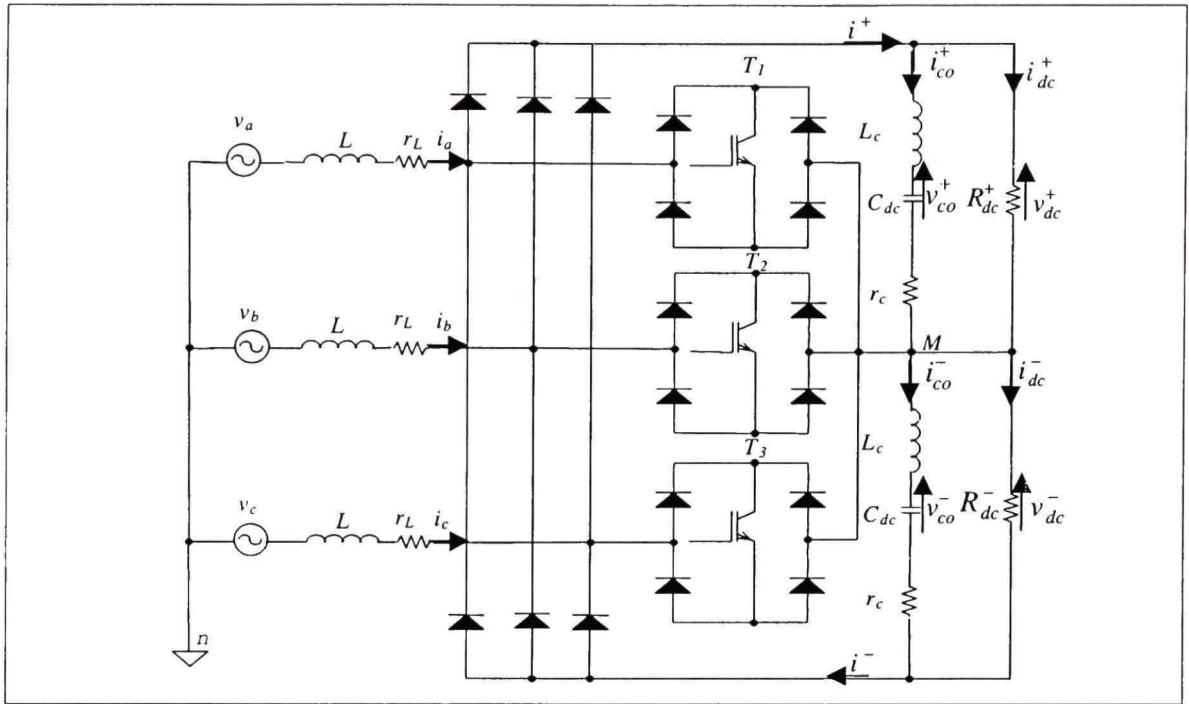


Figure 2.1 Schéma électrique équivalent de la topologie de Vienne.

v_a, v_b, v_c : les tensions triphasées d'alimentation,

i_a, i_b, i_c : les courants triphasés de lignes,

L : inductances de levage,

r_L : résistance série équivalente de l'inductance de levage,

T_1, T_2, T_3 : interrupteurs commandables quatre quadrants,

i^+ : le courant du lien DC supérieur,

i^- : le courant du lien DC inférieur,

R_{dc}^+ : charge résistive niveau haut,

R_{dc}^- : charge résistive niveau bas,

i_{dc}^+ : le courant DC de la charge niveau haut R_{dc}^+ ,

i_{dc}^- : le courant DC de la charge niveau bas R_{dc}^- ,

v_{dc}^+ : la tension DC aux bornes de la charge niveau haut R_{dc}^+ ,

v_{dc}^- : la tension DC aux bornes de la charge niveau bas R_{dc}^- ,

C_{dc} : condensateur de filtrage,

i_{co}^+ : le courant du condensateur de filtrage niveau haut,

i_{co}^- : le courant du condensateur de filtrage niveau bas,

L_c : inductance série équivalente du condensateur de filtrage,

r_c : résistance série équivalente du condensateur de filtrage,

2.2. Carte de puissance

La conception (ou design) constitue la première étape, et certes la plus importante, pour la réalisation pratique d'un prototype de laboratoire, avec les spécifications dictées par le cahier de charge. Le dimensionnement des différents composants et l'estimation des pertes se fait en se basant sur les équations théoriques du convertisseur, ainsi que les caractéristiques dynamiques des interrupteurs de puissance utilisés. Pour des fins de simplification, la conception du prototype expérimental a été élaboré en négligeant les éléments parasites des composants réactifs C_{dc} et L (L_c , r_c , r_L).

2.2.1. Dimensionnement du bus DC de sortie

La tension DC totale délivrée par ce convertisseur est située dans un intervalle bien limité, dont les bornes inférieure et supérieure sont déterminées à partir des séquences de fonctionnement. Tel que représenté par **figure 2.2**, le courant de ligne doit osciller autour de sa valeur moyenne (i_k^*), afin d'atteindre une forme quasi-sinusoidale. Les pentes de ces oscillations sont croissantes ou décroissantes selon l'état de l'interrupteur et le signe du courant correspondant. Elles dépendent de la tension point milieu capacitif - point neutre ($v_{M,n}$) et des tensions d'alimentation AC (v_k). Ces pentes constituent, en fait, les conditions de contrôlabilité du courant AC, et permettent de déduire les limites admissibles de la tension DC (v_{dc}).

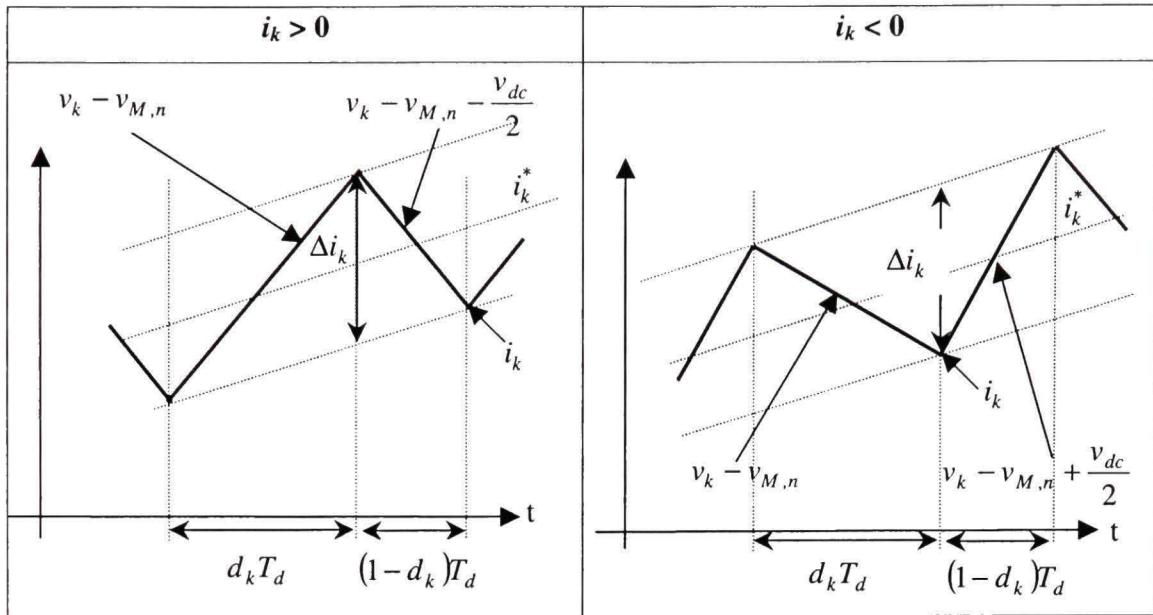


Figure 2.2 Oscillations des courants i_k pendant une période de commutation.

Comme la valeur instantanée de v_k peut être facilement déterminée pour chaque séquence de commutation, il reste donc à déterminer la tension ($v_{M,n}$) à partir de l'équation suivante:

$$v_{M,n} = -\frac{1}{3}(v_{T_1} + v_{T_2} + v_{T_3}) \quad (2.1)$$

Avec $v_{T_{123}}$ sont les tensions aux bornes des interrupteurs (T_1 , T_2 , T_3), qui prennent les valeurs $\pm v_{dc}$ selon le signe du courant et quand l'interrupteur correspondant est fermé. Ceci se traduit par:

$$v_{T_k} = \frac{v_{dc}}{2}(1 - d_k) \operatorname{sgn}(i_x), \quad k = \{1, 2, 3\}, \quad x = \{a, b, c\} \quad (2.2)$$

Avec d_k les rapports cycliques respectifs des interrupteurs T_k . D'après Eqs. (2.1-2.2), la tension $v_{M,n}$ peut prendre 5 valeurs différentes selon la configuration du circuit, à savoir

$\left\{-\frac{v_{dc}}{3}, -\frac{v_{dc}}{6}, 0, \frac{v_{dc}}{6}, \frac{v_{dc}}{3}\right\}$. Dans la **figure 2.3**, sont donnés les fonctions de commutation références des interrupteurs bidirectionnels (T_1, T_2, T_3), respectivement (S_1^*, S_2^*, S_3^*) pendant une période du réseau. Comme l'on peut constater, ces fonctions sont symétriques pour les deux alternances du courant, ce qui permet de limiter le raisonnement à la moitié d'un cycle.

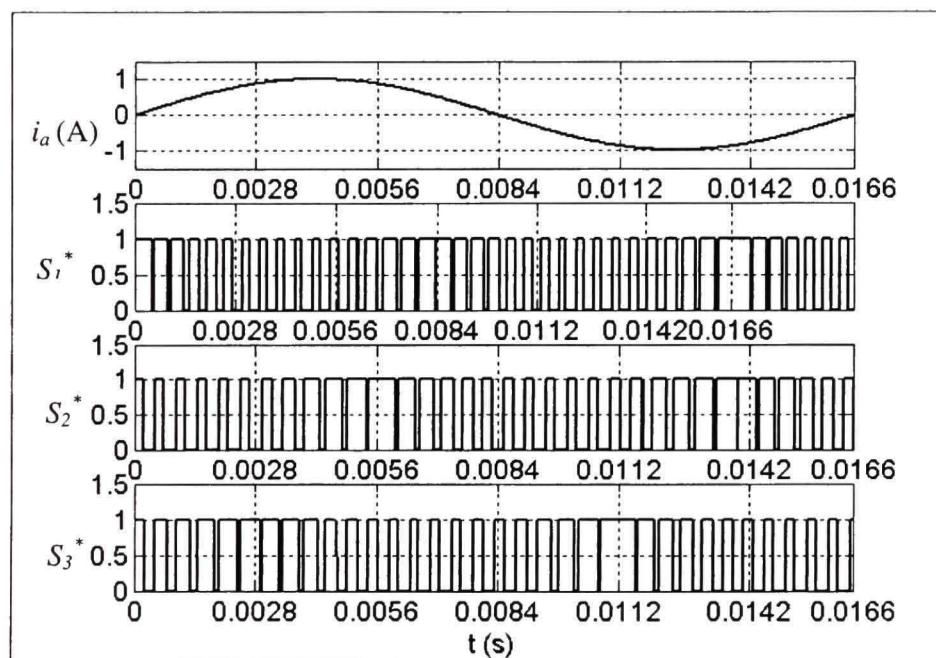


Figure 2.3 États de référence des interrupteurs (T_1, T_2, T_3) sur un cycle de fonctionnement.

Sur chaque intervalle de largeur $\pi/3$, on peut observer la prédominance de certaines configurations des interrupteurs, qui se résument à:

- **[0; $\pi/3$]:** T_1 est le plus souvent fermé, T_3 est le plus souvent ouvert \Rightarrow ceci implique que les états **(1,0,0)** ou **(1,1,0)** sont les plus fréquents sur cet intervalle.

- **[$\pi/3; 2\pi/3]$:** T_3 est le plus souvent fermé, T_2 est le plus souvent ouvert \Rightarrow ceci implique que les états **(0,0,1)** ou **(1,0,1)** sont les plus fréquents sur cet intervalle.
- **[$2\pi/3; \pi]$:** T_2 est le plus souvent fermé, T_1 est le plus souvent ouvert \Rightarrow ceci implique que les états **(0,1,0)** ou **(0,1,1)** sont les plus fréquents sur cet intervalle.

Pour ces configurations prévalentes, il est facile de vérifier que la tension $v_{M,n}$ prend respectivement les valeurs $\pm \frac{v_{dc}}{6}$ quand deux interrupteurs sont fermés et 0 quand un seul interrupteur est fermé. Compte tenu de ces valeurs, il est bien clair que la configuration où deux interrupteurs sont simultanément fermés présente le plus de contraintes sur le bus DC de sortie. Les conditions de contrôlabilité des courants, représentées dans **figure 2.2**, sont alors appliquées à cette configuration sous l'hypothèse d'un facteur de déplacement unitaire, c.-à-d. les signes de courants sont les mêmes que ceux des tensions correspondantes. Les contraintes sur le bus DC dans chaque intervalle de fonctionnement sont rapportées dans **tableau 2.1**, avec $V_{x,\max}$ et $V_{x,\min}$ respectivement les valeurs maximales et minimales des tensions sources sur chaque intervalle, $x = \{a, b, c\}$.

Afin de satisfaire toutes ces conditions, le bus DC doit être choisi tel que:

$$3(V_{c,\max})_{[0,\pi/3]} < V_{dc} < -6(V_{b,\min})_{[0,\pi/3]} \Leftrightarrow 3.68V_s < V_{dc} < 7.36V_s \quad (2.3)$$

Ce qui correspond pour une tension réseau de 110V RMS à:

$$\boxed{405V < V_{dc} < 810V} \quad (2.4)$$

Il est bien clair que la référence de (500 V) choisie dans le cahier de charge pour le bus DC est bel et bien dans le rang admissible, satisfaisant les conditions limites calculées précédemment.

Tableau 2.1

Contraintes sur le bus DC sur chaque intervalle de fonctionnement

Intervalle	Signes des courants	Contraintes sur V_{dc} quand 2 interrupteurs sont fermés
[0; $\pi/3$]	$i_a > 0$ $i_b < 0$ $i_c > 0$	$v_a + \frac{v_{dc}}{6} > 0 \Rightarrow v_{dc} > -6(V_{a,\max})_{[0; \pi/3]}$ $v_b + \frac{v_{dc}}{6} < 0 \Rightarrow v_{dc} < -6(V_{b,\min})_{[0; \pi/3]}$ $v_c + \frac{v_{dc}}{6} - \frac{v_{dc}}{2} < 0 \Rightarrow v_{dc} > 3(V_{c,\max})_{[0; \pi/3]}$
[$\pi/3$; $2\pi/3$]	$i_a > 0$ $i_b < 0$ $i_c < 0$	$v_a - \frac{v_{dc}}{6} > 0 \Rightarrow v_{dc} < 6(V_{a,\min})_{[\pi/3; 2\pi/3]}$ $v_b - \frac{v_{dc}}{6} + \frac{v_{dc}}{2} > 0 \Rightarrow v_{dc} > -3(V_{b,\max})_{[\pi/3; 2\pi/3]}$ $v_c - \frac{v_{dc}}{6} - \frac{v_{dc}}{2} < 0 \Rightarrow v_{dc} > -\frac{3}{2}(V_{c,\max})_{[\pi/3; 2\pi/3]}$
[$2\pi/3$; π]	$i_a > 0$ $i_b > 0$ $i_c < 0$	$v_a + \frac{v_{dc}}{6} - \frac{v_{dc}}{2} < 0 \Rightarrow v_{dc} > 3(V_{a,\max})_{[2\pi/3; \pi]}$ $v_b + \frac{v_{dc}}{6} > 0 \Rightarrow v_{dc} > -6(V_{b,\max})_{[2\pi/3; \pi]}$ $v_c + \frac{v_{dc}}{6} < 0 \Rightarrow v_{dc} < -6(V_{c,\min})_{[2\pi/3; \pi]}$

2.2.2. Dimensionnement des éléments réactifs

2.2.2.1. Dimensionnement des inductances de lignes

Tel qu'exigé par le cahier de charge, l'ondulation du courant AC (Δi) ne doit pas dépasser les 15 % de la valeur pic du courant, soit:

$$\Delta i_{\max} = 0.15 \sqrt{2} \frac{P}{3 \times V} \quad (2.5)$$

Appliquant les lois de Kirchhoff aux trois phases, l'ondulation du courant est déduite des équations du convertisseur côté AC:

$$L \frac{\Delta i_k}{\Delta t} = v_k - v_{M,n} - \frac{v_{dc}}{2} (1 - d_1) \operatorname{sgn}(i_k) \quad (2.6)$$

Avec Δi_k l'ondulation sur le courant i_k qui doit satisfaire la condition:

$$\Delta i_k \leq \Delta i_{\max} \quad (2.7)$$

Tenant compte des configurations prépondérantes mentionnées dans le paragraphe précédent, les conditions extrêmes sur les inductances dans chaque intervalle sont données dans le **tableau 2.2**:

Tableau 2.2
Conditions sur les inductances pour chaque intervalle de fonctionnement

Intervalles	Conditions sur les inductances
$[0; \pi/3]$	$\frac{\Delta i_{\max}}{d_1} f_d = \frac{v_a + \frac{v_{dc}}{6}}{L} \Leftrightarrow L = \frac{\left((V_{a,\max})_{[0; \pi/3]} + \frac{v_{dc}}{6} \right) d_1}{\Delta i_{\max} f_d}$
$[\pi/3; 2\pi/3]$	$\frac{\Delta i_{\max}}{d_2} f_d = \frac{v_b + \frac{v_{dc}}{2}}{L} \Leftrightarrow L = \frac{\left((V_{b,\max})_{[\pi/3; 2\pi/3]} + \frac{v_{dc}}{2} \right) \overline{d}_2}{\Delta i_{\max} f_d}$
$[2\pi/3; \pi]$	$\frac{\Delta i_{\max}}{d_2} f_d = \frac{v_b + \frac{v_{dc}}{6}}{L} \Leftrightarrow L = \frac{\left((V_{b,\max})_{[2\pi/3; \pi]} + \frac{v_{dc}}{6} \right) d_2}{\Delta i_{\max} f_d}$

Avec f_d la fréquence de commutation et $\overline{d_k}$ les compléments des rapports cycliques d_k . Tel que montre **figure 2.4**, les rapports cycliques (d_k) sont duals aux tensions AC correspondantes. Ils sont calculés à partir de leurs expressions en régime permanent:

$$d_k = 1 - 2 \frac{\hat{V}}{V_{dc}^*} \sin\left(\alpha t - \frac{2(k-1)}{3}\pi\right) \operatorname{sgn}(i_x), \quad k = \{1, 2, 3\}, \quad x = \{a, b, c\} \quad (2.8)$$

Avec V_{dc}^* la tension DC de référence (500V dans notre cas).

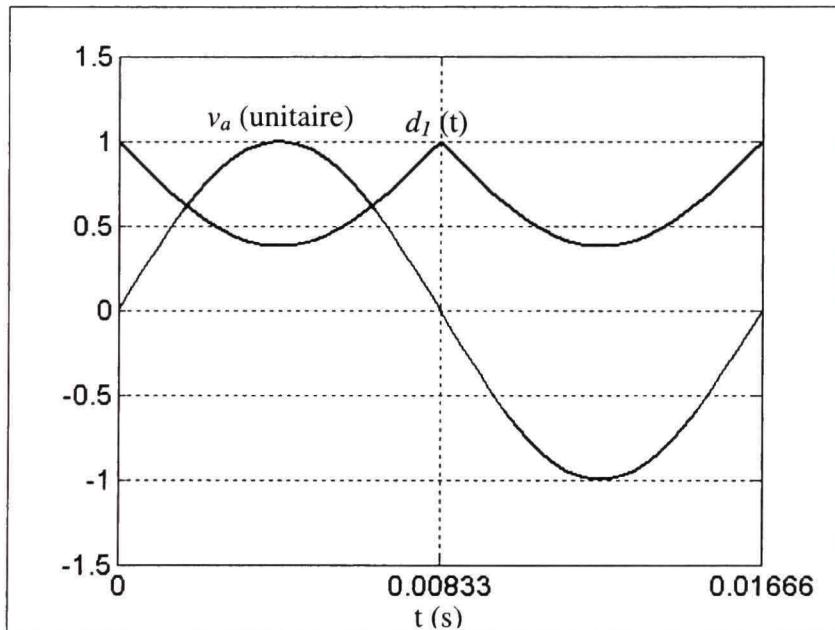


Figure 2.4 Tension unitaire sur la phase a ($v_a(t)$) et rapport cyclique correspondant ($d_I(t)$).

Ainsi, pour assurer une ondulation inférieure ou égale à 15% du courant AC, il faut satisfaire la condition suivante sur L :

$$L \geq L_{\min} = 36 \text{ mH} \quad (2.9)$$

Compte tenu de l'impédance assez élevée de l'autotransformateur (de l'ordre de 10 mH), ainsi que des résistances séries équivalentes des bobines (de l'ordre de 2 Ω), la valeur des inductances de levage est choisie à la valeur:

$$L = 20 \text{ mH} \quad (2.10)$$

Les bobines choisies sont de la série *195J10*, à l'inductance spécifiée et à un courant DC de 10 A.

2.2.2.2. Dimensionnement des condensateurs de filtrage

Tel que mentionné en début de ce chapitre, le cahier de charge exige une ondulation maximale des tensions DC de sortie ($\Delta v_{dc,\max}$) de l'ordre des 5 % de leur valeur de référence, soit:

$$\Delta v_{dc,\max} = 0.05 \times \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.11)$$

Les condensateurs de filtrage doivent également supporter une tension DC supérieure ou égale à 250 V. Afin de déterminer leurs capacités, on considère les équations d'état des bus DC partiels (v_{dc}^+ , v_{dc}^-), qui s'écrivent:

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}^+}{dt} = i^+ - i_{dc}^+ \quad (2.12.a)$$

$$i^+ = i_a(1-d_1)\theta(i_a) + i_b(1-d_2)\theta(i_b) + i_c(1-d_3)\theta(i_c) \quad (2.12.b)$$

Avec:

$$\theta(i_x) = \begin{cases} 1 & \text{if } i_x > 0 \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (2.13)$$

En remplaçant les rapports cycliques d_k par leurs expressions données dans **Eq. (2.8)**, l'expression du courant i^+ dans **Eq. (2.12.b)** devient:

$$i^+ = \frac{2}{V_{dc}^*} [v_a i_a \theta(i_a) + v_b i_b \theta(i_b) + v_c i_c \theta(i_c)] \quad (2.14)$$

La valeur pic de ce courant (\hat{I}^+) est donnée par:

$$\hat{I}^+ = \frac{\hat{V} \hat{I}}{V_{dc}^*} \quad (2.15)$$

D'autre part, la conservation de puissance entre les côtés AC et DC du convertisseur implique un courant moyen consommé par la charge résistive R_{dc} peut être déterminé par:

$$I_{dc}^+ = \frac{\hat{V} \hat{I}}{2V_{dc}^*} \quad (2.16)$$

Eq. (12. a) devient alors équivalente à:

$$\Delta v_{dc}^+ = \frac{\Delta t}{C_{dc}} \left(\hat{I}^+ - I_{dc}^+ \right) \leq \Delta v_{dc,\max} \Rightarrow C_{dc} \geq \frac{\hat{V} \hat{I} \Delta t}{2V_{dc}^* \Delta v_{dc,\max}} \quad (2.17)$$

Avec une régulation des bus DC partiels se faisant au sixième d'un cycle, soit:

$$\Delta t = \frac{\pi}{3\omega_o} \quad (2.18)$$

Ce qui implique la condition suivante sur les capacités:

$$C_{dc} \geq C_{\min} = 222 \mu\text{F} \quad (2.19)$$

La valeur expérimentale choisie pour les condensateurs de filtrage est:

$$C_{dc} = 470 \mu\text{F} \quad (2.20)$$

Les condensateurs choisis sont de la série *KMH450VB470M20CRC*, à la capacité spécifiée et supportant 450V de tension DC.

2.2.3. Valeurs efficaces et moyennes des courants dans les semi-conducteurs

Le calcul des courants moyens (*avg*) et efficaces (*rms*) dans les semi-conducteurs est très important pour le choix des composants électroniques de puissance, des circuits d'aide à la commutation, la détermination des pertes et le dimensionnement des dissipateurs. Les notations adoptées sont montrées dans la **figure 2.5**:

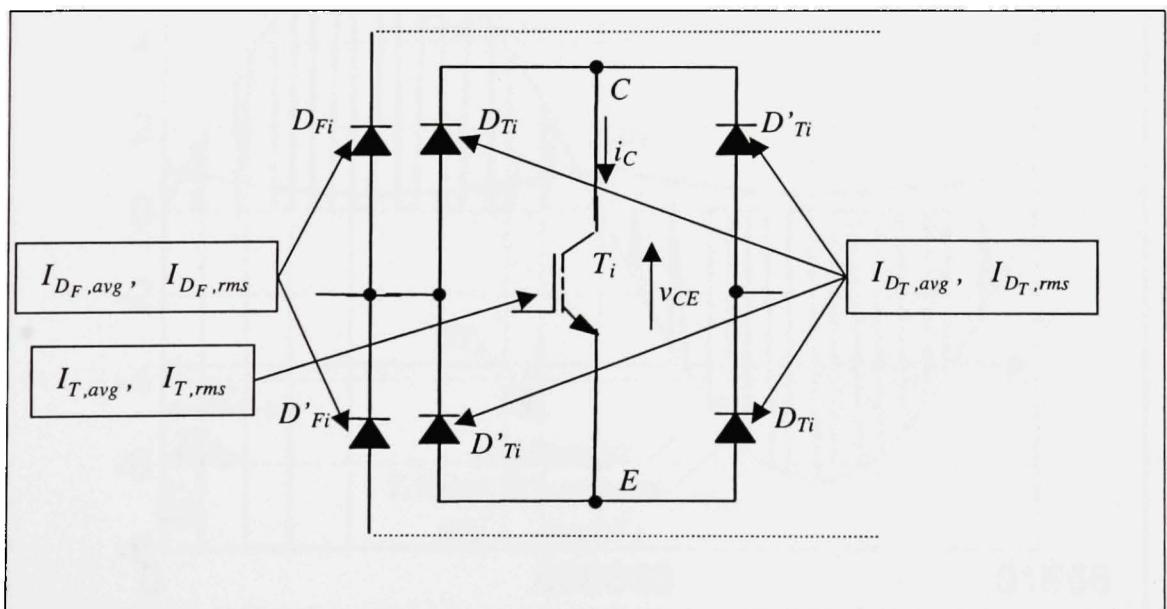


Figure 2.5 Courants efficaces et moyens des composants de puissance sur une branche.

Dans ce paragraphe, on se propose d'établir leurs expressions analytiques et d'en déduire leurs valeurs numériques, en se basant sur les hypothèses suivantes:

- Courants de lignes purement sinusoïdaux,
- fréquence de commutation fixe,
- facteur de déplacement unitaire,
- Chutes de tension négligeable aux bornes des inductances.

2.2.3.1. Courants efficace et moyen dans l'interrupteur quatre quadrant

Tel qu'illustré par **figure 2.6**, le courant dans un IGBT est le même que celui de la phase correspondante pendant les périodes d'amorçage (t_{on}).

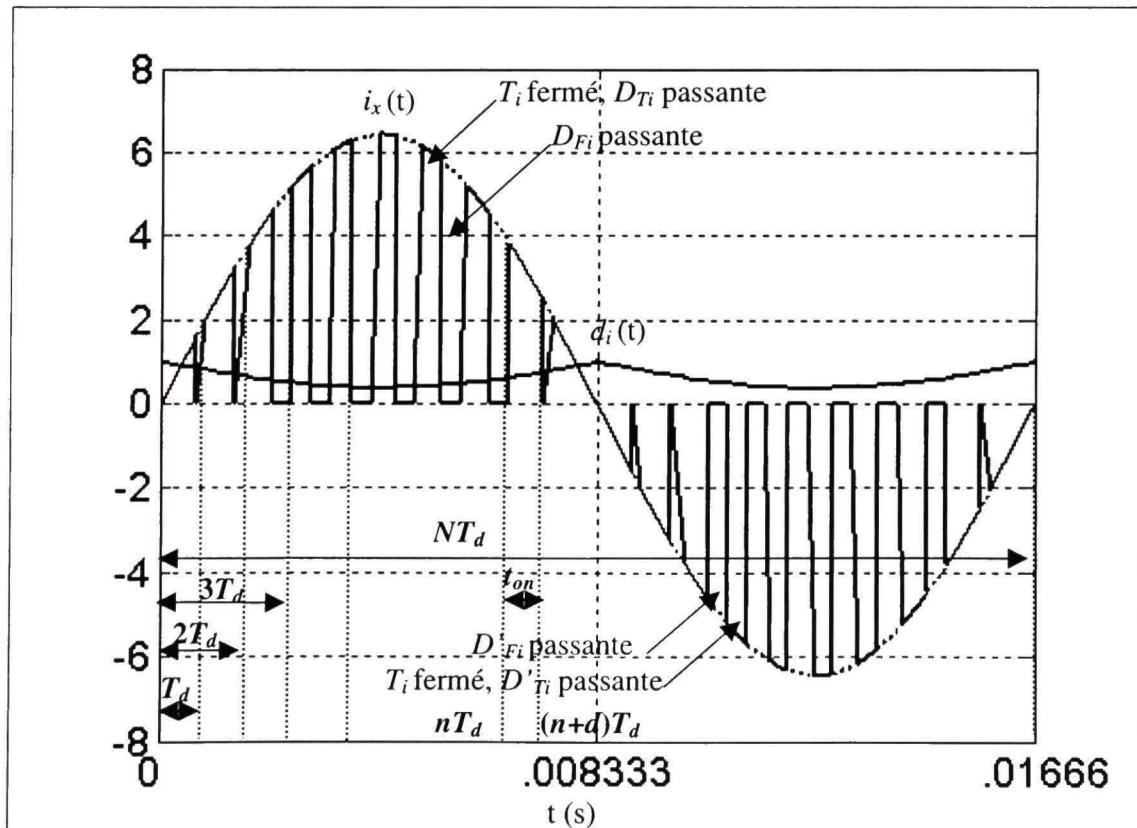


Figure 2.6 Zones de commutation des éléments d'une branche.

Soit N le nombre de périodes de commutation sur un cycle du courant AC, c.-à-d.:

$$N = \frac{T_o}{T_d} = \frac{f_d}{f_o} \quad (2.21)$$

Le courant moyen dans l'interrupteur s'écrit alors:

$$I_{T,avg} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_T(t) dt = \frac{1}{T_o} \int_0^{NT_d} i_T(t) dt = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\int_{nT_d}^{(n+d)T_d} I \sin(\omega t) dt \right) \quad (2.22)$$

Le rapport cyclique variable d dans chaque intervalle de commutation est calculé à partir de **Eq. (2.8)**, en remplaçant ωt par:

$$\omega t \Rightarrow \frac{2\pi n}{N} \quad (2.23)$$

De même, le courant efficace dans l'interrupteur est donné par:

$$I_{T,rms} = \left(\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_T^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\int_{nT_d}^{(n+d)T_d} I^2 \sin^2(\omega t) dt \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.24)$$

Ces expressions, programmées sur Matlab®, donnent les valeurs numériques suivantes:

$$I_{T,avg} = 0.8 \text{ A}, \quad I_{T,rms} = 4 \text{ A} \quad (2.25)$$

De même les diodes de l'interrupteur bidirectionnel (D_{T_i} et $D'^{'}_{T_i}$) sont conductrices quand celui-ci est fermé, mais pendant un demi-cycle, c.-à-d. pendant une alternance soit positive

(D_{T_i}) ou négative (D'_{T_i}) du courant AC. Par conséquent, les expressions analytiques de leurs courants moyen et efficace s'écrivent respectivement:

$$I_{D_T,avg} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o/2} i_{D_T}(t) dt = \frac{1}{T_o} \int_0^{NT_d/2} i_{D_T}(t) dt = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left(\int_{nT_d}^{(n+d)T_d} I \sin(\omega t) dt \right) \quad (2.26)$$

$$I_{D_T,rms} = \left(\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_{D_T}^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left(\int_{nT_d}^{(n+d)T_d} I^2 \sin^2(\omega t) dt \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.27)$$

Ce qui donne les valeurs suivantes:

$$\boxed{I_{D_T,avg} = 1.58 \text{ A} \text{ et } I_{D_T,rms} = 2.86 \text{ A}} \quad (2.28)$$

Compte tenu des valeurs obtenues des courants efficace et moyen, les interrupteurs bidirectionnels choisis sont des **FIO 50-12BD** de IXYS.

2.2.3.2. Courants efficace et moyen dans une diode du pont triphasé (D_F)

Une diode de roue libre est conductrice quand l'interrupteur correspondant est ouvert pendant un demi-cycle, c à d pendant une alternance positive ou négative du courant. Ceci se traduit par les expressions suivantes du courant moyen et efficace:

$$I_{D_F,avg} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o/2} i_{D_F}(t) dt = \frac{1}{T_o} \int_0^{NT_d/2} i_{D_F}(t) dt = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left(\int_{(n+d)T_d}^{(n+1)T_d} I \sin(\omega t) dt \right) \quad (2.29)$$

$$I_{D_F,rms} = \left(\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_{D_F}^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left(\int_{(n+d)T_d}^{(n+1)T_d} I^2 \sin^2(\omega t) dt \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

Soit quantitativement:

$$I_{D_F,avg} = 0.43 \text{ A et } I_{D_F,rms} = 1.51 \text{ A} \quad (2.31)$$

En se basant sur ces valeurs, les diodes de redressement choisies sont des **APT15D120K** ultra rapides à recouvrement doux, supportant un courant moyen maximal de 15 A, à une température du boîtier de 98°C, et une tension inverse maximale allant jusqu'à 1200 V.

2.2.4. Dimensionnement des circuits d'aide à la commutation (CALC)

2.2.4.1. Protection contre les $\frac{dv}{dt}$

Un circuit d'aide à la commutation du type (*R-C-D*) est ajouté en parallèle avec l'interrupteur afin de limiter les surtensions, lors de la phase de blocage de l'interrupteur. Le circuit est représenté à la figure 2.7.

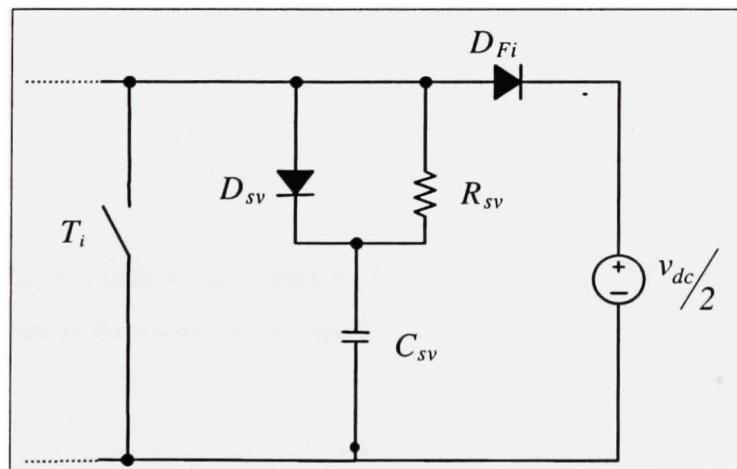


Figure 2.7 Circuit d'aide à la commutation contre les surtensions.

Durant l'ouverture de l'interrupteur, la tension collecteur- émetteur v_{CE} doit varier inversement au courant du collecteur i_c , ce qui se traduit par:

$$\frac{dv_{CE}}{dt} = \frac{V_{dc}^*}{2t_f} = \frac{i_{C,\max}}{C_{sv}} = \frac{\hat{I}}{C_{sv}} \quad (2.32)$$

Avec t_f le temps de descente du courant dans l'interrupteur (fall time). De cette équation, on déduit la valeur de C_{sv} comme étant:

$$C_{sv} = 1.4 \text{ nF} \quad (2.33)$$

Pratiquement, on choisit:

$$C_{sv} = 2.2 \text{ nF} \quad (2.34)$$

Le temps de décharge du condensateur C_{sv} doit être au plus égal au tiers de la durée minimale de conduction de l'interrupteur. R_{sv} est alors choisie telle que:

$$3R_{sv}C_{sv} = \frac{d_{k,\min}}{f_s} \Rightarrow R_{sv} = 30 \text{ k}\Omega \quad (2.35)$$

$d_{k,\min}$ le rapport cyclique minimal de l'interrupteur T_k . Selon Eq. (2.8), ce minimum est obtenu au pic de la tension de source, et est égal à:

$$d_{k,\min} = 1 - \frac{2\hat{V}_s}{V_{dc}^*} = 0.4 \quad (2.36)$$

La puissance de la résistance R_{sv} est donnée par:

$$P_{R_{sv}} = \frac{1}{2} C_{sv} \left(\frac{V_{dc}^*}{2} \right)^2 f_s = 140 \text{ mW} \quad (2.37)$$

Les résistances choisies pratiquement sont des ($50 \text{ k}\Omega$, 1 W).

2.2.4.2. Protection contre les $\frac{di}{dt}$

Les surintensités surviennent lors de la mise en conduction de l'interrupteur. Un circuit d'aide à la commutation du type ($R-L-D$) est placé en série avec l'interrupteur afin de limiter les pics de courant. Le circuit est donné à la **figure 2.8**.

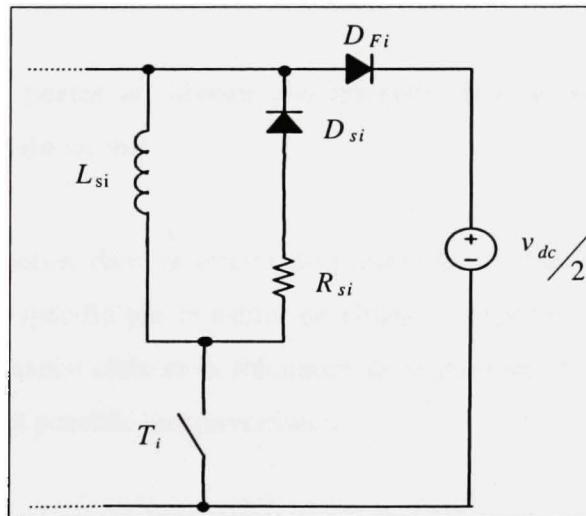


Figure 2.8 Circuit d'aide à la commutation contre les surintensités.

Durant l'amorçage de l'interrupteur, le courant du collecteur i_c augmente avec une pente de $200 \mu\text{s}$ imposée par la diode de roue libre du pont triphasé D_{Fi} . On a alors:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{dc}^*}{2L_{si}} = -200 \text{ A}/\mu \Rightarrow L_{si} = 1.3 \mu\text{H} \quad (2.38)$$

De même, le temps de décharge maximum de la bobine L_{si} doit être égal au tiers de la durée maximale de blocage de l'interrupteur, soit:

$$3 \frac{L_{si}}{R_{si}} = \frac{d_{k,\max}}{f_s}, \quad d_{k,\max} = 1 \Rightarrow R_{si} = 8 \text{ m}\Omega \quad (2.39)$$

La puissance de la résistance R_{si} est donnée par:

$$\boxed{P_{R_{si}} = \frac{1}{2} L_{si} \hat{I}^2 f_s = 55 \text{ mW}} \quad (2.40)$$

Les résistances choisies pratiquement sont des (1Ω , 1W).

2.2.5. Étude des pertes au niveau des interrupteurs de puissance et calcul du rendement du circuit

La quasi-totalité des pertes dans le circuit de puissance est liée à la conduction et à la commutation. Tel que spécifié par le cahier de charge, ces pertes doivent être optimisées pour le niveau de puissance ciblé et la fréquence de commutation utilisée, afin de tirer le maximum de rendement possible du convertisseur.

2.2.5.1. Pertes par conduction

Pour les diodes, les pertes par conduction sont données par:

$$P_{D,Cond} = V_F I_{D,avg} + r_D I_{D,rms}^2 \quad (2.41)$$

Avec V_F et r_D sont respectivement la tension seuil et la résistance dynamique de la diode à la température de jonction 125°C . Considérant les courants moyen et efficace dans les

diodes, précédemment calculés dans les **paragraphes 2.2.3.1 et 2.2.3.2**, les pertes par conduction sont rapportées dans le **tableau 2.3**:

Tableau 2.3
Pertes par conduction dans les diodes

	Diodes de redressement (D_F)	Diodes de l'interrupteur bidirectionnel (D_T)
V_F (V)	1	1
r_D (mΩ)	43	17
$I_{D,avg}$ (A)	1.07	0.94
$I_{D,rms}$ (A)	2.40	2.06
$P_{D,Cond}$ (W)	1.32	1.01

Idem pour les IGBTs, les pertes par conduction sont définies comme:

$$P_{T,Cond} = V_{CE,sat} I_{T,avg} + r_{CE} I_{T,rms}^2 \quad (2.42)$$

Avec $V_{CE,sat}$ et r_{CE} sont respectivement la tension de saturation et la résistance dynamique de l'IGBT à la température de jonction 125°C. Ces pertes sont estimées pour les valeurs des courants moyen et efficace, précédemment calculés dans **paragraphe 2.2.3.1** et sont rapportées dans le **tableau 2.4**:

Tableau 2.4
Pertes par conductances dans les IGBTs

IGBT	
$V_{CE,sat}$ (V)	1
r_{CE} (mΩ)	43
$I_{T,avg}$ (A)	0.8
$I_{T,rms}$ (A)	4
$P_{T,Cond}$ (W)	1.49

2.2.5.2 Pertes par commutation

Pour pouvoir évaluer les pertes par commutation des composants de puissance, on considère le circuit équivalent de la **figure 2.9**:

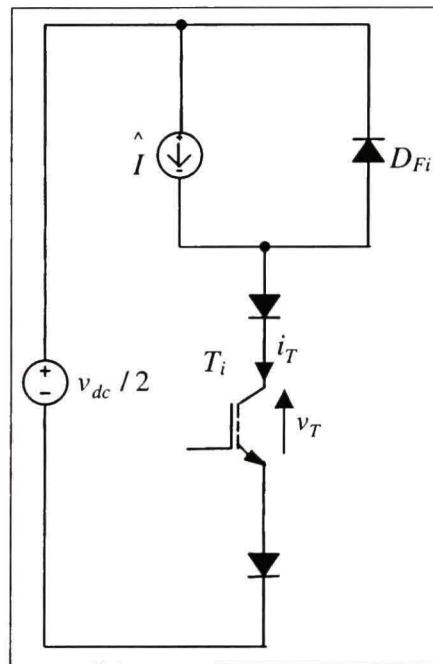


Figure 2.9 Circuit équivalent d'un bras du convertisseur pour l'étude des pertes

Notons bien que les pertes par recouvrement inverse des diodes de roue libre (P_{rr}) dans chaque branche sont égales aux pertes d'amorçage de l'interrupteur correspondant. Les pertes par recouvrement direct (P_{fr}) des diodes sont considérées négligeables. Le calcul des pertes dans les deux phases de commutation est détaillé ci-suit.

- Phase d'amorçage

L'énergie dissipée durant la commutation off-on est donnée par:

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} i_T(t) v_T(t) dt \quad (2.43)$$

En négligeant le courant durant le temps de retard $t_{d,on}$, cette énergie est égale à:

$$E_{on} = \int_0^{t_{ri}} i_T(t) v_T(t) dt + \int_0^{t_{rD}} i_T(t) v_T(t) dt + \int_0^{t_{fD}} i_T(t) v_T(t) dt \quad (2.44)$$

Avec:

t_{ri} : le temps de montée du courant dans l'interrupteur T_i ;

t_{rD} : le temps de montée du courant dans la diode D_{Fi} ;

t_{fD} : le temps de descente du courant dans la diode D_{Fi} .

Étant données que les diodes rapides sont à recouvrement doux, on peut toujours appliquer l'hypothèse suivante:

$$S = \frac{t_{fD}}{t_{rD}} \approx 1 \Rightarrow t_{fD} = t_{rD} = \frac{t_{rr}}{2} \quad (2.45)$$

t_{rr} étant le temps de recouvrement inverse dans la diode D_{Fi} .

Leurs expressions analytiques dans chaque intervalle s'écrivent:

- Sur l'intervalle $[0, t_{ri}]$, on a:

$$i_T(t) = \frac{\hat{I}}{t_{ri}} t, \quad v_T(t) = \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.46)$$

- Sur l'intervalle $[0, t_{rD}]$, on a:

$$i_T(t) = \frac{I_{RRM}}{t_{rD}} t + \hat{I}, \quad v_T(t) = -\frac{V_F}{t_{rD}} t + \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.47)$$

- Sur l'intervalle $[0, t_{fD}]$, on a:

$$i_T(t) = -\frac{I_{RRM}}{t_{fD}} t + \left(\hat{I} + I_{RRM} \right), \quad v_T(t) = \left(\frac{V_{CE,sat} - \frac{v_{dc}}{2} + V_F}{t_{fD}} \right) t + \frac{v_{dc}}{2} - v_F \quad (2.48)$$

V_F et $V_{CE,sat}$ étant négligeables, l'expression de l'énergie (Eq. (2.44)) se réduit à:

$$E_{on} \approx \frac{v_{dc}}{4} \hat{I} t_{ri} + \left(\frac{I_{RRM}}{2} + \hat{I} \right) \frac{v_{dc}}{2} t_{rD} + \frac{I_{RRM}}{6} v_{dc} t_{fD} \quad (2.49)$$

L'expression de la puissance est alors déduite par:

$$P_{on} = E_{on} f_d \quad (2.50)$$

- **Phase de blocage**

En négligeant la tension durant le temps de retard $t_{d,off}$, l'énergie dissipée durant le blocage de l'interrupteur est égale à:

$$E_{off} = \int_0^{t_{rv}} i_T(t) v_T(t) dt + \int_0^{t_{fI}} i_T(t) v_T(t) dt \quad (2.51)$$

t_{rv} et t_{fi} étant respectivement les temps de montée de tension et de descente du courant dans l'interrupteur T_i .

Le courant et la tension au niveau de l'IGBT ont les expressions suivantes sur chaque intervalle:

- Sur l'intervalle $[0, t_{rv}]$:

$$i_T(t) = \hat{I}, \quad v_T(t) = \frac{\frac{v_{dc}}{2} - V_{CE,sat}}{t_{rv}} t + V_{CE,sat} \quad (2.52)$$

- Sur l'intervalle $[0, t_{fi}]$:

$$i_T(t) = -\frac{\hat{I}}{t_{fi}} t + \hat{I}, \quad v_T(t) = \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.53)$$

Pour $V_{CE,sat}$ négligeable, l'expression de l'énergie (**Eq. (2.51)**) pendant cette phase devient:

$$E_{off} \approx \frac{v_{dc}}{4} \hat{I} (t_{rv} + t_{fi}) \quad (2.54)$$

L'expression de la puissance est alors déduite par:

$$P_{off} = E_{off} f_d \quad (2.55)$$

Les pertes par commutation sont calculées dans le **tableau 2.5** pour une température de jonction de 125°C:

Tableau 2.5

Récapitulatif des pertes de commutation dans un bras du convertisseur

Diode de roue libre		Interrupteur	
t_{rD} (ns)	135	t_{ri} (ns)	45
t_{fD} (ns)	135	t_{fi} (ns)	55
I_{RRM} (A)	7	t_{rv} (ns)	150
P_{fr} (W)	négligeable	P_{off} (W)	0.34
P_{rr} (W)	0.92	P_{on} (W)	0.92

Les pertes totales par branche du convertisseur sont alors:

$$P_{\text{branche}} = P_{T,Cond} + 2(P_{DF,Cond} + P_{rr}) + 4P_{DT,Cond} + P_{on} + P_{off} + P_{CALC} \quad (2.56)$$

Négligeant les pertes dans les inductances et les condensateurs, le rendement théorique du convertisseur est alors estimé à:

$$\eta = \frac{P_{o,nom} - 3P_{mod}}{P_{o,nom}} \approx 97.7\% \quad (2.57)$$

Il est très important de noter que la majeure partie des pertes se fait au niveau des interrupteurs bidirectionnels, et représente 60 % des pertes totales dans les semi-conducteurs.

2.2.6. Dimensionnement du dissipateur thermique

Les pertes dans le circuit, bien que minimales comme on a vu dans le paragraphe précédent, peuvent impliquer des contraintes thermiques importantes au niveau des semi-conducteurs. Par suite, un dissipateur thermique doit être ajouté au circuit, afin d'évacuer l'excès de chaleur accompagnant le processus de commutation. Afin de dimensionner le dissipateur, il

faut déterminer sa résistance thermique équivalente. Si le composant doit dissiper une puissance thermique P_{max} , l'air au voisinage du composant étant à la température ambiante notée T_a , et la partie active du semi-conducteur étant à la température de jonction notée T_j , la résistance thermique est calculée à partir de la relation:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P_d} \quad (2.58)$$

La résistance thermique de l'ensemble (jonction- boîtier- radiateur- air) est la somme des résistances thermiques:

$$R_{th} = R_{th,JB} + R_{th,BR} + R_{th,RA} \quad (2.59)$$

Avec $R_{th,JB}$: la résistance thermique jonction/boîtier (fournie par le constructeur du composant), $R_{th,BR}$: la résistance thermique boîtier/radiateur (dépend des conditions du montage), $R_{th,RA}$: la résistance thermique radiateur/air (fournie par le constructeur du radiateur). Dans notre cas, on se propose de fixer tous les composants sur un même radiateur. Le schéma équivalent à cette configuration est alors tel qu'ilustré par **figure 2.10**.

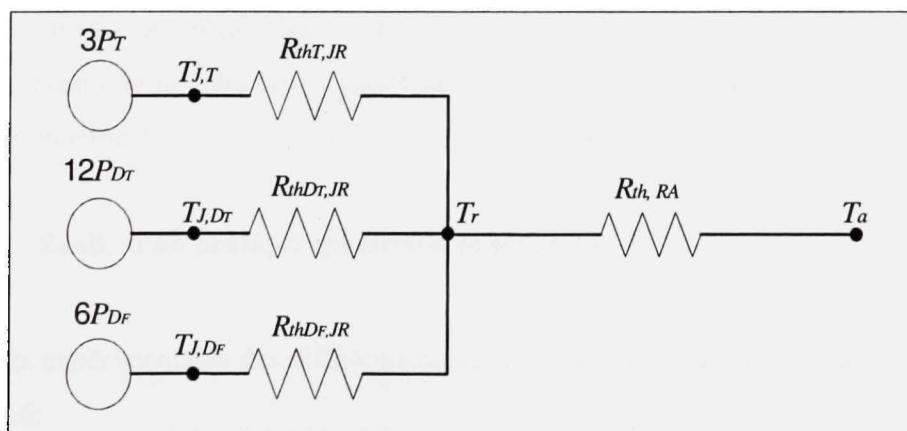


Figure 2.10 Schéma thermique équivalent des composants de puissance fixés sur un seul dissipateur.

Tel que mentionné dans le paragraphe précédent, les interrupteurs bidirectionnels sont responsables de la majorité des pertes dans le circuit (60%). Par conséquent, le cas critique pour le dissipateur thermique est celui où les 3 interrupteurs conduisent ensemble. Pour une température de jonction maximale de 125°C, la puissance maximale à dissiper dans un interrupteur bidirectionnel est:

$$P_{T,\max} = \frac{(T_{j,\max} - T_r)}{R_{thT,JR}} + 2 \frac{(T_{j,\max} - T_r)}{R_{thD_T,JR}} = 85 \text{ W} \quad (2.60)$$

La résistance thermique radiateur/ air est, alors, déduite à partir de:

$$R_{th,RA} = \frac{(T_r - T_a)}{3P_{T,\max}}, \quad T_r = 55^\circ\text{C}, \quad T_a = 25^\circ\text{C} \quad (2.61)$$

Ce qui implique la valeur suivante:

$$R_{th,RA} = 0.12 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (2.62)$$

Ainsi s'achève le dimensionnement des différents composants du circuit. Dans le paragraphe suivant une récapitulation des spécifications du circuit de puissance, son schéma électrique, ainsi que la validation expérimentale des considérations théoriques utilisées lors du dimensionnement.

2.2.7. Réalisation pratique du circuit de puissance

Les valeurs expérimentales des différents composants du prototype sont récapitulées dans le **tableau 2.6**:

Tableau 2.6
Spécifications du circuit de puissance

Composants	Spécifications
Inductances de lignes	$L: (20\text{mH}, 10\text{A}), r_L = 1.68 \Omega$
Condensateurs de filtrage	$C_{dc}: (470\mu\text{F}, 450\text{V}), L_c = 1.93\text{mH}, r_c = 183\text{m}\Omega$
Condensateurs de découplage	2.2 μF , 400V
CALC contre les (dv/dt)	$R_{sv}: (50\text{k}\Omega, 1\text{W}), C_{sv}: (2.2\text{nF}, 600\text{V}), D_{sv}: (15\text{A}, 1200\text{V})$
CALC contre les (di/dt)	$R_{si}: (1 \Omega, 1\text{W}), L_{si} = 1.3\mu\text{H}, D_{si}: (15\text{A}, 1200\text{V})$
Interrupteurs bidirectionnels	$I_{C25} = 50\text{A}, V_{CES} = 1200\text{V}, V_{CE(sat)typ.} = 2\text{V}$
Diodes de redressement	$V_R = 1200\text{V}, I_{F, avg} = 15\text{A}$

Le schéma électrique de la carte de puissance est représenté dans **figure 2.11**.

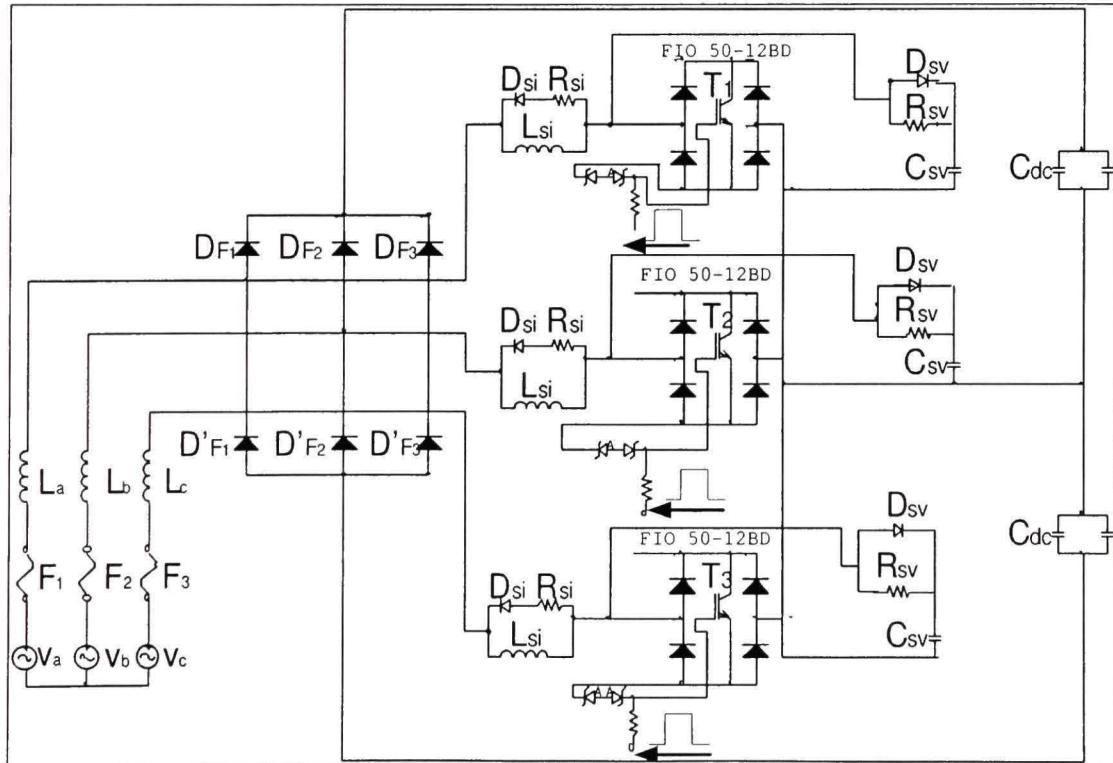


Figure 2.11 Schéma électrique de la carte de puissance.

Afin de tester le fonctionnement du circuit, les profils des rapports cycliques sont numériquement générés à partir de leurs expressions dans **Eq. (2.8)**, puis modulés par largeur d'impulsion par une porteuse en dents de scie pour générer les signaux de gâchettes. Les détails de l'aspect commande seront discutés dans le paragraphe suivant.

Dans la **figure 2.12** sont rapportés les signaux de gâchettes réels des trois interrupteurs (SG_1, SG_2, SG_3) sur un cycle de fonctionnement.

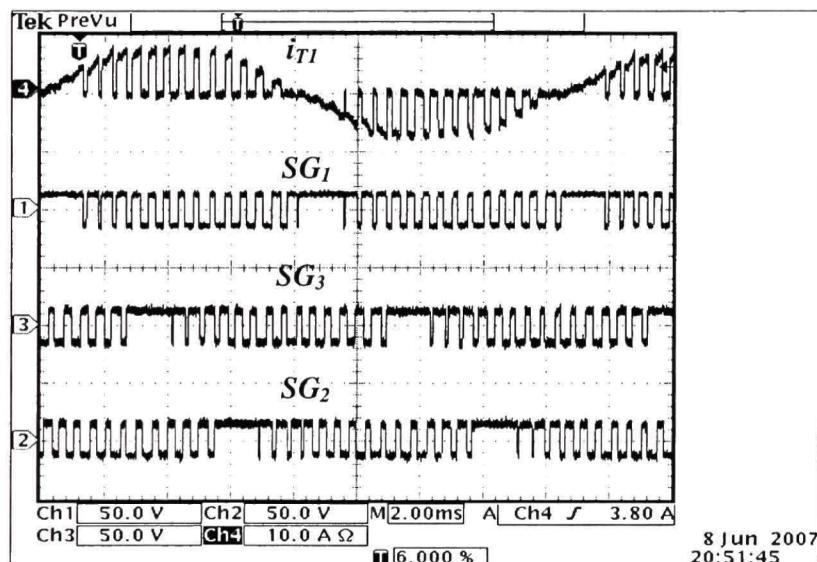


Figure 2.12 États de commutation des trois interrupteurs bidirectionnels sur un cycle de fonctionnement.

Le courant et tension dans un interrupteur, respectivement (i_{TI}) et (v_{TI}), sont reportés dans **figure 2.13** pendant deux périodes de commutation (demi-cycle négatif):

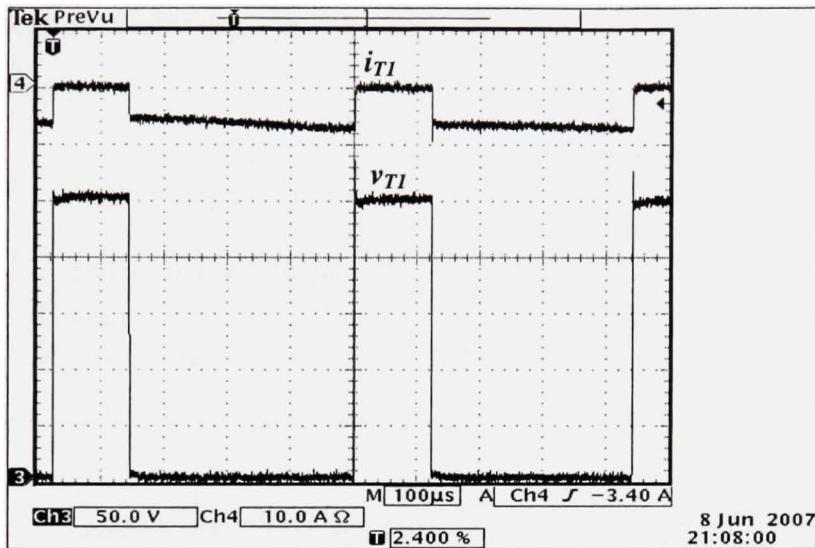


Figure 2.13 Courant et tension dans un interrupteur bidirectionnel pendant les phases de commutation.

Dans la figure 2.14 sont illustrées les formes d'ondes des courants respectifs d'un interrupteur (i_{TI}) et de la diode de redressement directe (i_{DFI}).

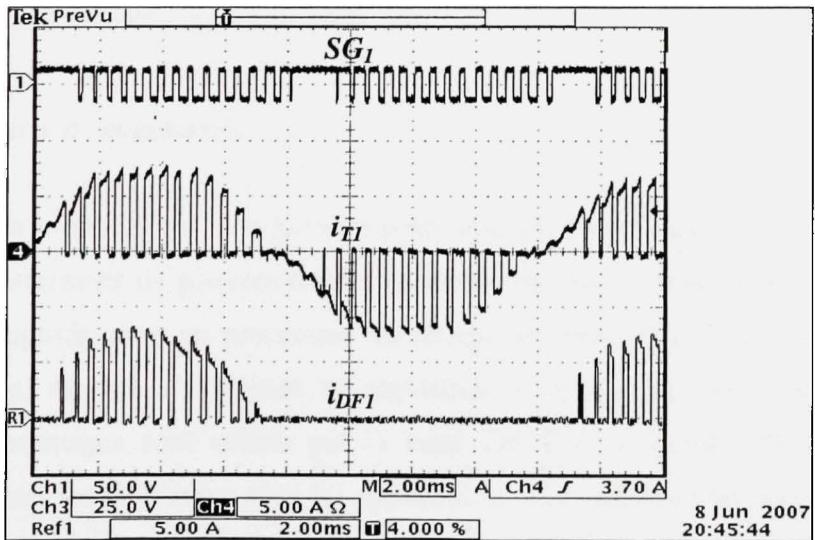


Figure 2.14 Courants dans un interrupteur bidirectionnel et dans une diode de roue libre.

Les courants moyens et efficaces mesurés sont donnés ci-suit dans le **tableau 2.7**:

Tableau 2.7
Valeurs expérimentales des courants moyen et efficace

Diode de redressement		Interrupteur	
$I_{DF,avg,mes}$ (A)	2.02	$I_{T,avg,mes}$ (A)	3.8
$I_{DF,rms,mes}$ (A)	0.84	$I_{T,rms,mes}$ (A)	0.75

Ce qui est également très proche des valeurs calculées dans **tableau 2.1** et **tableau 2.2**.

Pour un THD du courant de 5% et un facteur de puissance de 0.99, les pertes et le rendement mesuré sur le prototype sont de:

$$[3 VI \cos(\Phi) - P_{o,nom}] = 51W \Rightarrow \eta = 96.6\% \quad (2.63)$$

Ce qui est très acceptable comme rendement énergétique et en parfait accord avec le rendement théorique estimé dans **Eq. (2.57)**, si l'on tient compte des pertes supplémentaires dues aux éléments parasites dans le circuit.

2.3. Carte de commande

Comme la modélisation et la commande sont les principaux thèmes de la présente thèse, il est intéressant de pouvoir valider en temps réel les modèles et les techniques de commande proposés, avec un processeur numérique qui peut allier à la fois simplicité de programmation, rapidité d'exécution et acquisition d'un nombre assez élevé d'entrées/sorties. Ces avantages sont offerts par la carte DS1104 de dSPACE®, qui peut être considérée parmi les meilleures pour les applications d'électronique de puissance. Dans le paragraphe suivant, la carte DS1104 et son architecture interne sont sommairement présentées.

2.3.1. Présentation de la carte DS1104

La carte DS1104 est un outil assez puissant et à coût raisonnable pour le développement des prototypes de commande rapides. Ceci la rend fort intéressante aussi bien pour les applications industrielles qu'universitaires. L'interface temps réel offre des blocs Simulink/Matlab® pour une configuration adéquate des CAD, CDA, bits I/O, encodeurs incrémentaux et signaux MLI. Cet interfaçage graphique simplifie énormément la conception et l'implantation des différents algorithmes, tout en offrant la possibilité de les vérifier à la fois hors et en ligne, avec quasiment la même configuration. Les différentes variables du système peuvent également être visualisées en temps réel grâce à la plateforme d'affichage ControlDesk. L'architecture interne de la carte [74] est représentée à la **figure 2.15**.

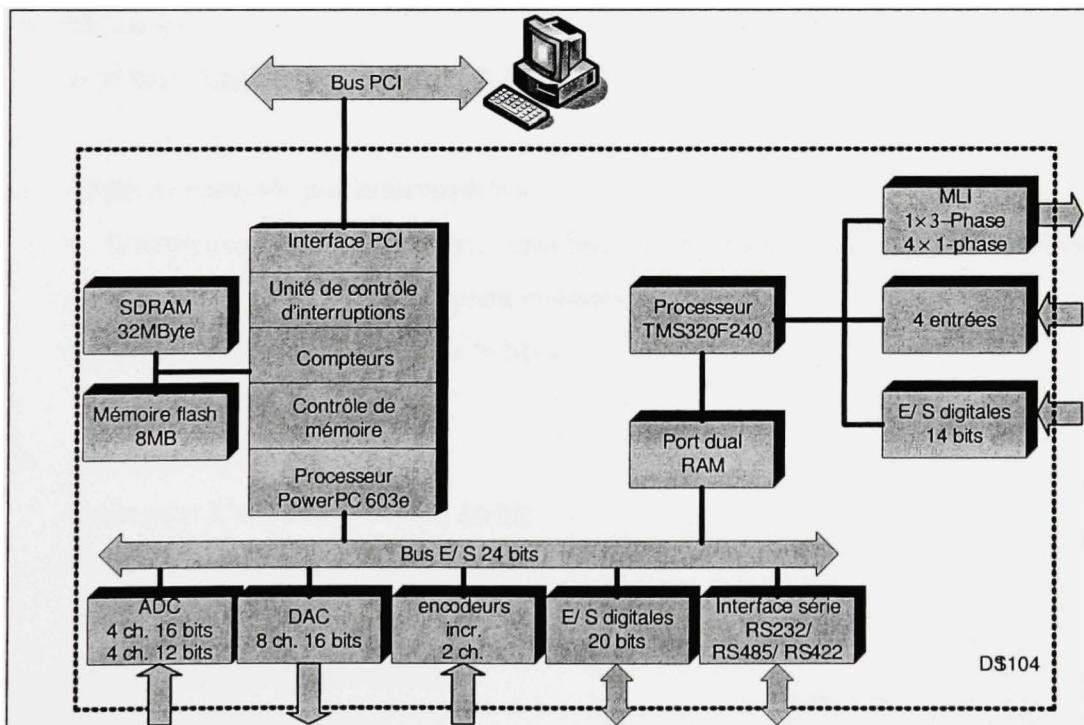


Figure 2.15 Architecture interne de la carte DS1104 de dSPACE.

Les détails techniques de la carte, fournis dans le catalogue du constructeur [75], sont résumés dans le tableau suivant.

- **Processeur maître:**
 - MPC8240, PowerPC 603e,
 - Horloge CPU: 250 MHz
 - 32 kB cache interne
- **Compteurs:**
 - Décompteur 32 bits,
 - 4 compteurs tout usage 32 bits,
 - Base de temps 64-bits pour la mesure du temps,
- **Mémoire:**
 - 32 MB DRAM synchrone (SDRAM)
- **Unité de contrôle des interruptions:**
 - Interruptions par compteurs, interface série, processeur esclave, encodeurs incrémentaux, CAD, PC hébergeant et 4 entrées externes,
 - Interruptions synchrones pour la MLI,
- **Entrées analogiques:**
 - 4 entrées CAD multiplexées, 16 bit
 - Rang de la tension d'entrée: ± 10 V
 - Période d'échantillonnage: 2 μ s
 - Facteur signal-bruit > 80 dB
 - 4 canaux CAD, 12 bit
 - Rang de la tension d'entrée: ± 10 V
 - Période d'échantillonnage: 800 ns
 - Facteur signal-bruit > 65 dB

- **Sorties analogiques:**
 - 8 canaux, 16 bit, temps de stabilisation 10 µs max.
 - Rang de la tension d'entrée: ± 10 V
- **Entrées/ sorties digitales (bit I/O):**
 - E/S digitales 20-bit programmables en entrée ou en sortie
 - Courant de sortie: ± 5 mA
- **Processeur esclave:**
 - Processeur TMS320F240 de Texas Instrument
 - 4 Sorties MLI triphasées et 4 sorties MLI monophasées
 - 4 canaux pour la fréquence de mesure (F/D) et la fréquence de génération (D/F)
 - E/S digitales 14 bits, niveau TTL
- **Interface de l'encodeur incrémental:**
 - 2 entrées digitales, TTL ou RS422
 - Encodeurs digitaux incrémentaux 24-bit
 - Fréquence d'entrée maximale: 1.65 MHz
 - Alimentation du capteur: 5 V / 0.5 A
- **Interface série:**
 - UART série (RS232, RS485 ou RS422)

2.3.2. Exploitation de la carte DS1104 pour la présente application

2.3.2.1. Configuration des entrées/ sorties

L'acquisition des différentes entrées/ sorties du système se fait par l'intermédiaire du panneau de connexion, représenté dans **figure 2.16**.

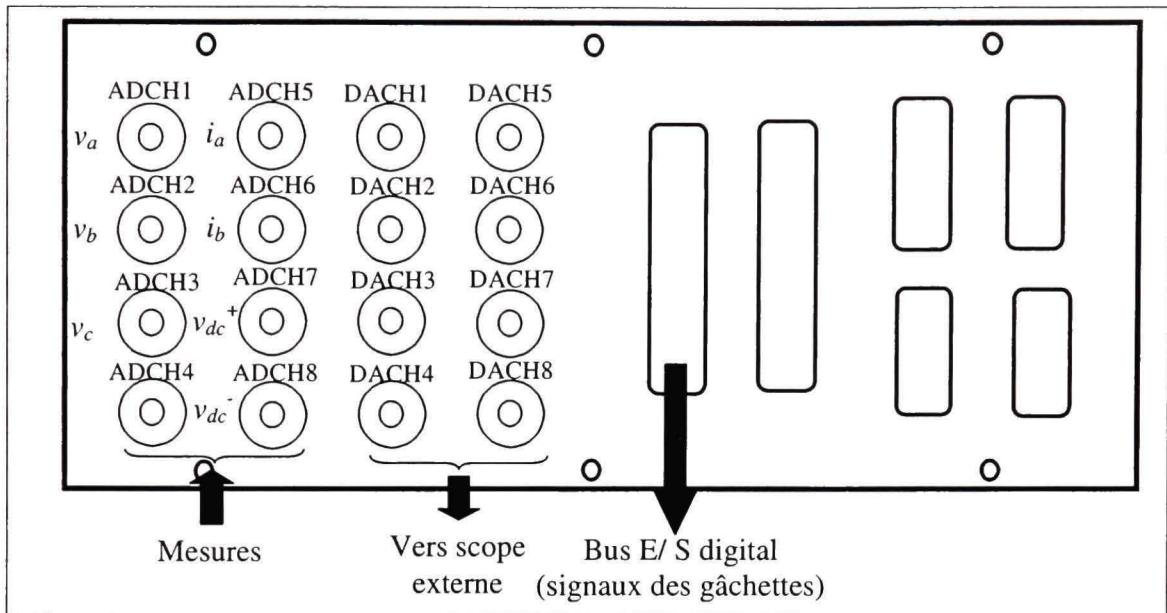


Figure 2.16 Configuration des entrées/ sorties dans le panneau de connexion.

Tel qu'illustiqué, les grandeurs analogiques du convertisseur sont acquises via les 8 canaux (CH1 → CH8) des convertisseurs analogique/ digital (CAD) de la manière suivante:

- Les trois tensions AC (v_a , v_b , v_c) dans respectivement ADCH1, ADCH2 et ADCH3.
- Les deux courants AC (i_a , i_b) dans respectivement ADCH5 et ADCH6.
- Les deux tensions DC (v_{dc}^+ , v_{dc}^-) dans respectivement ADCH7 et ADCH8.

Ce choix est dicté par la limitation du nombre de CAD à 8, bien que le nombre des variables à mesurer dans le circuit soit de 10. Par conséquent, seules les variables importantes pour la commande sont mesurées. On peut, par exemple, se passer des courants DC et se contenter de les déduire des tensions DC respectives. Le troisième courant AC peut également être déduit des deux autres ($i_c = -i_a - i_b$), étant donné la structure 3 fils du convertisseur.

Rappelons que les quatre premières entrées sont multiplexées tel que mentionné dans le tableau précédent. Il est donc nécessaire de les démultiplexer. De plus, les CAD présentent un facteur d'atténuation par 10 des signaux mesurés, qu'il faut prendre en considération. Il

faut également faire attention de ne pas dépasser le rang maximal de la tension d'entrée des CAD, soit $\pm 10V$. Pour ce faire, les différents capteurs doivent être bien réglés. De plus, un circuit de protection à base d'amplificateurs opérationnels, polarisés sous $\pm 8V$ et opérant en mode suiveur, est ajouté à la sortie des capteurs. Ce circuit est décrit plus en détails dans le paragraphe suivant.

Les signaux gâchettes des trois interrupteurs bidirectionnels sont générés numériquement et envoyés dans les bits 2, 3 et 5 du bus I/O digital du processeur maître. Une carte à base d'optocoupleurs assure l'isolation des signaux TTL à la sortie du DSP. Les signaux unipolaires ($\pm 5V$) à la sortie de la carte d'isolation sont ensuite convertis en signaux bipolaires ($\pm 15V$) pour commander les gâchettes des IGBTs. Les circuits de commande de gâchettes (gate drives) utilisés à cet effet sont dotés d'une détection intégrée de la désaturation de V_{CE} et des fautes sur la carte de puissance. Ils sont également décrits dans le paragraphe suivant.

Quant aux sorties analogiques (DACH1 → DACH8), elles sont utilisées pour visualiser certaines variables internes sur un scope, tels que les rapports cycliques (d_k), les transformées abc/dqo des grandeurs triphasées (i_d , i_q , v_d , v_q), etc. Notons bien que les convertisseurs digital/ analogique (CDA) présentent un facteur d'amplification par 10 des signaux mesurés, qu'il faut prendre en compte.

2.3.2.2. Paramètres de calcul

Comme la modulation par largeur d'impulsion est envisagée numériquement, le mode multi-tâches s'avère nécessaire, avec au moins deux pas de calcul différents: le premier pour l'acquisition des signaux analogiques et le second pour la MLI et la génération des signaux gâchettes. Dans ce mode, les tâches s'interrompent entre elles pour ne laisser qu'une seule s'exécuter à la fois. Ceci évite d'augmenter indéfiniment le pas d'échantillonnage, empêchant ainsi les problèmes de dépassemens (task-overrun), la détérioration de la qualité du signal modulant, et les ratées de commutations. Évidemment, la MLI doit être effectuée

au pas de calcul le plus faible. De plus, la fréquence de commutation, devant être un multiple de celle du réseau, ne peut dépasser ($34 \times 60 = 2.04$ kHz) pour une qualité acceptable de la carrière modulante en dents de scie.

D'autre part, l'acquisition des courants et tensions AC peut être effectuée à un pas d'échantillonnage assez élevé. Généralement, 20 échantillons par cycle sont suffisants pour reconstruire de tels signaux. L'échantillonnage des grandeurs continues (courants et tensions DC) peut se faire à la même période, si ce n'est à une période encore plus élevée, vu leur faible variation dans le temps. Les blocs de transition (rate transition blocks) permettent d'effectuer des opérations numériques impliquant plusieurs variables échantillonnées à différentes périodes. Si l'option "slow-to-fast" est choisie pour ce bloc, le résultant de l'opération est échantillonné à la plus basse période. Inversement, si l'option "fast-to-slow" est choisie, le résultant de l'opération est échantillonné à la plus grande période. D'autre part, certaines opérations requièrent une synchronisation par rapport à la tension du réseau. Pour ce faire, la mesure de phase est réalisée numériquement pour la génération de la rampe (ωt): la pulsation de référence du réseau (ω_0) est intégrée sur les fronts montants de la tension v_a . Le signal modulant en dents de scie est, ensuite, déduit par un diviseur de fréquence de la façon suivante:

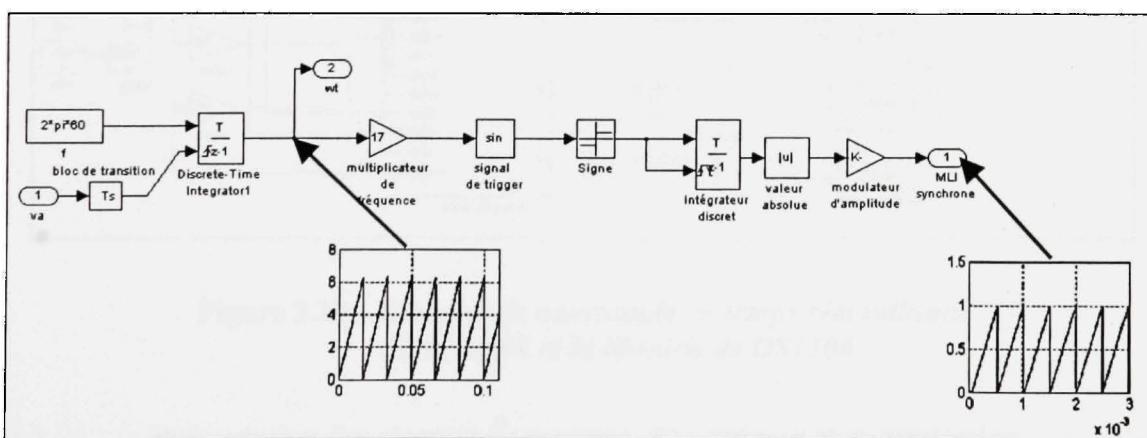


Figure 2.17 Génération du signal modulant en dents de scie à partir du signal de synchronisation.

Notons bien que l'amplitude de ce signal modulant doit être ajustée à 1, c.-à-d. à la même amplitude maximale que les rapports cycliques. De plus, il est important d'ajouter un bloc de protection, afin d'inhiber les signaux gâchettes si au moins un courant de ligne dépasse une certaine valeur maximale, de 10A dans notre cas. Afin d'illustrer tous ces aspects, un exemple d'application sous SIMULINK est donné dans la **figure 2.18**.

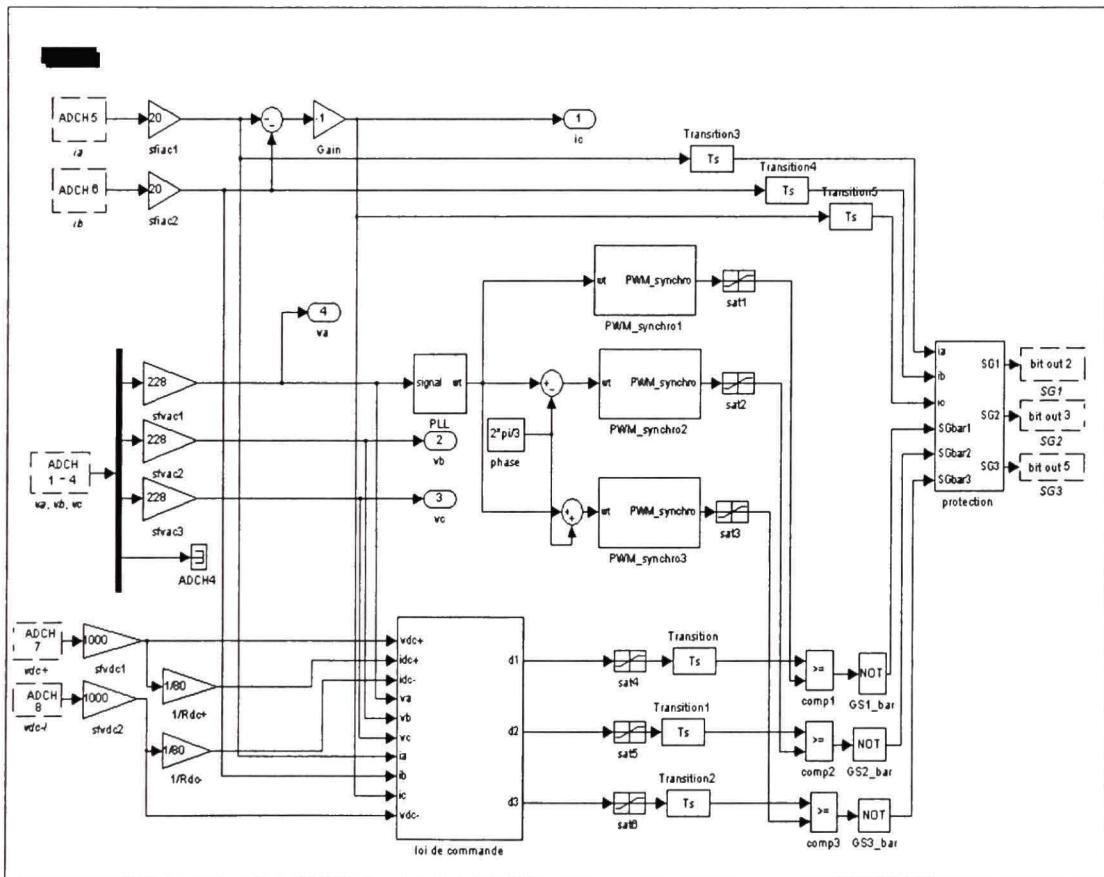


Figure 2.18 Exemple de commande en temps réel utilisant SIMULINK et la librairie de DS1104.

2.4. Présentation des circuits de mesures, d'interfaces et de protection

Tel que connu, tous les signaux analogiques du circuit doivent être convertis en tensions, afin d'être numériquement traités par le DSP. De plus, ils doivent être adaptés au niveau de tension admissible par la carte de commande, soit $\pm 10V$ dans notre cas. Par

conséquent, les courants doivent être convertis en tension par des circuits convertisseurs de courant, alors que les tensions doivent être réduites à un niveau acceptable pour les CAD. D'autre part, l'isolation des sorties binaires délivrées par DS1104 doit être assurée. Finalement, les signaux TTL à la sortie de l'isolation doivent être transformés en tensions bipolaires, susceptibles d'amorcer ou bloquer les IGBTs de la carte de puissance. Tous ces éléments sont détaillés dans les sous paragraphes suivants.

2.4.1 Mesure des tensions AC

Les tensions AC alimentant le convertisseur sont mesurées par l'intermédiaire de transformateurs 120V/25V, suivis d'un pont résistif de rapport de division égal à (1/6), comme le montre **figure 2.19**.

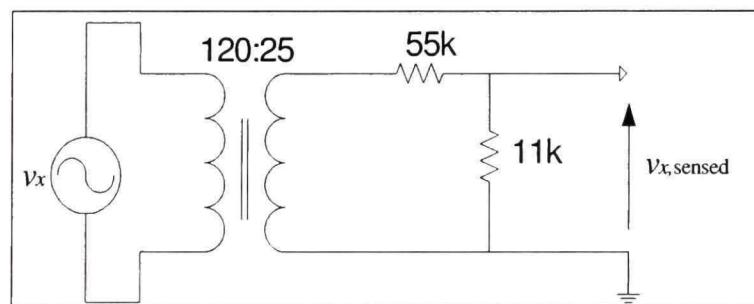


Figure 2.19 Mesure des tensions AC.

Ceci permet d'avoir une tension à la sortie du pont diviseur de:

$$\hat{V}_{x,\text{sensed}} = \sqrt{2} \frac{110 \times 25}{120} \times \frac{1}{6} = 5.4V < 10V$$

On peut bien vérifier que la tension mesurée demeure dans le rang admissible dans le cas d'une crête de +30% sur la tension AC.

2.4.2. Mesure des tensions DC

Les circuits utilisés à cet effet doivent réduire les tensions DC à un niveau admissible et assurer l'isolation de l'étage de puissance et celui de commande. Pour ce faire, on se propose d'utiliser un circuit, qui a été réalisé au GRÉPCI, constitué d'un pont diviseur suivi d'un amplificateur d'isolation du type *AD202JY* [76]. Ce capteur est alimenté sous $\pm 15V$ et peut mesurer des tensions allant jusqu'à 750V RMS. Il fournit deux sorties: la première (FC) est à un gain fixe (celui du pont diviseur) et la deuxième (VOUT) est à un gain ajustable (selon l'application). Dans notre cas, on désire avoir un maximum de 5V à l'entrée du CAD pour la tension de référence (500V). Le gain du capteur est alors ajusté à:

$$K_v = 5/500 = 0.01$$

Le schéma électrique des capteurs de tension DC est donné à l'**annexe I**.

2.4.3. Mesure des courants

La mesure des courants AC est très importante quant à l'élaboration des lois de commande. Elle doit, donc, être assurée par des capteurs très précis avec une très bonne linéarité. Pour répondre à ces exigences, on se propose d'utiliser des capteurs de courants à effets de Hall du type *LT 100-P*. Ces capteurs sont alimentés sous $\pm 15V$ et acceptent des courants au primaire de l'ordre de 100A RMS. Ils assurent également l'isolation galvanique entre le circuit de puissance en amont et le circuit électronique en aval du capteur. La précision globale est de l'ordre de $\pm 5\%$ et l'erreur de linéarité est inférieure à 0.1%. Le courant d'offset est évalué à $\pm 0.4mA$. Les courants mesurés par les capteurs de courants (IIN) sont ensuite convertis en tension par des circuits convertisseurs de courant. Les potentiomètres (Ra2 et Rb2) permettent d'ajuster le gain de la sortie (IOUT). Dans notre cas, on désire avoir un maximum de 5V à l'entrée du CAD pour le courant maximal (10A). Le gain du capteur est alors ajusté à:

$$K_i = 5/10 = 0.5 \Omega$$

Le schéma électrique des capteurs de courants AC est donné à l'**annexe II**.

2.4.4. Carte d'isolation du bus E/ S digital (bit I/O)

Un étage d'isolation des entrées/ sorties digitales de la DS1004 doit être ajouté en amont du circuit de puissance pour un fonctionnement sécuritaire du montage. Une carte standard a été développée au GRÉPCI à cet effet. Elle offre 16 lignes de sortie et 4 lignes d'entrée. Trois buffers du type *MC14050* [77] sont ajoutés à l'entrée de la carte afin d'amplifier davantage les sorties (I/O 0-I/O 15), puisque le courant maximal du port E/S de dSPACE est limité à 5mA. Quant aux entrées, elles sont lues à partir des broches (U20-U23). L'isolation est assurée par des optocoupleurs du type *6N137* [78], alimentés côté secondaire par une source DC externe, qui est la même que celle des circuits de commande des IGBTs. Le schéma électrique de la carte d'isolation est donné à l'**annexe III**.

2.4.5 Cartes de commande des IGBTs

Il est très important de maintenir le fonctionnement des interrupteurs de puissance dans la zone sécuritaire de fonctionnement (SOA). Cependant, les erreurs éventuelles de commande et/ ou les défaillances matérielles du convertisseur peuvent entraîner une surchauffe excessive de ces composants, pouvant mener à leur destruction. Par conséquent, il serait judicieux d'utiliser un circuit de commande adapté à l'utilisation avec un microprocesseur et garantissant une protection contre les erreurs de fonctionnement. La carte de commande développée au GRÉPCI utilise le circuit *Agilent HCPL-316J* [79]. Ce dernier offre de nombreux avantages en termes de détection de défauts, de vitesse de commutation et d'isolation optique. Pour la détection des défauts, l'IGBT est bloqué si la tension du collecteur dépasse une certaine valeur seuil. Ces circuits sont également capables de commander des interrupteurs de courant 150A et de tension 1200V, à une vitesse de commutation maximale de 500 ns. De plus, il est compatible au niveau TTL. Tous ces

éléments semblent bien se prêter à notre application. Les entrées (V_{in^-}) des cartes de commande des gâchettes ne sont autres que les signaux unipolaires en provenance de la carte d'isolation. Le schéma électrique de commande des gâchettes est donné à l'**annexe IV**.

2.4.6. Circuit de protection contre les surtensions et les surintensités

Tel que discuté dans les paragraphes (2.4.1-2.4.3), on s'est bien assuré, lors du réglage des différents capteurs, que les valeurs des grandeurs mesurées ne dépassent en aucun cas la tension seuil des CAD. Cependant, pour diverses raisons, des surintensités et/ ou des surtensions peuvent survenir. Pour pallier cet inconvénient, on se propose d'intercaler un circuit de protection supplémentaire entre les CAD de DS1104 et les capteurs. Le but de ce circuit de protection est de maintenir les différents signaux mesurés bien au-dessous de 10V, plus précisément à 8V. Ceci est assuré par 2 chips d'amplificateurs opérationnels du type *OPA4131* [80], polarisés sous $\pm 8V$ et opérant en mode suiveur. Le schéma du circuit pour un seul signal de mesure est représenté dans **figure 2.20**.

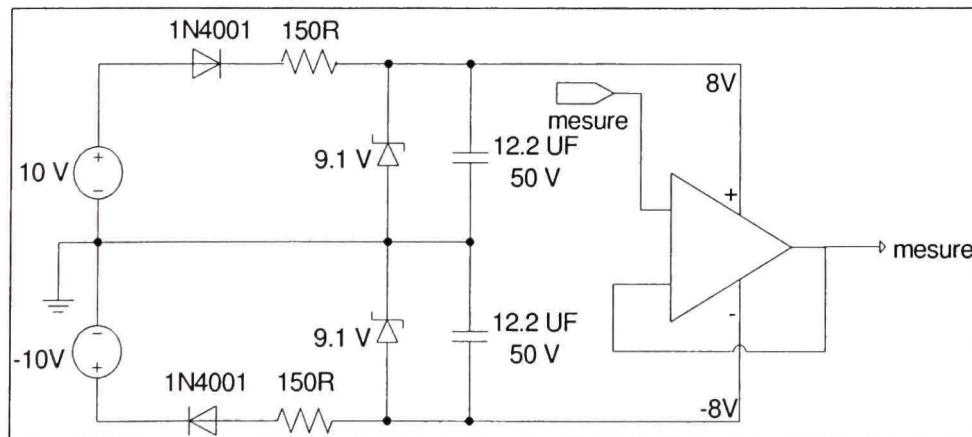


Figure 2.20 Schéma électrique du circuit de protection de la carte de commande contre les surintensités et les surtensions

2.5. Synthèse de la réalisation expérimentale du montage

Les éléments matériels et logiciels constituant le montage sont finalement interconnectés ensemble, tel qu'illustré par le schéma bloc de la **figure 2.21**.

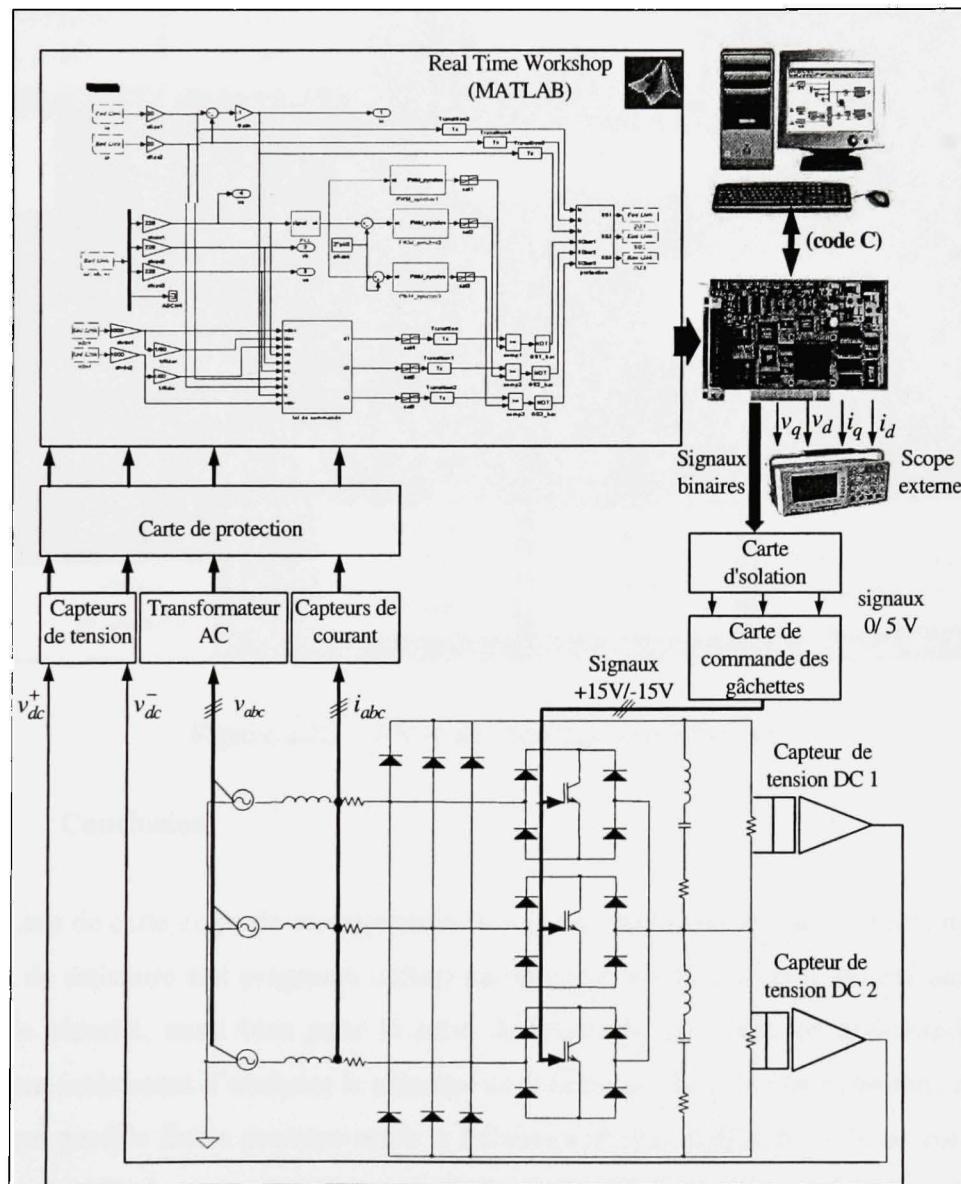


Figure 2.21 Schéma bloc des différents éléments matériels et logiciels du montage expérimental.

Une photo du montage avec une légende détaillée de tous ses constituants est également donnée dans **figure 2.22**.

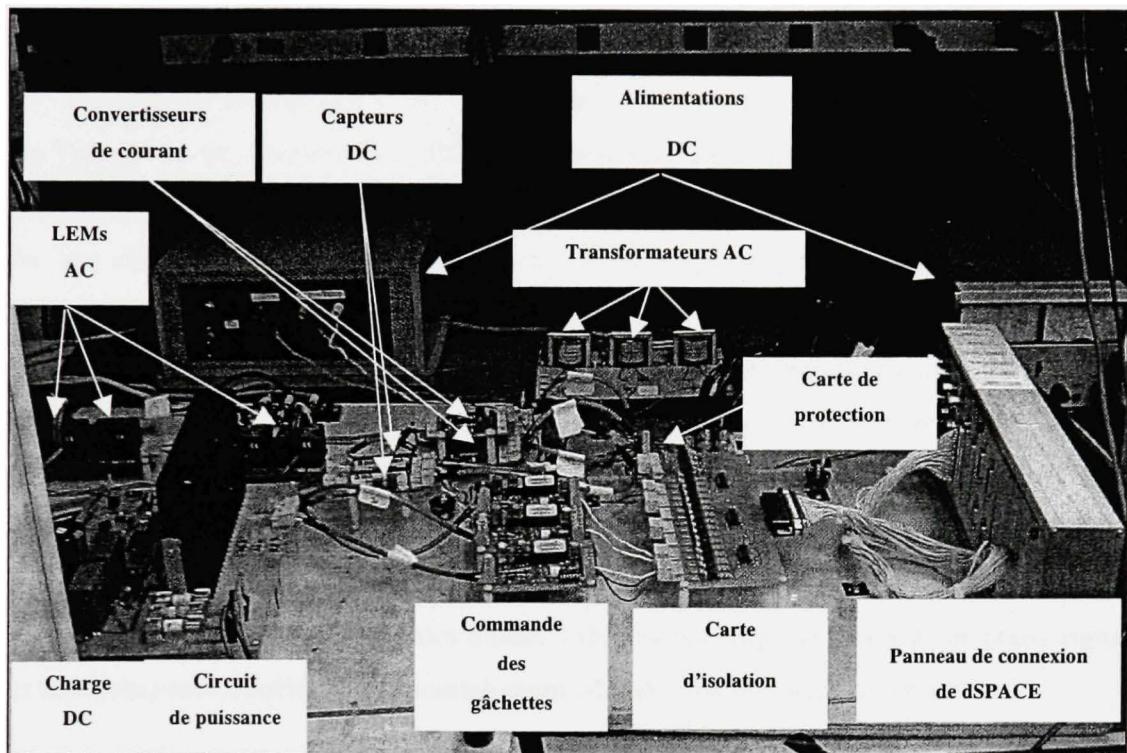


Figure 2.22 *Photo du montage expérimental.*

2.6. Conclusion

Lors de cette étape de conception et de mise en œuvre du montage expérimental, on a essayé de satisfaire aux exigences dictées par le cahier de charges et d'assurer une grande marge de sécurité, aussi bien pour la carte de puissance que celle de commande. Il est maintenant intéressant d'analyser le principe de fonctionnement du convertisseur, afin d'en déduire un modèle fiable pouvant servir à l'élaboration des différentes lois de commande, ainsi que l'étude des caractéristiques statiques et dynamiques du convertisseur. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 3

REDRESSEUR DE VIENNE: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT, MODÉLISATION ET VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES

Dans ce chapitre, on se propose d'analyser le fonctionnement du redresseur triphasé de Vienne, en décortiquant les différentes séquences de commutation et les configurations correspondantes du circuit. L'étape suivante consiste à élaborer un modèle réaliste et fiable du convertisseur, servant de base pour l'étude de ses caractéristiques statiques et dynamiques. Pour ce faire, on se propose d'utiliser la technique de la moyenne sur une période de commutation. Le modèle obtenu, présentant des variations importantes dans le temps, est alors transformé dans le repère synchrone dqo. Cette transformation permet de réduire l'ordre du système et de manipuler des grandeurs stationnaires, simplifiant ainsi la procédure de validation et la conception des contrôleurs. Les caractéristiques statiques au point de fonctionnement nominal ainsi que le modèle en petits signaux sont, ensuite, déduits. Finalement, l'ensemble des modèles théoriques proposés (moyen, en petits signaux, et statiques) sont vérifiés expérimentalement, afin de conclure sur leur précision.

3.1. Étude des séquences de fonctionnement du redresseur

La branche d'un convertisseur est constituée d'un interrupteur bidirectionnel commandable (T_i), associé à deux diodes de roue libre (D_{Fi}) et (D'_{Fi}), qui assurent la conduction du courant vers la charge quand l'interrupteur est bloqué. La tension aux bornes d'un interrupteur T_i peut prendre 3 valeurs différentes selon l'état de l'interrupteur et le signe du courant correspondant, soit 0 ou $\pm v_{dc}/2$. Pour cette topologie, et contrairement aux onduleurs trois niveaux, les tensions aux bornes des inductances (L) ne peuvent pas être totalement contrôlées, puisqu'elles dépendent du signe des courants AC. Ainsi, les $(2^3 = 8)$ états de conduction possibles des trois interrupteurs résultent en 8 vecteurs spatiaux possibles pour chaque cycle de commutation. Le fonctionnement du redresseur, en mode de conduction continue, est schématisé dans l'espace vectoriel de la **figure 3.1**.

Il consiste en 25 séquences de commutation, représentées par 19 vecteurs tension distincts.

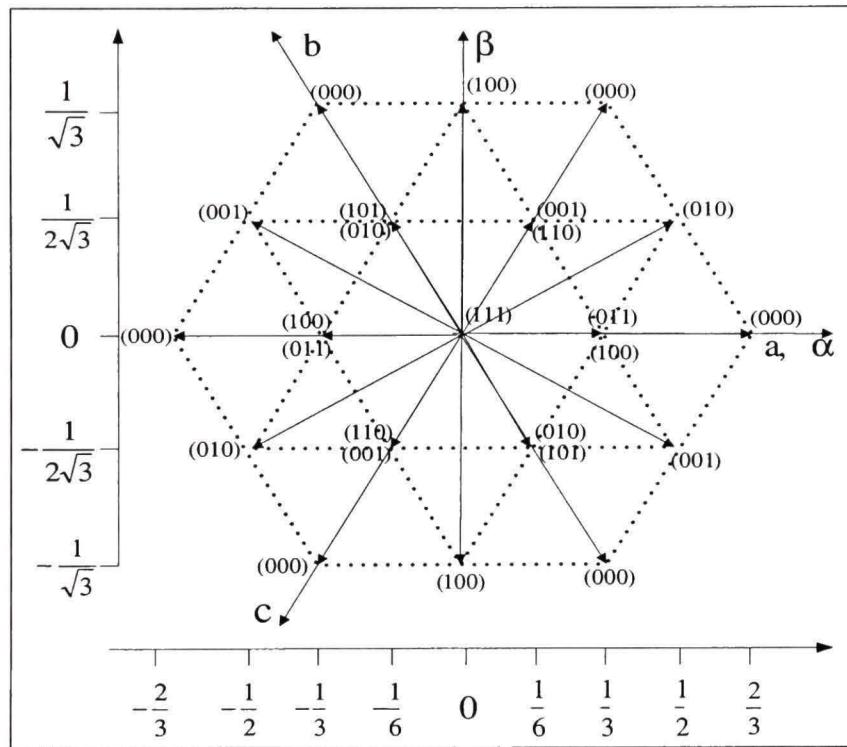


Figure 3.1 *Représentation dans l'espace vectoriel des séquences de commutation possibles.*

Dans notre cas, la technique de MLI adoptée consiste à générer trois porteuses en dents de scie d'amplitudes unitaires et synchronisées chacune sur la tension de la phase correspondante. Si on ignore le phénomène de saturation de commande (**paragraphe 3.3.1.2**), les rapports cycliques (d_k) (ou signaux de commande), délivrés par les différents contrôleurs de la boucle fermée, exhibent un profil en régime permanent similaire à celui décrit dans le chapitre précédent. La génération des fonctions de commutation à partir de la MLI des rapports cycliques par les modulantes en dents de scie est présentée dans **figure 3.2**.

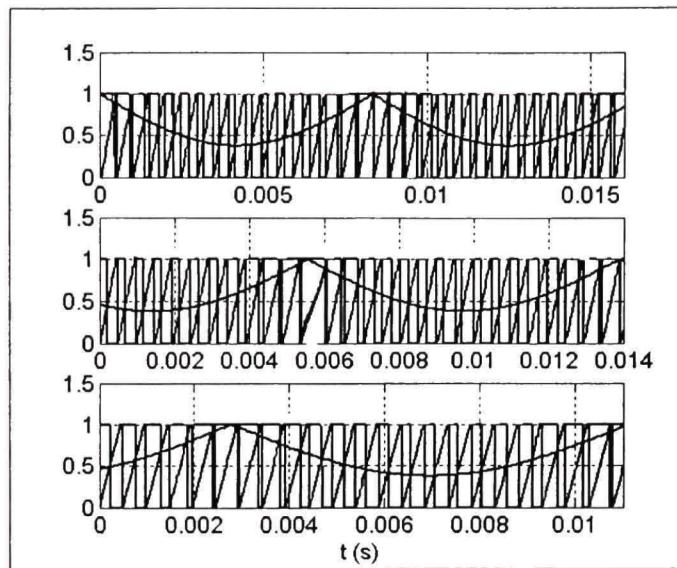


Figure 3.2 Génération des fonctions de commutations à partir de la MLI des rapports cycliques.

Cette modulation implique les fonctions de commutation références, représentées dans **figure 3.3** pour un cycle de fonctionnement.

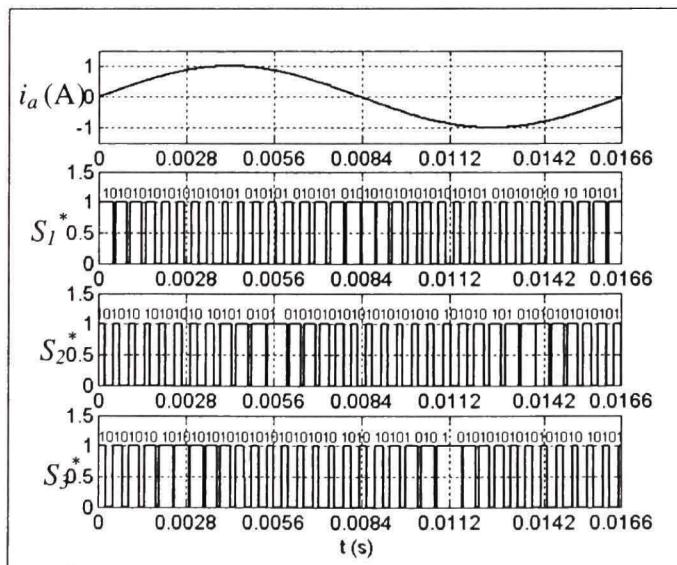
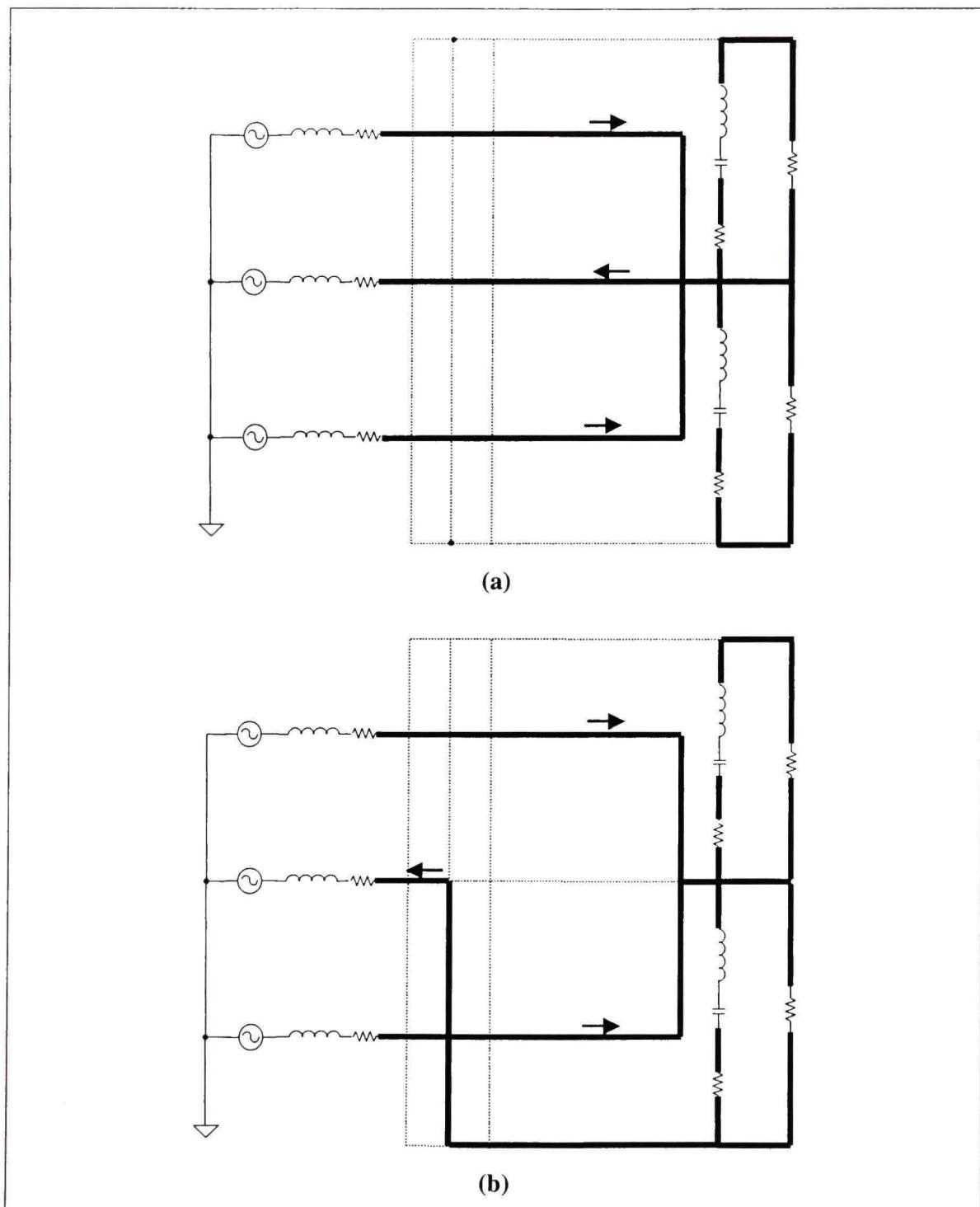


Figure 3.3 Références des fonctions de commutation.



**Figure 3.4 Configuration du circuit pour deux états de commutation
(a): (1 1 1), (b): (1 0 1).**

3.2. Modélisation du redresseur triphasé

La modélisation demeure une étape clé quant à la conception des lois de commande, le paramétrage des régulateurs, l'analyse des caractéristiques statiques et dynamiques du convertisseur et les simulations en temps réel. Afin de garantir le succès de ces différentes tâches, le modèle doit décrire le plus précisément possible le fonctionnement du convertisseur. Notons bien qu'un modèle non-linéaire "idéal" a été proposé pour cette topologie dans [81]. Dans le cadre de la présente thèse, il est complété par les résistances équivalentes séries (r_L et r_c) et les inductances équivalentes séries (L_c) des éléments réactifs L et C_{dc} . Une attention particulière sera accordée à l'impact de cette modification sur la précision du modèle obtenu durant la phase de validation expérimentale. La démarche générale de la modélisation est détaillée dans le paragraphe suivant.

3.2.1. Modèle moyen dans le référentiel direct (abc)

Appliquant les lois de Kirchhoff à chaque circuit élévateur élémentaire du circuit, les équations côté AC du convertisseur s'écrivent:

$$v_x = L \frac{d(i_x)}{dt} + r_L i_x + [v_{dc}^+ \theta(i_x) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_x)}] (1 - d_k) + v_{M,n}, \quad x = \{a, b, c\}, \quad k = \{1, 2, 3\} \quad (3.1)$$

Avec v_x , i_x , L , r_L , v_{dc}^+ , v_{dc}^- , $v_{M,n}$ et d_k tels que définis dans **chapitre 2, paragraphe 2.1**. Le troisième terme de la sommation est la tension aux bornes des interrupteurs bidirectionnels T_1 , T_2 et T_3 , qui prend trois valeurs différentes ($+v_{dc}^+$, 0 , $-v_{dc}^-$) selon le signe du courant correspondant et l'état de l'interrupteur. La fonction $\theta(i_x)$ est telle que définie dans **eq. (2.13)** du chapitre précédent et $\overline{\theta(i_x)}$ son complément logique.

Pour un système triphasé équilibré à trois fils, les équations suivantes sont toujours vérifiées:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (3.2)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.3)$$

En sommant **eq. (3.1)** pour les trois phases, et tenant compte des **eq. (3.2)** et **eq. (3.3)**, on obtient:

$$\begin{aligned} v_a &= L \frac{d(i_a)}{dt} + r_L i_a + \frac{2}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_a) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_a)}] (1 - d_1) \\ &\quad - \frac{1}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_b) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_b)}] (1 - d_2) - \frac{1}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_c) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_c)}] (1 - d_3) \\ v_b &= L \frac{d(i_b)}{dt} + r_L i_b - \frac{1}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_a) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_a)}] (1 - d_1) \\ &\quad + \frac{2}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_b) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_b)}] (1 - d_2) - \frac{1}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_c) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_c)}] (1 - d_3) \\ v_c &= L \frac{d(i_c)}{dt} + r_L i_c - \frac{1}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_a) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_a)}] (1 - d_1) \\ &\quad - \frac{1}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_b) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_b)}] (1 - d_2) + \frac{2}{3} [v_{dc}^+ \theta(i_c) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_c)}] (1 - d_3) \end{aligned} \quad (3.4.a-3.4.c)$$

Comme on peut constater, les équations du convertisseur côté AC ne peuvent pas être exploitées dans leurs formes actuelles, à cause de leur forte dépendance des signes de courants. Afin de dépasser cet obstacle, on se propose de définir un changement des rapports cycliques d_k selon la formule suivante:

$$\dot{d}_k = 2 (1 - d_k) \left[\frac{v_{dc}^+ \theta(i_x) - v_{dc}^- \overline{\theta(i_x)}}{v_{dc}^+ + v_{dc}^-} \right], \quad x \in \{a, b, c\}, \quad k = \{1, 2, 3\} \quad (3.5)$$

Définissons la tension DC totale (v_{dc}) comme étant la somme des tensions partielles v_{dc}^+ et v_{dc}^- , c. à d.:

$$v_{dc} = v_{dc}^+ + v_{dc}^- \quad (3.6)$$

Le changement de variables, défini dans **eq. (3.5)**, transforme **eq. (3.4)** en:

$$v_x = L \frac{d(i_x)}{dt} + r_L i_x + \frac{v_{dc}}{6} M d_k, \quad x = \{a, b, c\}, \quad k = \{1, 2, 3\}, \quad M = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Comme on peut constater les signes des courants ont totalement disparu des nouvelles équations du convertisseur à l'entrée. Cependant, la non-stationnarité dans le temps est omniprésente dans les équations du convertisseur côté DC. En effet, ces dernières s'écrivent:

$$C_{dc} \frac{d(v_{co}^+)}{dt} = i_{co}^+ = i^+ - i_{dc}^+ = \sum_{k=1, x \in \{a, b, c\}}^3 i_x \theta(i_x)(1 - d_k) - i_{dc}^+ \quad (3.8.a)$$

$$C_{dc} \frac{d(v_{co}^-)}{dt} = i_{co}^- = i^- - i_{dc}^- = \sum_{k=1, x \in \{a, b, c\}}^3 -i_x \theta(i_x)(1 - d_k) - i_{dc}^- \quad (3.8.b)$$

Où v_{co}^+ et v_{co}^- sont respectivement les tensions aux bornes des condensateurs de filtrage (C_{dc}). Si on définit par Δv_{dc} le déséquilibre entre les deux tensions partielles v_{dc}^+ et v_{dc}^- , c. à d.:

$$\Delta v_{dc} = v_{dc}^+ - v_{dc}^- \quad (3.9)$$

Tenant compte d'**eq. (3.6)**, on peut facilement vérifier que:

$$v_{dc}^+ = \frac{(v_{dc} + \Delta v_{dc})}{2}, \quad v_{dc}^- = \frac{(v_{dc} - \Delta v_{dc})}{2} \quad (3.10.a-3.10.b)$$

La transformation de rapports cycliques définie dans **eq. (3.5)** devient alors équivalente à:

$$d_k = 1 - d'_k [\operatorname{sgn}(i_x) - \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}}], \quad x \in \{a, b, c\}, \quad k \in \{1, 2, 3\} \quad (3.11)$$

Appliquant cette transformation aux équations de sortie implique les expressions suivantes:

$$C_{dc} \frac{d(v_{co})}{dt} = \sum_{k=1, x \in \{a, b, c\}}^3 (1 - d_k) \operatorname{sgn}(i_x) i_x - i_{dc}^+ - i_{dc}^- \quad (3.12.a)$$

$$C_{dc} \frac{d(\Delta v_{co})}{dt} = \sum_{k=1, x \in \{a, b, c\}}^3 d_k \left[\operatorname{sgn}(i_x) - \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} \right] i_x - i_{dc}^+ + i_{dc}^- \quad (3.12.b)$$

avec:

$$v_{co} = v_{co}^+ + v_{co}^-, \quad \Delta v_{co} = v_{co}^+ - v_{co}^- \quad (3.13.a-3.13.b)$$

Les variables v_{co} et Δv_{co} sont liées aux variables v_{dc} et Δv_{dc} par les équations suivantes:

$$v_{dc} = L_c r_c \frac{d^2(v_{co})}{dt^2} + r_c C_{dc} \frac{d(v_{co})}{dt} + v_{co} \quad (3.14.a)$$

$$\Delta v_{dc} = L_c r_c \frac{d^2(\Delta v_{co})}{dt^2} + r_c C_{dc} \frac{d(\Delta v_{co})}{dt} + \Delta v_{co} \quad (3.14.b)$$

r_c, L_c, C_{dc} étant déterminées à la tension fondamentale des bus DC, soit 180 Hz.

L'ultime solution est donc d'effectuer une transformation dans le repère tournant synchrone d_{qo} des équations d'état **eq. (3.7)** et **eq. (3.12)**, afin d'éliminer totalement cette variation dans le temps des équations du circuit. Ceci est discuté dans le paragraphe suivant.

3.2.2. Modèle moyen dans le référentiel tournant synchrone (d_{qo})

Les équations **(3.12.a)** et **(3.12.b)** peuvent être réécrites dans la forme vectorielle suivante:

$$C_{dc} \begin{bmatrix} \frac{d(v_{co})}{dt} \\ \frac{d(\Delta v_{co})}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I - d^T) \text{SGN}(i_x) i_x \\ d^T \left(\text{SGN}(i_x) - \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} I_3 \right) i_x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc}^+ \\ i_{dc}^- \end{bmatrix}, \quad x = \{a, b, c\}, \quad k = \{1, 2, 3\} \quad (3.15)$$

où I_3 est la matrice identité d'ordre 3 et $\text{SGN}(i_x)$ la matrice carrée dont les éléments de la diagonale sont les signes des courants AC, c à d:

$$\text{SGN}(i_x) = \begin{pmatrix} \text{sgn}(i_a) & 0 & 0 \\ 0 & \text{sgn}(i_b) & 0 \\ 0 & 0 & \text{sgn}(i_c) \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Appliquant la transformation abc/dqo aux équations d'état du convertisseur mène à:

$$\begin{bmatrix} \frac{d(Ki_x)}{dt} \\ C_{dc} \frac{d(v_{co})}{dt} \\ C_{dc} \frac{d(\Delta v_{co})}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{K}i_x + \frac{1}{L} \left(Kv_x - r_L Ki_x - \frac{v_{dc}}{6} KM d_k \right) \\ \frac{3}{2} (Kd_k)^T (Ki_x) - \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} (Kd_k)^T [K \text{SGN}^{-1} K^T]^{-1} (Ki_x) - i_{dc}^+ - i_{dc}^- \\ (Kd_k)^T [K \text{SGN}^{-1} K^T]^{-1} (Ki_x) - \frac{3}{2} \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} (Kd_k)^T (Ki_x) - i_{dc}^+ + i_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$x = \{a, b, c\}, \quad k = \{1, 2, 3\}$$

Avec \dot{K} la dérivée dans le temps de la matrice de transformation abc/dqo (K).

Comme on peut constater dans **eq. (3.17)**, la matrice $[K \text{SGN}^{-1} K^T]^{-1}$ doit être calculée. Il est inévitable que la matrice résultante contienne les signes des courants à son tour. La solution proposée dans [81] était d'approximer cette matrice à sa moyenne sur une période de fonctionnement, au lieu de considérer son expression instantanée, ce qui est équivalent à:

$$[K \text{SGN}^{-1} K^T]^{-1} \approx \langle [K \text{SGN}^{-1} K^T]^{-1} \rangle_{T_o} \approx \frac{2}{\pi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cos \varphi \\ 0 & 0 & \sin \varphi \\ \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Où $\langle \cdot \rangle_{T_o}$ désigne la valeur moyenne du terme entre crochets sur une période du réseau (T_o) et φ est le déphasage entre chaque tension de phase et le courant correspondant. Cette

approximation suppose que seule la valeur moyenne des tensions DC, évaluées sur une période du réseau, est mesurée dans la chaîne de retour. Cette hypothèse est valable, puisque les condensateurs de filtrage ont été adéquatement dimensionnés, de façon à réduire les ondulations des tensions DC à moins que 5%. Les composantes fréquentielles peuvent alors être négligées et les tensions DC peuvent être approximées à leurs valeurs moyennes respectives. Finalement, sous l'hypothèse de facteurs de déplacement et de puissance unitaires, autrement un déphasage nul entre les courants et tensions AC, les équations d'état du convertisseur dans le repère d_{qo} sont les suivantes:

$$\begin{aligned}\frac{d(i_d)}{dt} &= \frac{1}{L} \left(v_d - r_L i_d + L\omega_o i_q - \frac{v_{dc}}{2} d'_d \right) \\ \frac{d(i_q)}{dt} &= \frac{1}{L} \left(v_q - r_L i_q - L\omega_o i_d - \frac{v_{dc}}{2} d'_q \right) \\ \frac{d(v_{co})}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[\frac{3}{2} (d'_d i_d + d'_q i_q) - \alpha \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} d'_o i_d - i_{dc}^+ - i_{dc}^- \right] \\ \frac{d(\Delta v_{co})}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[-\frac{3}{2} \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} (d'_d i_d + d'_q i_q) + \alpha d'_o i_d - i_{dc}^+ + i_{dc}^- \right]\end{aligned}\tag{3.19.a-3.19.d}$$

Avec:

$$\alpha = 2/\pi\tag{3.20}$$

$$[v_d \ v_q \ v_{so}]^T = K [v_a \ v_b \ v_c]^T; \quad [i_d \ i_q \ i_o]^T = K [i_a \ i_b \ i_c]^T; \quad [d'_d \ d'_q \ d'_o]^T = K [d'_1 \ d'_2 \ d'_3]^T\tag{3.21}$$

$d'_1 \ d'_2$ et d'_3 sont tels que définis dans **eq. (3.5)**.

En pratique, v_{co} et Δv_{co} ne sont pas accessibles pour mesure. Ils sont, par contre, déduits des tensions v_{dc} et Δv_{dc} via un filtre de second ordre $F(s)$ composé par les éléments (r_c, L_c, C_{dc}):

$$\frac{V_{co}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{\Delta V_{co}(s)}{\Delta V_{dc}(s)} = F(s) = \frac{1}{L_c C_{dc} s^2 + r_c C_{dc} s + 1} \quad (3.22)$$

3.2.3. Caractéristiques en régime statique

Le régime de fonctionnement statique est défini en annulant les termes à gauche des équations d'état (eq. (3.19.a)- eq. (3.19.d)), ce qui implique:

$$\dot{D_d} = \frac{2(V_d - r_L I_d)}{V_{dc}^*} \quad (3.23.a)$$

$$\dot{D_q} = -\frac{2L\omega_o I_d}{V_{dc}^*} \quad (3.23.b)$$

$$\dot{D_o} = \frac{(I_{dc}^+ - I_{dc}^-)}{\alpha I_d} \quad (3.23.c)$$

avec les grandeurs statiques au point de fonctionnement nominal définies ainsi:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad V_{dc} = V_{dc}^*; \quad V_{dc}^+ = V_{dc}^- = \frac{V_{dc}^*}{2}; \quad \Delta V_{dc}^* = 0 \quad (3.24.a-3.24.e)$$

Il est commun d'étudier les caractéristiques statiques à partir des relations rapport cyclique-tension et/ ou rapport cyclique- courant. Ceci est très faisable pour des topologies du type

DC/DC ou AC/DC monophasées. Le présent cas est assez différent, puisqu'on est en présence d'un système multivariable, présentant des couplages entre les variables de commande et les sorties. Ces couplages peuvent rendre l'analyse et la validation expérimentale un peu plus difficiles. Un premier constat est le double impact des variables (D_d) et (D_q) sur la commande de V_{dc}^* , et par conséquent de I_d . Cependant, on peut démontrer que le rapport de transformation entre D_q et V_{dc}^* est égal à:

$$D_q \approx -\frac{2L\omega_o V_{dc}^*}{3V_d R_{dc,n}} \approx 0.00042 V_{dc}^*, \quad r_L \approx 0 \quad (3.25)$$

$R_{dc,n}$ étant la valeur nominale des charges DC, ce qui est négligeable. Par conséquent, on peut affirmer que D_d est la principale variable de commande responsable des variations de la tension DC. Il est également intéressant de définir les variations du courant I_d en fonction du rapport cyclique. Pour ce faire, on considère la loi de conservation de puissance, définie par:

$$\frac{V_{dc}^{*2}}{2R_{dc,n}} = \frac{3}{2} (V_d I_d - r_L I_d^2) \quad (3.26)$$

Cette loi demeure toujours valable, puisque le convertisseur est commandé en puissance, quelle que soit la technique de commande adoptée. En combinant **eq. (3.23.a)** et **eq. (3.26)**, la relation rapport cyclique- courant I_d est définie ainsi:

$$4(V_d - r_L I_d)^2 - (3R_{dc,n}V_d I_d - R_{dc,n}r_L I_d^2) D_d^2 = 0 \quad (3.27)$$

D'autre part, considérant le cas de charges DC équilibrées et égales à la valeur nominale $R_{dc,n}$, **eq. (3.23.c)** implique:

$$\dot{D}_o = \frac{\Delta v_{dc}}{\alpha R_{dc,n} I_d} \quad (3.28)$$

I_d satisfait toujours **eq. (3.26)**, et est constante pour une valeur donnée de V_{dc}^* . Par suite, on s'attend à ce que la relation entre le rapport cyclique (\dot{D}_o) et l'asymétrie des deux tensions DC (Δv_{dc}) soit linéaire. Ces différentes relations vont être validées ultérieurement dans le **paragraphe 3.3.2.**

3.2.4 Dérivation du modèle en petits signaux

Afin d'établir le modèle dynamique en petits signaux du convertisseur, les équations d'état sont analytiquement linéarisées autour du point de fonctionnement nominal défini dans **eq. (3.23)** et **eq. (3.24)**. Cette linéarisation génère des équations d'état linéaires de la forme suivante:

$$\dot{\tilde{X}}(t) = A \tilde{X}(t) + B \tilde{d}(t) + E \tilde{v}(t) \quad (3.29)$$

Avec $\tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_d & \tilde{i}_q & \tilde{v}_c & \Delta \tilde{v}_c \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des variables d'état, $\tilde{d} = \begin{bmatrix} \tilde{d}_d & \tilde{d}_q & \tilde{d}_o \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des entrées de commande, et $\tilde{v} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_d & \tilde{v}_q \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des entrées de perturbation. L'indice (\sim) désigne le régime petits signaux. Les matrices d'état, de commande et de perturbation, respectivement A , B et E , sont dérivées comme suit:

$$A = \left(\frac{\partial f}{\partial X} \right)_{X=X_o}, \quad B = \left(\frac{\partial f}{\partial d} \right)_{X=X_o}, \quad E = \left(\frac{\partial f}{\partial v} \right)_{X=X_o} \quad (3.30)$$

f représente l'ensemble des fonctions non linéaires décrivant le système et X_o le point nominal prédéfini. Appliquant les dérivées partielles définies dans **eq. (3.30)** à **eq. (3.19)** donne:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & \omega_o & -\frac{\sqrt{2}V}{LV_{dc}^*} & 0 \\ -\omega_o & -\frac{r_L}{L} & \frac{\omega_o \sqrt{2}I^*}{V_{dc}^*} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}V}{C_{dc}V_{dc}^*} & -\frac{3\sqrt{2}L\omega_o I^*}{C_{dc}V_{dc}^*} & -\frac{1}{C_{dc}R_{dc,n}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{6VI^*}{C_{dc}V_{dc}^{*2}} - \frac{1}{C_{dc}R_{dc,n}} \end{pmatrix} \quad (3.31.a)$$

$$B = \begin{pmatrix} -\frac{V_{dc}^*}{2L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}^*}{2L} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}I^*}{2C_{dc}} & 0 & \frac{\alpha\sqrt{2}I^*}{C_{dc}} \end{pmatrix} \quad (3.31.b)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.31.c)$$

Notons bien que l'élément (4,4) de la matrice A est à peu près égal à $(-2/(R_{dc,n}C_{dc}))$. Dans le domaine fréquentiel, **eq. (3.29)** est équivalente à:

$$\tilde{X}(s) = (sI - A)^{-1} B \tilde{d}(s) + (sI - A)^{-1} C \tilde{v}(s) \quad (3.32)$$

Remplaçant les matrices A , B et C par leurs expressions implique 20 fonctions de transfert reliant les 5 entrées $\{\tilde{d}_d, \tilde{d}_q, \tilde{d}_o, \tilde{v}_d, \tilde{v}_q\}$ aux 4 sorties $\{\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{v}_c, \Delta\tilde{v}_c\}$ du système, de la façon suivante:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_c \\ \tilde{\Delta v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{id11}(s) & G_{id12}(s) & G_{id13}(s) \\ G_{id21}(s) & G_{id22}(s) & G_{id23}(s) \\ G_{vd11}(s) & G_{vd12}(s) & G_{vd13}(s) \\ G_{\Delta vd11}(s) & G_{\Delta vd12}(s) & G_{\Delta vd13}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \\ \tilde{d}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{iv11}(s) & G_{iv12}(s) \\ G_{iv21}(s) & G_{iv22}(s) \\ G_{vv11}(s) & G_{vv12}(s) \\ G_{\Delta vv11}(s) & G_{\Delta vv12}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

La notation adoptée pour ces différentes fonctions de transfert est de la forme $G_{xy\delta\beta}(s)$, telle que: x est une sortie, c. à d. un élément du vecteur \tilde{X} ; y est une entrée, c. à d. un élément des vecteurs \tilde{d} ou \tilde{v} ; δ est le rang de la sortie x dans le vecteur \tilde{X} ; β est le rang de l'entrée y dans le vecteur \tilde{d} ou \tilde{v} .

La liste des expressions analytiques des différentes fonctions de transfert, ainsi que leurs paramètres, est donnée ci suit:

$$G_{id11}(s) = -\frac{V_{dc}^*}{2L} \frac{(s^2 + \alpha_{11}s + \alpha_{12})}{\text{den}(s)} \quad (3.34) \quad G_{id23}(s) = 0 \quad (3.39)$$

$$G_{id12}(s) = -\frac{V_{dc}^* \omega_o}{2L} \frac{(s + \alpha_{13})}{\text{den}(s)} \quad (3.35) \quad G_{iv11}(s) = \frac{(s^2 + \alpha_{16}s + \alpha_{18})}{L \cdot \text{den}(s)} \quad (3.40)$$

$$G_{id13}(s) = 0 \quad (3.36) \quad G_{iv12}(s) = \frac{\omega_o}{L} \frac{(s + \alpha_{13})}{\text{den}(s)} \quad (3.41)$$

$$G_{id21}(s) = \frac{V_{dc}^* \omega_o}{2L} \frac{(\alpha_{14}s + \alpha_{15})}{\text{den}(s)} \quad (3.37) \quad G_{iv21}(s) = -\frac{\omega_o}{L} \frac{(s + \alpha_{13})}{\text{den}(s)} \quad (3.42)$$

$$G_{id22}(s) = -\frac{V_{dc}^*}{2L} \frac{(s^2 + \alpha_{16}s + \alpha_{17})}{\text{den}(s)} \quad (3.38) \quad G_{iv22}(s) = \frac{(s^2 + \alpha_{16}s + \alpha_{17})}{L \cdot \text{den}(s)} \quad (3.43)$$

$$G_{vv11}(s) = \frac{3\sqrt{2}V}{LC_{dc}V_{dc}^*} \frac{(s + \alpha_{19})}{\text{den}(s)} \quad (3.44)$$

$$\alpha_{I3} = \tau_o + \frac{6VI^*}{C_{dc}V_{dc}^2} \quad (3.57)$$

$$G_{vv12}(s) = -\frac{3\sqrt{2}\omega_o I^*}{C_{dc}V_{dc}^*} \frac{(s + \alpha_{20})}{\text{den}(s)} \quad (3.45)$$

$$\alpha_{I4} = I + \frac{6LI^{*2}}{C_{dc}V_{dc}^{*2}} \quad (3.58)$$

$$G_{vd13}(s) = 0 \quad (3.46)$$

$$\alpha_{I5} = \tau_o + \frac{6r_L I^{*2}}{LC_{dc}V_{dc}^2} \quad (3.59)$$

$$G_{\Delta vd11}(s) = 0 \quad (3.47)$$

$$\alpha_{I6} = \tau_o + \frac{r_L}{L} \quad (3.60)$$

$$G_{\Delta vd13}(s) = \frac{\alpha\sqrt{2}I^*}{C_{dc}(s + 2\tau_o)} \quad (3.49)$$

$$\alpha_{I7} = \frac{6V^2}{LC_{dc}V_{dc}^2} + \frac{r_L}{LC_{dc}R_{dc,n}} \quad (3.61)$$

$$G_{vd11}(s) = \frac{3\sqrt{2}I^*}{2C_{dc}} \frac{(s^2 + \alpha_{21}s + \alpha_{22})}{\text{den}(s)} \quad (3.50)$$

$$\alpha_{I8} = \frac{r_L}{LC_{dc}R_{dc,n}} + \frac{6L\omega_o^2 I^{*2}}{C_{dc}V_{dc}^{*2}} \quad (3.62)$$

$$G_{vd12}(s) = \frac{3\sqrt{2}I^*\omega_o}{2C_{dc}} \frac{(s + \alpha_{20})}{\text{den}(s)} \quad (3.51)$$

$$\alpha_{I9} = \frac{L\omega_o^2 I^*}{V} + \frac{r_L}{L} \quad (3.63)$$

$$G_{\Delta vv11}(s) = 0 \quad (3.52)$$

$$\alpha_{I20} = \frac{V}{LI^*} - \frac{r_L}{L} \quad (3.64)$$

$$G_{\Delta vv12}(s) = 0 \quad (3.53)$$

$$\begin{aligned} \text{den}(s) = & s^3 + \left(\tau_o + \frac{r_L}{L} \right) s^2 + \left(\alpha_{I7} + \frac{r_L^2}{L^2} + \omega_o^2 + \alpha_{I8} \right) s \\ & + \tau_o \omega_o^2 + \frac{r_L}{L} (\alpha_{I7} + \alpha_{I8} - \tau_o) \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\alpha_{I21} = \frac{2r_L}{L} - \frac{V}{LI^*} \quad (3.65)$$

$$\alpha_{I1} = \tau_o + \frac{6VI^*}{C_{dc}V_{dc}^2} + \frac{r_L}{L} \quad (3.55)$$

$$\alpha_{I22} = \frac{r_L^2}{L^2} - \frac{r_L V}{L^2 I^*} \quad (3.66)$$

$$\alpha_{I2} = \frac{r_L}{L} \left(\frac{6VI^*}{C_{dc}V_{dc}^2} + \frac{I}{C_{dc}R_{dc,n}} \right) \quad (3.56)$$

$$\tau_o = \frac{I}{C_{dc}R_{dc}} \quad (3.67)$$

Figure 3.5 représente le schéma bloc équivalent du convertisseur dans le domaine fréquentiel.

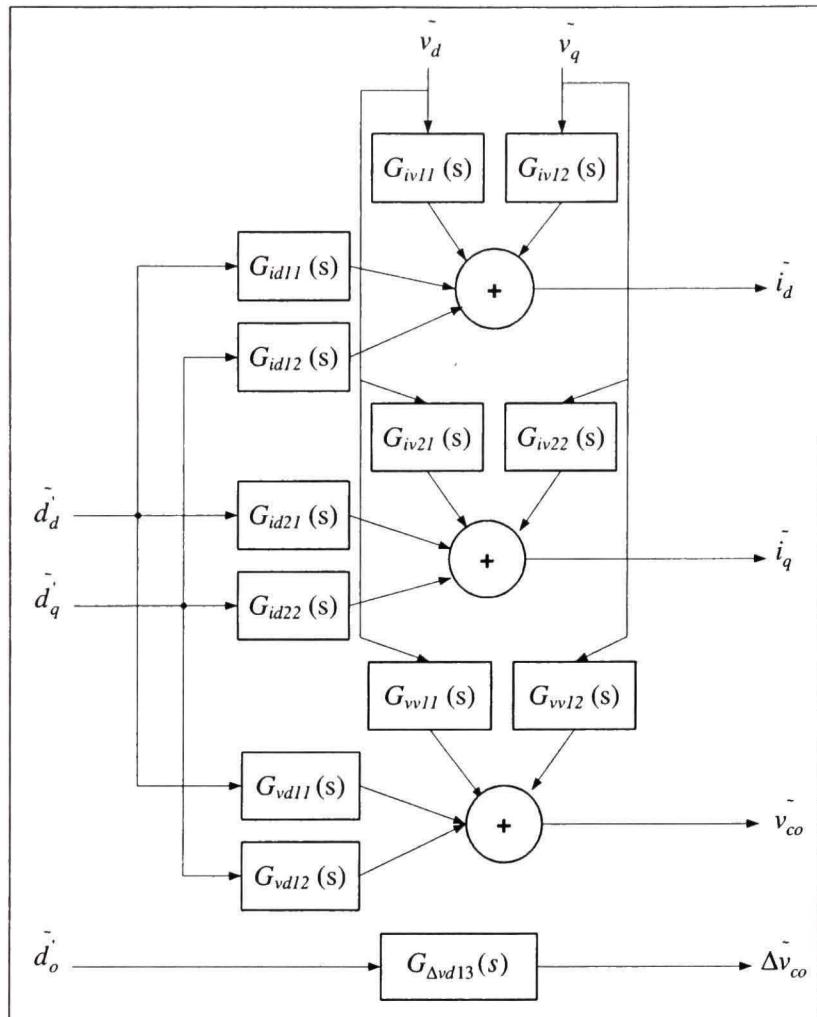


Figure 3.5 Modèle en petits signaux du convertisseur de Vienne.

3.3. Validation expérimentale des modèles proposés

Pour les différents modèles proposés, l'étape de validation expérimentale consiste à comparer la réponse du circuit à celle du modèle, face aux mêmes excitations sur les entrées. Il est bien évident que la procédure d'identification va être effectuée pour les transformées (dqo) des variables, puisque tous les modèles sont exprimés dans le repère dqo. Les trois algorithmes de validation sont implantés en temps réel moyennant le processeur maître (Master PPC) de la carte de commande DS1104 de dSPACE ®. Tel que discuté dans le

chapitre précédent, le mode multi-tâches est utilisé, afin de maintenir un niveau acceptable de la MLI à la fréquence de commutation choisie. La période d'échantillonnage principale T_{s1} est égale à 38 µs, alors que les entrées ADC et sorties DAC sont échantillonnées à une période T_{s2} , quadruple de T_{s1} ($T_{s2}=4 T_{s1}$).

3.3.1. Validation du modèle larges-signaux (MLS) par application d'une commande linéaire de type PI

Il est bien connu que l'analyse larges-signaux des systèmes se fait en boucle fermée. Par suite, on se propose d'appliquer au convertisseur une stratégie de commande en puissance à base de contrôleurs PI, dont la conception est détaillée dans le paragraphe suivant.

3.3.1.1. Conception des contrôleurs PI pour la commande en boucle fermée

La commande linéaire envisagée est basée sur la version discrète du modèle en petits signaux, décrit dans le **paragraphe 3.2.4** par les **eq. (3.34- 3.67)**. Étant donné l'inégalité du nombre d'entrées de commande (3) et celui des sorties (4), les contrôleurs sont arrangés dans une configuration multi-boucles comme suit: les sorties i_d , i_q et Δv_{dc} sont commandées dans des boucles internes rapides, par respectivement d'_d , d'_q et d'_o , alors que la tension totale à la sortie v_{dc} est régulée via une boucle externe plus lente.

Les contrôleurs de courants dq ont pour but de maintenir un facteur de puissance unitaire et de contrôler adéquatement la puissance active transférée à la charge. Ils sont conçus en négligeant le couplage entre les rapports cycliques et les courants dq, en d'autres termes, en négligeant l'effet de d'_d sur i_q (G_{id12}), ainsi que l'effet de d'_q sur i_d (G_{id21}). L'effet des perturbations v_d et v_q sur respectivement i_d et i_q , doit également être atténués par des facteurs de compensation G_{cl} et G_{c2} . D'autre part, la symétrie des deux bus DC de sortie est assurée par un contrôleur assez rapide. Quant au régulateur de tension, il s'occupe de fixer le niveau de puissance à la valeur requise par l'application, et de générer les courants de référence pour les boucles internes de courants. Par conséquent, la tension DC totale doit être ré exprimée en

fonction du courant de référence (I^*), au lieu du rapport cyclique, comme c'est le cas dans le modèle proposé. La fonction tension à courant est obtenue ainsi:

$$G_{vi}(s) \approx \frac{G_{vi}}{(s + \alpha_{11})}, \quad G_{vi} = \frac{6V}{C_{dc}V_{dc}^*} \quad (3.68)$$

Les contrôleurs PI ont les expressions suivantes:

$$H_x(z) = K_{px} + K_{ix} \frac{T_s}{(z - 1)}; \quad x = \{i, \Delta v, v\} \quad (3.69)$$

Les paramètres (K_{px} , K_{ix}) sont calculés en appliquant la méthode de placement de pôles, sur la base d'une discréttisation de type bloqueur d'ordre zéro (ZOH) des fonctions de transfert suivantes: G_{id11} et G_{id22} pour les boucles de courants, $G_{\Delta vd13}$ pour la boucle d'équilibrage des tensions DC partiels et G_{vi} pour la boucle de tension. Les sous- systèmes en boucle fermée, ainsi obtenus, sont des filtres optimaux du second ordre. Les expressions discrètes des différentes fonctions de transfert pré mentionnées sont données ci-suit:

$$\overline{B_o G_{id11}}(z) = \overline{B_o G_{id22}}(z) = -\frac{V_{dc}^* T_{s2} (z^2 - 1.99z + 0.99)}{2L(z^3 - 2.992z^2 + 2.988z - 0.996)} \approx -\frac{V_{dc}^* T_{s2}}{2L(z-1)} \quad (3.70)$$

$$\overline{B_o G_{\Delta vd13}}(z) = \frac{\alpha \sqrt{2} I^* R_{dc,n} (1 - e^{-\alpha_{15} T_{s2}})}{2(z - e^{-\alpha_{15} T_{s2}})} \quad (3.71)$$

$$\overline{B_o G_{iv11}}(z) = \overline{B_o G_{iv22}}(z) = \frac{T_{s2} (z^2 - 1.99z + 0.99)}{L(z^3 - 2.992z^2 + 2.988z - 0.996)} \approx \frac{T_{s2}}{L(z-1)} \quad (3.72)$$

$$\overline{B_o G_{vi}}(z) = \frac{6V T_{s2}}{C_{dc} V_{dc}^* (z - e^{-\alpha_{11} T_{s2}})} \quad (3.73)$$

Les facteurs de compensation discrets contre les effets de des perturbations v_d et v_q sur respectivement i_d et i_q (G_{c1} et G_{c2}) sont donnés par les expressions suivantes:

$$G_{c1} = -\frac{\overline{B_o G_{iv11}}(z)}{\overline{B_o G_{id11}}(z)} = \frac{2}{V_{dc}^*} = 0.004 \quad (3.74)$$

$$G_{c2} = -\frac{\overline{B_o G_{iv22}}(z)}{\overline{B_o G_{id22}}(z)} = \frac{2}{V_{dc}^*} = 0.004 \quad (3.75)$$

Tout en négligeant les pertes, le courant de référence (I^*) est généré à partir de la loi de balance d'énergie entre les côtés AC et DC du convertisseur, soit:

$$I^* = \frac{C_{dc} v_{dc} v_{cv} + v_{dc} (i_{dc}^+ + i_{dc}^-)}{3(V_d^2 + V_q^2)} \quad (3.76)$$

v_{cv} étant le signal de commande issu du contrôleur de tension $H_v(z)$. Le diagramme en bloc décrivant la loi de commande proposée est donné à la **figure 3.6**. Les expressions analytiques des paramètres proportionnel et intégral sont les suivantes:

$$K_{pi} = \frac{2 - 2e^{-\xi\omega_i T_{s2}} \cos(\omega_i T_{s2} \sqrt{1-\xi^2})}{K_i G_i}, \quad K_{ii} = \frac{e^{-2\xi\omega_i T_{s2}} + K_i G_i K_{pi} - 1}{K_i G_i T_{s2}} \quad (3.77)$$

$$K_{p\Delta v} = \frac{-2e^{-\xi\omega_{\Delta v} T_{s2}} \cos(\omega_{\Delta v} T_{s2} \sqrt{1-\xi^2}) + e^{-\alpha_{i5} T_{s2}} + 1}{K_v G_{\Delta v}}, \quad K_{i\Delta v} = \frac{e^{-2\xi\omega_{\Delta v} T_{s2}} + K_v G_{\Delta v} K_{p\Delta v} - e^{-\alpha_{i5} T_{s2}}}{K_v G_{\Delta v} T_{s2}} \quad (3.78)$$

$$K_{pv} = K_{iv} = \frac{2 - 2e^{-\xi\omega_v T_{s2}} \cos(\omega_v T_{s2} \sqrt{1-\xi^2})}{K_v T_{s2}} \quad (3.79)$$

D'où les valeurs numériques suivantes:

A.N.: $K_{pi} = -5.6844; K_{ii} = -8.0971e3; K_{p\Delta v} = 3.3443; K_{i\Delta v} = 691.7895, K_{pv} = K_{iv} = 9.0620e3,$

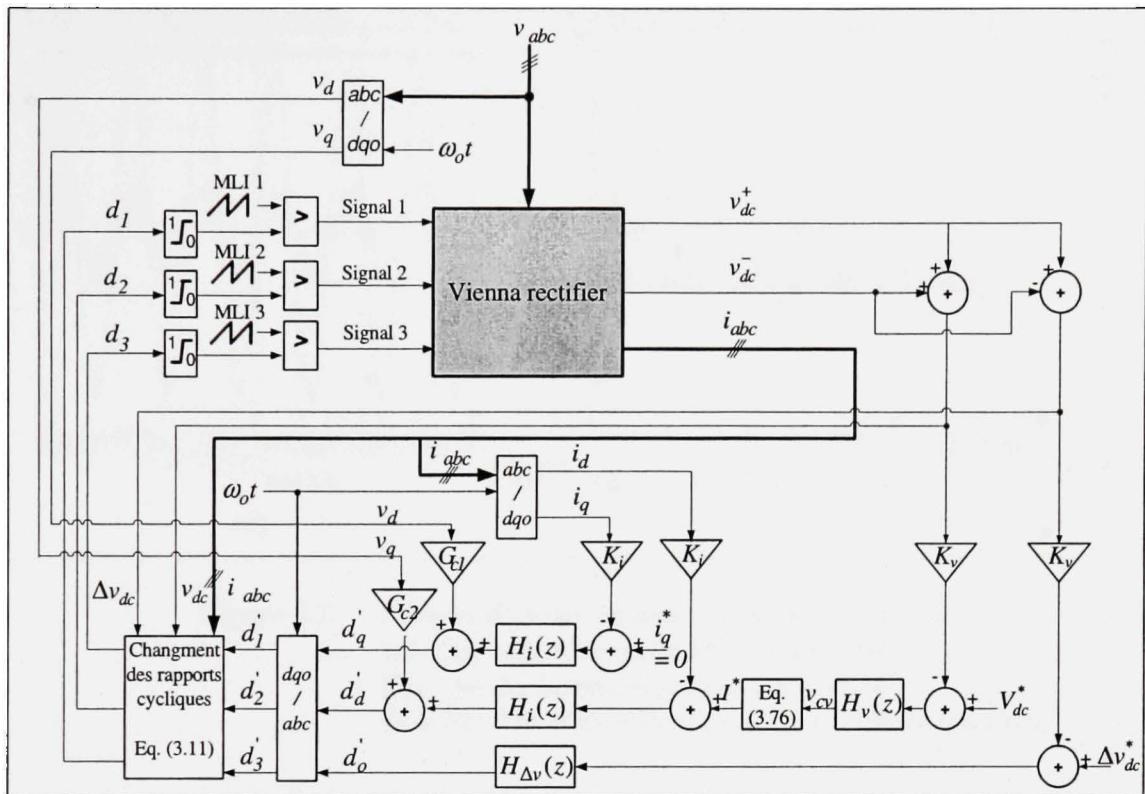


Figure 3.6 Bloc diagramme de la loi de commande linéaire à base de contrôleurs PI.

Il est bien clair que la valeur de ces différents paramètres dépendent principalement des ω_k , $x = \{i, v, \Delta v\}$, puisque tous les autres facteurs sont fixes. Pour obtenir les meilleures performances possibles du convertisseur, ces facteurs sont réglés de façon à réduire les harmoniques sur le courant AC et minimiser l'angle de saturation de commande. Ceci est discuté dans le paragraphe suivant.

3.3.1.2. Résultats de la commande proposée et étude du phénomène de saturation de commande

Les contrôleurs PI analytiquement établis dans le paragraphe précédent sont implantés en temps réel sur le prototype expérimental. Les formes d'ondes de la phase a (i_a et v_a), le contenu harmonique du courant i_a , ainsi que le bus DC de sortie (v_{dc}), sont montrés dans figure 3.7, en absence de la commande proposée.

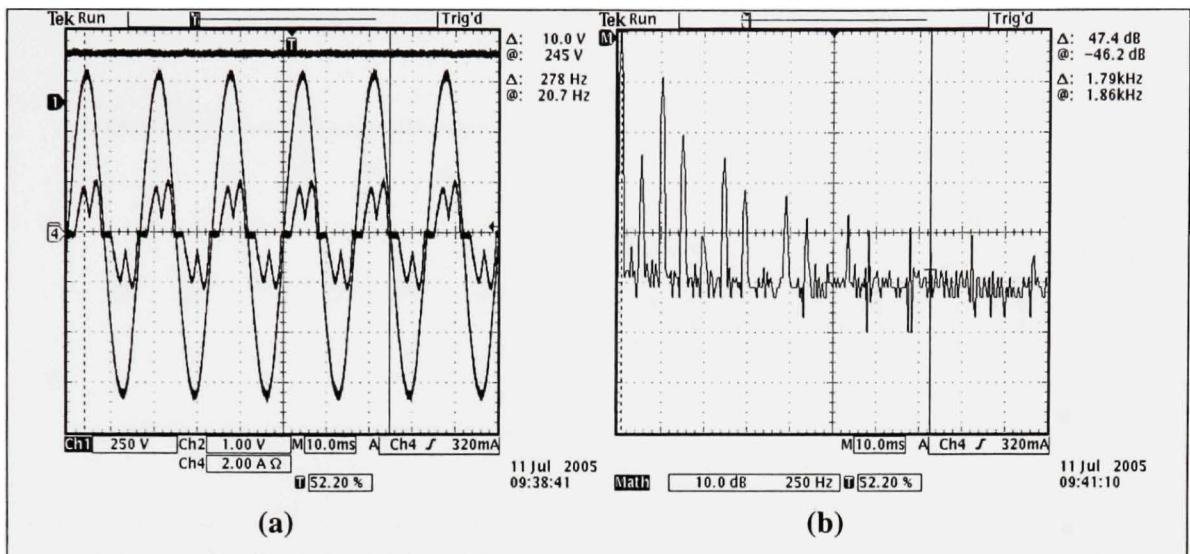


Figure 3.7 Formes d'ondes en absence de la commande,
(a): Courant et tension AC, tensions DC,
(b): Spectre harmonique du courant AC.
Échelle: 250 Hz/div (horizontal); 10 dB/div (vertical)

Comme on peut constater, le contenu harmonique du courant source est assez élevé. Les harmoniques caractéristiques des ponts triphasés à diodes ($h = 6p \pm 1$) sont assez visibles sur le spectre du courant. Le TDH du courant et le facteur de puissance sont respectivement évalués à 36.9% et 0.9. La tension DC de sortie est égale à une valeur constante de 245V.

Suite à l'application de la commande, on peut observer, dans figure 3.8, une atténuation très significative de hautes composantes fréquentielles. Le TDH du courant est estimé à 5%, avec un facteur de puissance unitaire.

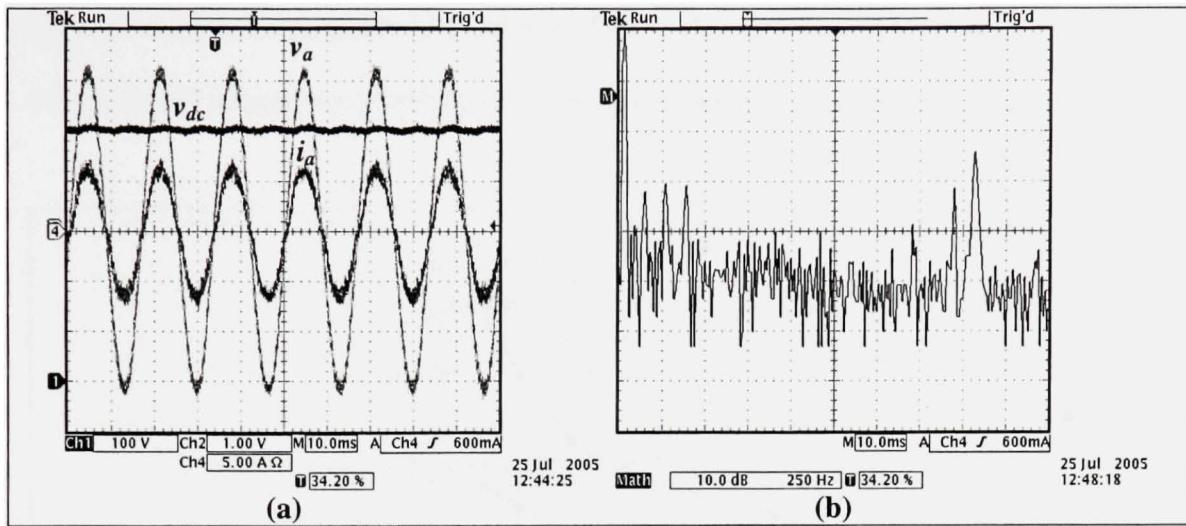


Figure 3.8 Formes d'ondes suite à l'application de la commande linéaire,
 (a): Courant et tension AC, tensions DC,
 (b): Spectre harmonique du courant AC.
 Échelle: 250 Hz/div (horizontal); 10 dB/div (vertical)

Notons bien qu'au moment de relever ces mesures, le TDH de la tension source a été évalué à 3%, avec un contenu harmonique tel que rapporté dans Tableau 3.1. Ceci expliquerait la composition harmonique aussi importante des courants AC, avec l'existence d'harmoniques paires et multiples de 3.

Tableau 3. 1
 Contenu harmonique de la tension AC ($V_{I,rms} = 110V$)

h	1	2	3	4	5	6	7	8
$V_h/V_1 (\%)$	99.9	0.2	0.3	0.1	1.4	0.1	1.5	0.1
h	9	10	11	12	13	14	15	16
$V_h/V_1 (\%)$	0.1	0.1	0.5	0.1	0.2	0.1	0.2	0.1
h	17	18	19	20	21	22	23	24
$V_h/V_1 (\%)$	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.2	0.1
h	25	26	27	28	29	30	31	
$V_h/V_1 (\%)$	0.2	0.1	0.1	0.1	0.4	0.2	0.4	

Figure 3.9 décrit la variation du TDH et du facteur de puissance en fonction de la puissance transférée à la charge, pour différentes valeurs des inductances du convertisseur.

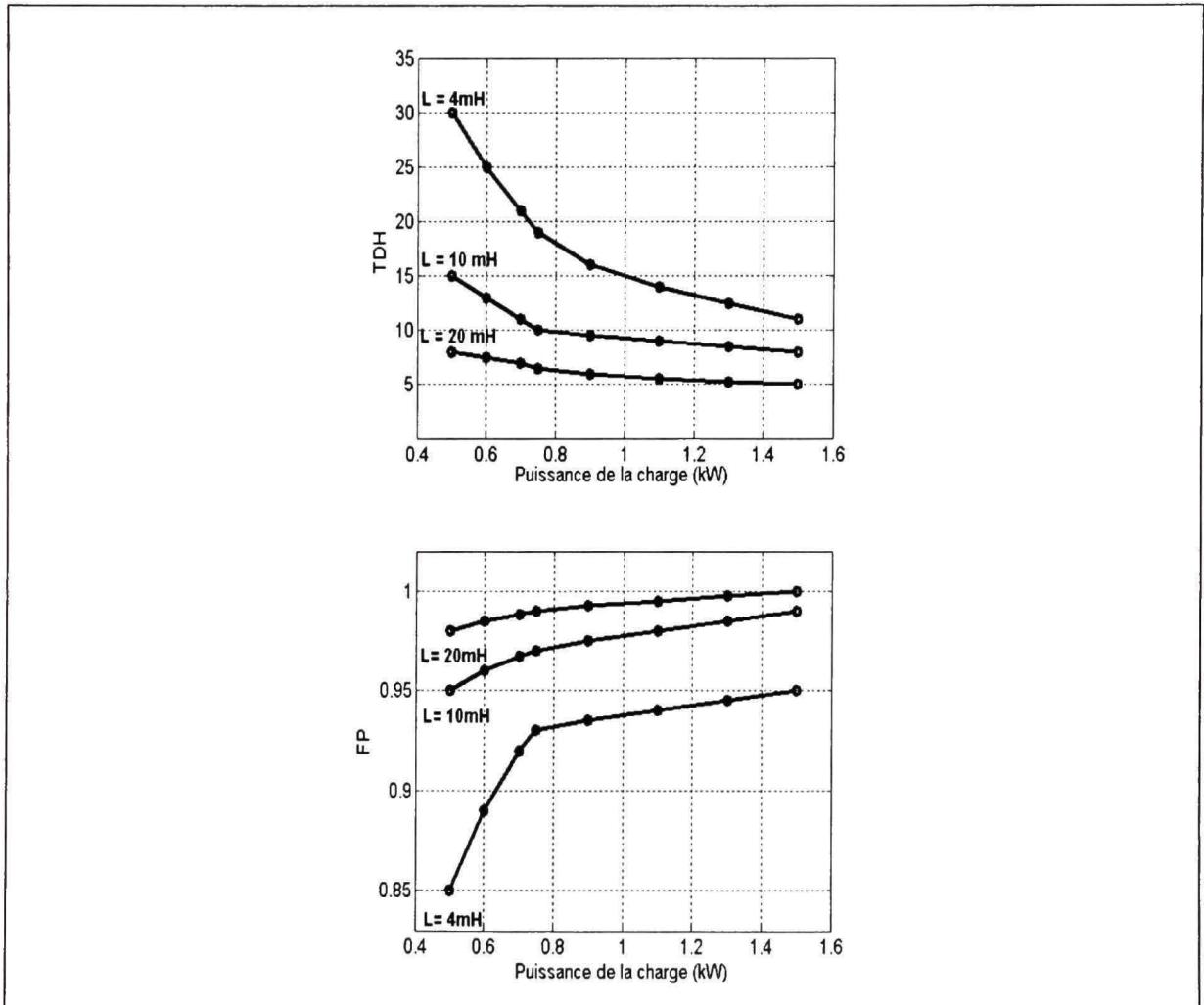


Figure 3.9 Variations du THD et FP en fonction de la puissance transférée à la charge.

En toute évidence, une valeur élevée des inductances permet de minimiser le TDH et d'augmenter le facteur de puissance. Cependant, en plus du coût et de l'encombrement, une telle augmentation de la taille des inductances peut avoir des répercussions indésirables sur la qualité de la commande. En effet, on montre dans **figure 3.10** le profil du rapport cyclique d_I

associé au courant de la phase correspondante i_a . On peut facilement observer un phénomène de saturation de commande, d'angle égal à 18.8° électriques.

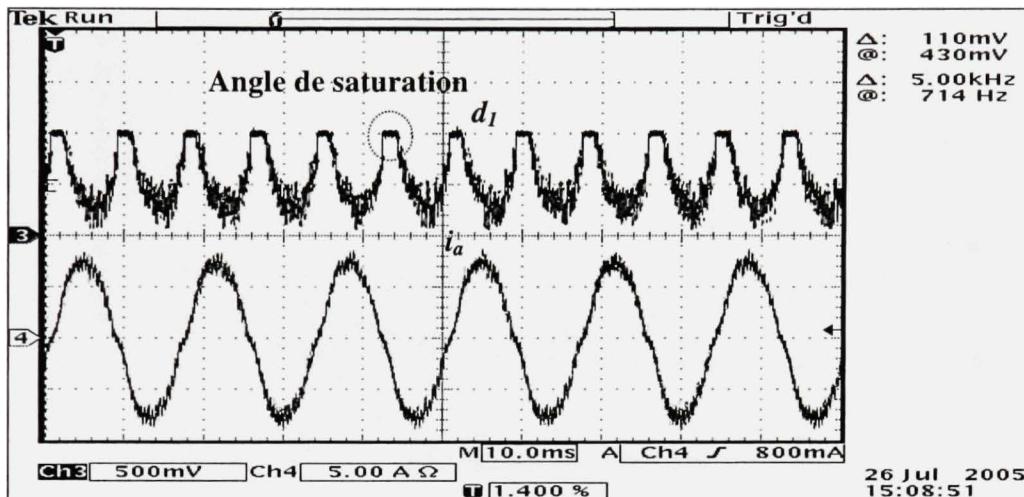


Figure 3.10 *Courant AC versus rapport cyclique et phénomène de saturation de commande.*

Ce phénomène se manifeste par une “perte de commande” temporaire aux alentours des passages à zéro des courants AC. La valeur mesurée de cet angle est très proche de celle obtenue appliquant la formule théorique suivante:

$$\gamma = \Phi + \sin^{-1} \left(\frac{|d_o| V_{dc}^* \cos \Phi}{6\sqrt{2}V} \right), \quad \Phi = \tan^{-1} \left(\frac{L\omega_o I^*}{V} \right) \quad (3.80)$$

Qui est de 17° électriques. D'après eq. (3.80), la durée de ce phénomène dépend de deux éléments déterminants:

- **Les caractéristiques inhérentes du convertisseur:** Elles sont liées aux dimensions des inductances (L) et au niveau de puissance requis (I^* , V_{dc}^*). Les courbes de variation de l'angle de saturation en fonction des inductances de lignes et de la puissance du convertisseur sont données dans les figures suivantes.

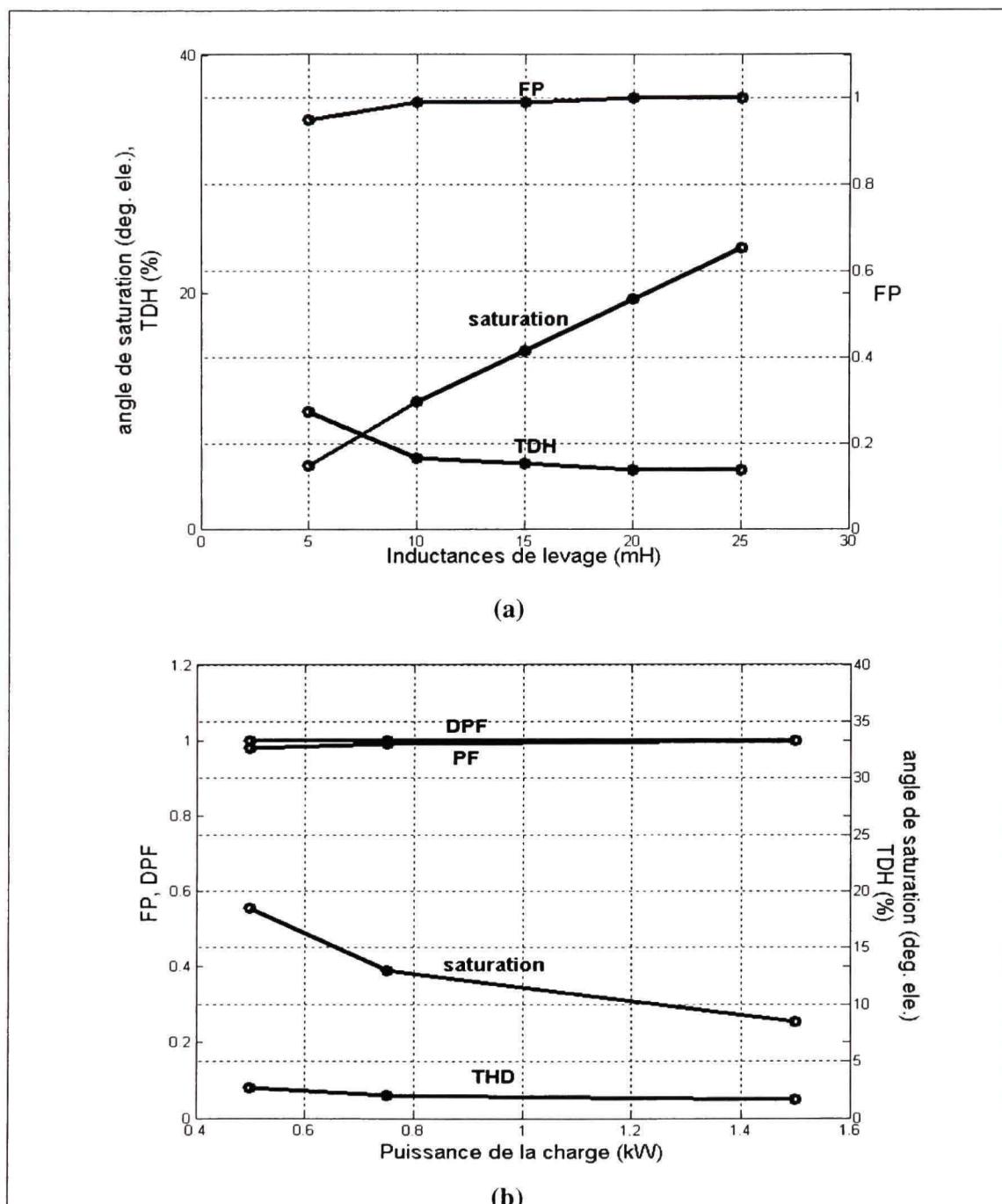


Figure 3.11 Angle de saturation et caractéristiques inhérentes du convertisseur
(a): saturation, THD et FP en fonction de L ,
(b): saturation, THD et FP en fonction de la puissance.

Le principal constat est la variation quasi-linéaire de l'angle de saturation en fonction de la valeur des inductances de lissage. Il est également inversement proportionnel à la puissance du convertisseur. Cependant, il n'a pas d'effet significatif sur le TDH du courant AC. Il est donc conseillé de réduire la valeur des inductances et d'augmenter, par suite, la fréquence de commutation, pour réduire à la fois la durée de saturation et le TDH. Dans notre cas, la plus faible valeur de L permettant d'atteindre un TDH de 5% pour la fréquence de commutation 2.04 kHz est 20mH.

- **La commande du déséquilibre des deux bus DC (d'_o):** La dépendance de l'angle de saturation, le TDH du courant et le facteur de puissance du choix des régulateurs $H_i(z)$ et $H_{\Delta v}(z)$ est étudiée, en faisant varier respectivement les paramètres ω_i et $\omega_{\Delta v}$. Les résultats sont rapportés dans **figure 3.12** et **figure 3.13**.

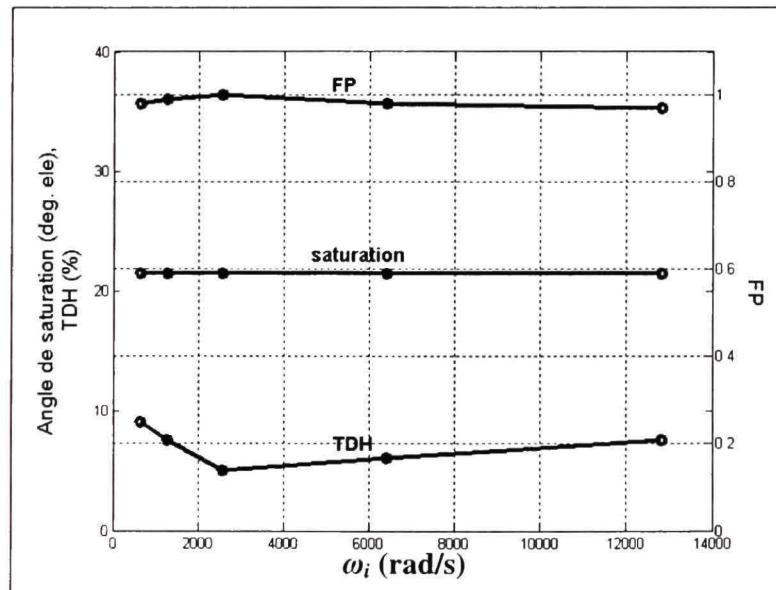


Figure 3.12 Variation de l'angle de saturation en fonction du paramètre ω_i .

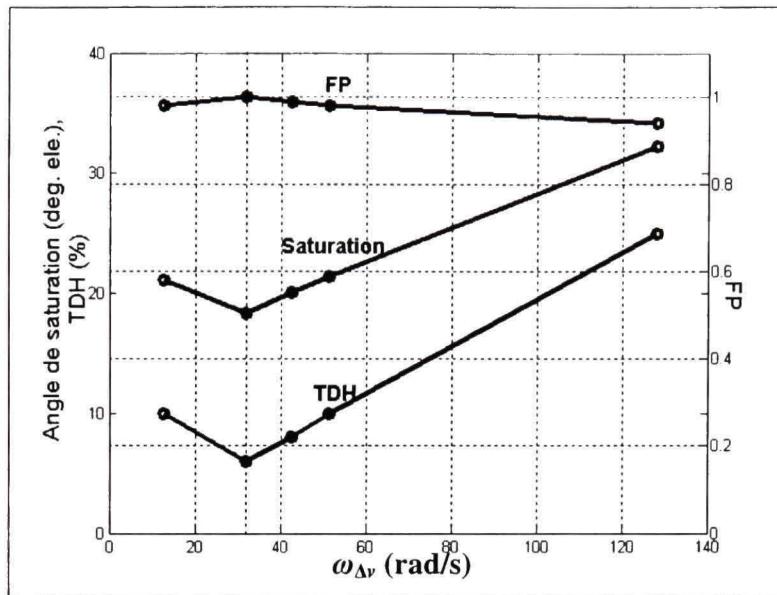


Figure 3.13 Variation de l'angle de saturation en fonction du paramètre $\omega_{\Delta v}$.

Comme on peut constater, le choix des régulateurs de courant n'a aucun impact sur la durée de saturation, contrairement au régulateur de déséquilibre de tension. Les valeurs optimales de ω_i et $\omega_{\Delta v}$, déterminées pour un TDH minimal de 5%, un facteur de puissance unitaire et un angle de saturation minimal, sont estimées à:

$$\omega_i = \frac{2\pi f_d}{5}, \quad \omega_{\Delta v} = \frac{2\pi f_d}{300}, \quad \omega_v = \frac{2\pi f_d}{500} \quad (3.81.a-3.81.c)$$

3.3.1.3. Validation expérimentale du modèle larges-signaux (MLS)

Les principaux outils d'analyse en larges-signaux des systèmes, communément utilisés en littérature, sont la représentation en plan de phase et les réponses temporelles [82]. La première méthode consiste à vérifier la stabilité en boucle fermée du système pour différentes conditions initiales, et ce en vérifiant la convergence des courbes dans le plan de phase vers le point d'équilibre (point de fonctionnement nominal). La seconde méthode consiste à observer les sorties du système pour différentes variations des entrées, et les comparer à

celles du modèle. Cependant, dans la quasi-totalité des travaux traitant de cet aspect [83-85], l'analyse est effectuée sur des topologies monophasées, ce qui simplifie énormément la procédure d'identification, et permet d'utiliser des plans de phase dans l'espace 2-D. Dans le présent travail, le cas est différent, puisque l'ordre du système est assez élevé. Afin de réduire le plan de phase à l'espace bidimensionnel, on se propose de représenter le courant pic AC ($\hat{i} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) comme une fonction de la tension DC totale (v_{dc}). Les courbes courant – tension, données dans **figure 3.14**, sont centrées par rapport au point nominal défini dans **eq. (3.24)**.

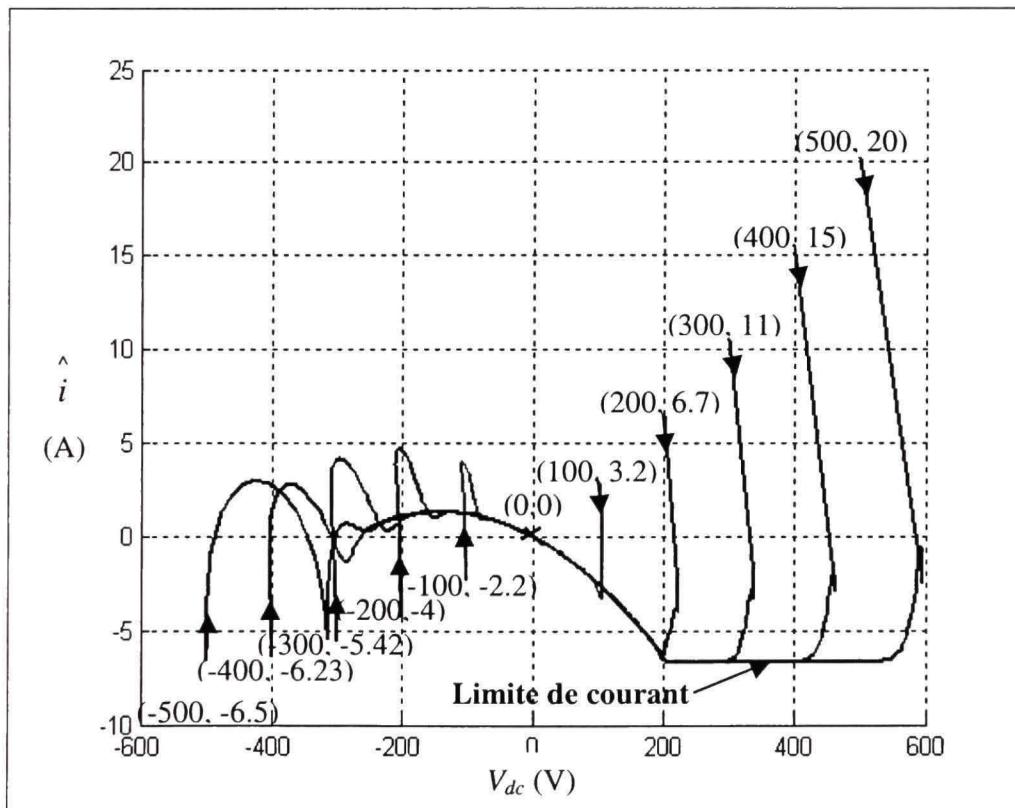


Figure 3.14 Courbes courant crête – tension DC pour différentes conditions initiales.

La stabilité du système en boucle fermée est bien vérifiée, puisqu'il converge vers le point d'équilibre (0,0), pour n'importe quelles valeurs initiales de (\hat{i} , v_{dc}). La rapidité des boucles

de courants par rapport à celle de tension, dictées par la loi de commande, est également observée au niveau du plan de phase. On peut également visualiser des dépassements en courant assez importants dans la partie gauche du plan de phase, principalement dus à la négligence des non-linéarités du convertisseur dans la commande adoptée. Il est important de mentionner que l'allure des courbes dans le plan de phase dépend de la stratégie de commande adoptée.

Une fois la stabilité du convertisseur vérifiée, on passe aux réponses dynamiques du système face aux différentes perturbations sur les entrées. Dans ce volet, une seule entrée du système est variée à la fois, tout en maintenant les autres à leurs valeurs statiques calculées au point nominal [eq. \(3.23\)](#). Dans notre cas, on choisit de faire varier les entrées d'_d , d'_q , d'_o et v_d respectivement de $(0.62, -0.225, 0, 110)$ à $(0.93, -0.45, 0.1, 75)$. Ces échelons sont choisis de façon à générer des variations notables sur les sorties, tout en respectant les limites admissibles en courant et tension du circuit de puissance. On compare ensuite les dynamiques temporelles des sorties (i_d , i_q , v_{co} , Δv_{co}) du modèle et du convertisseur dans chaque cas.

Le principe général de la procédure est décrit par [figure 3.15](#). Les résultats expérimentaux obtenus pour les quatre essais sont rapportés dans [figures. 3.16, 3.17, 3.18 et 3.19](#). La principale observation est la grande ressemblance entre les réponses du modèle et celle du convertisseur, mis à part les légères différences en amplitude, qui sont causées par les pertes au niveau du circuit réel. Ceci peut certifier de la haute précision du modèle en larges-signaux proposé.

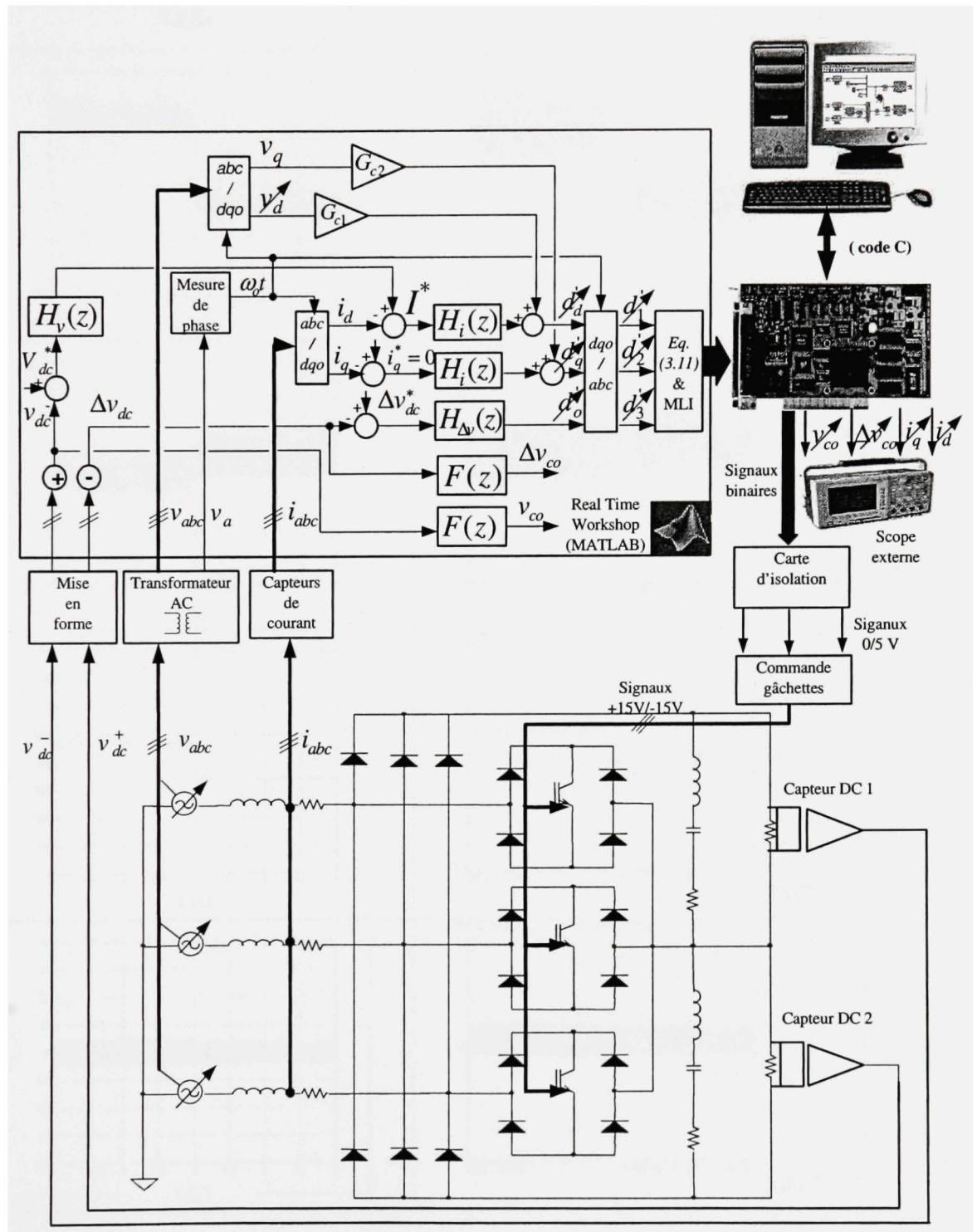


Figure 3.15 *Algorithme de validation expérimentale du modèle larges-signaux du convertisseur.*

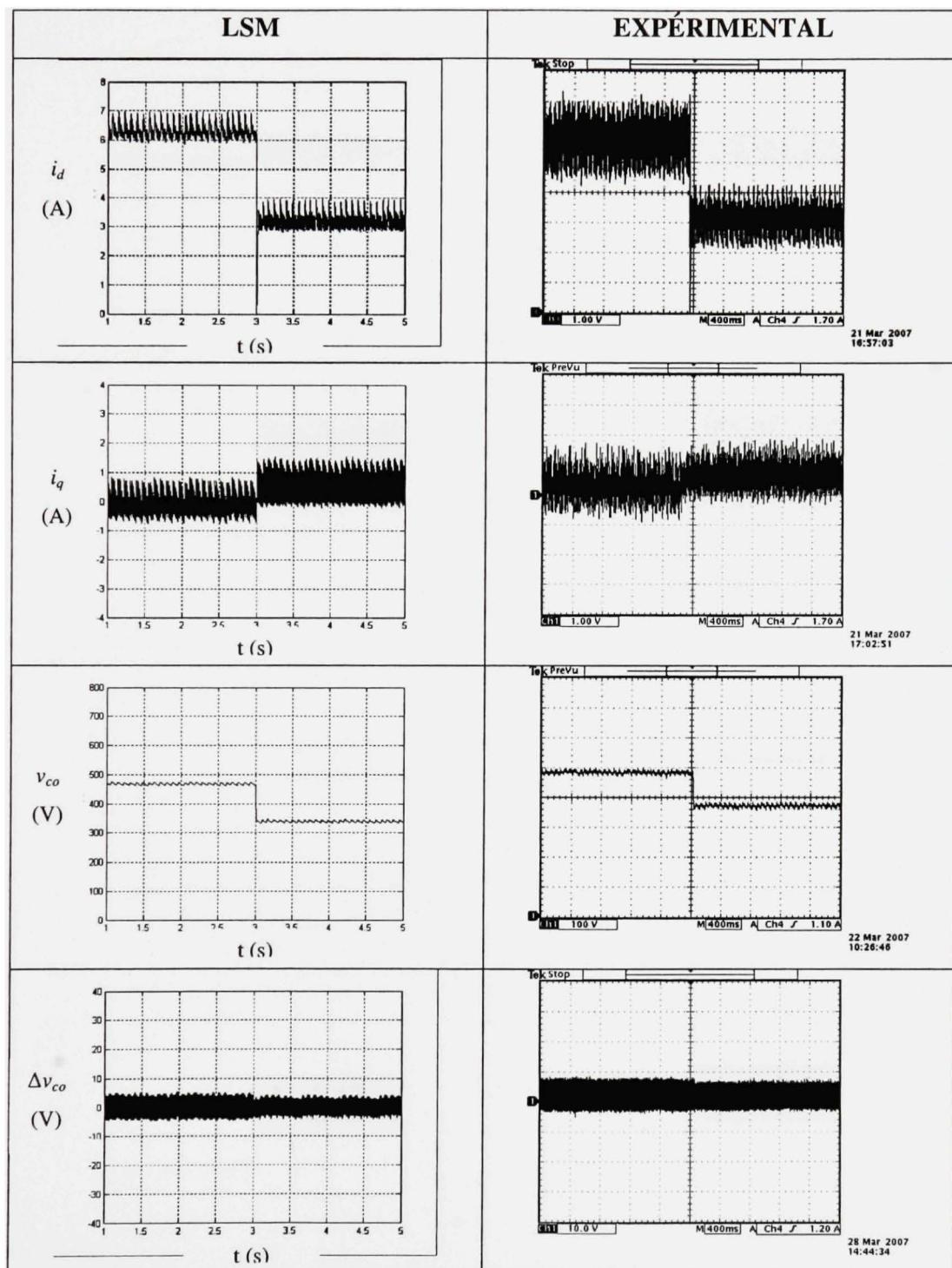


Figure 3.16 Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 33% de d_d .

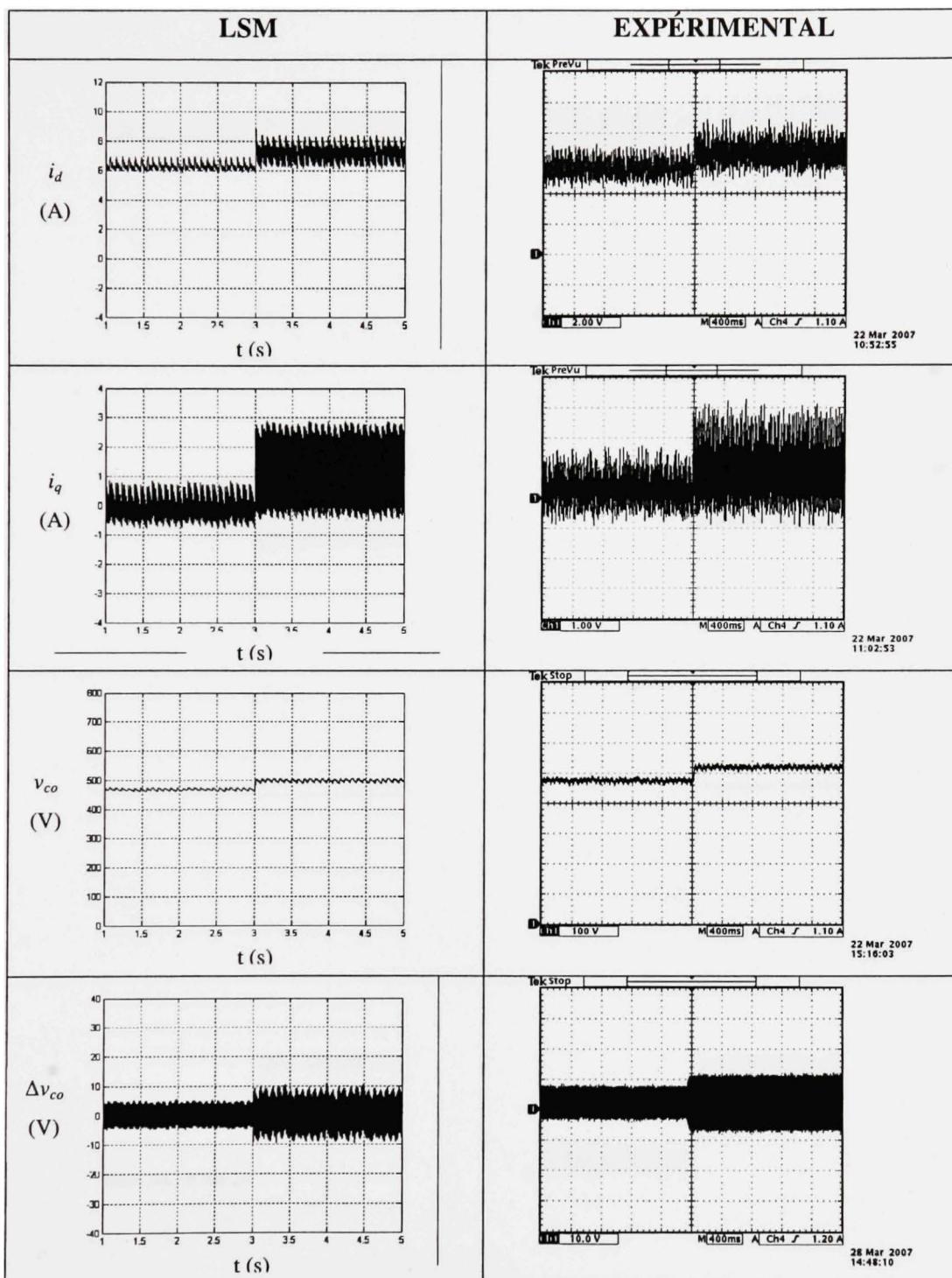


Figure 3.17 Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 50% de d_q .

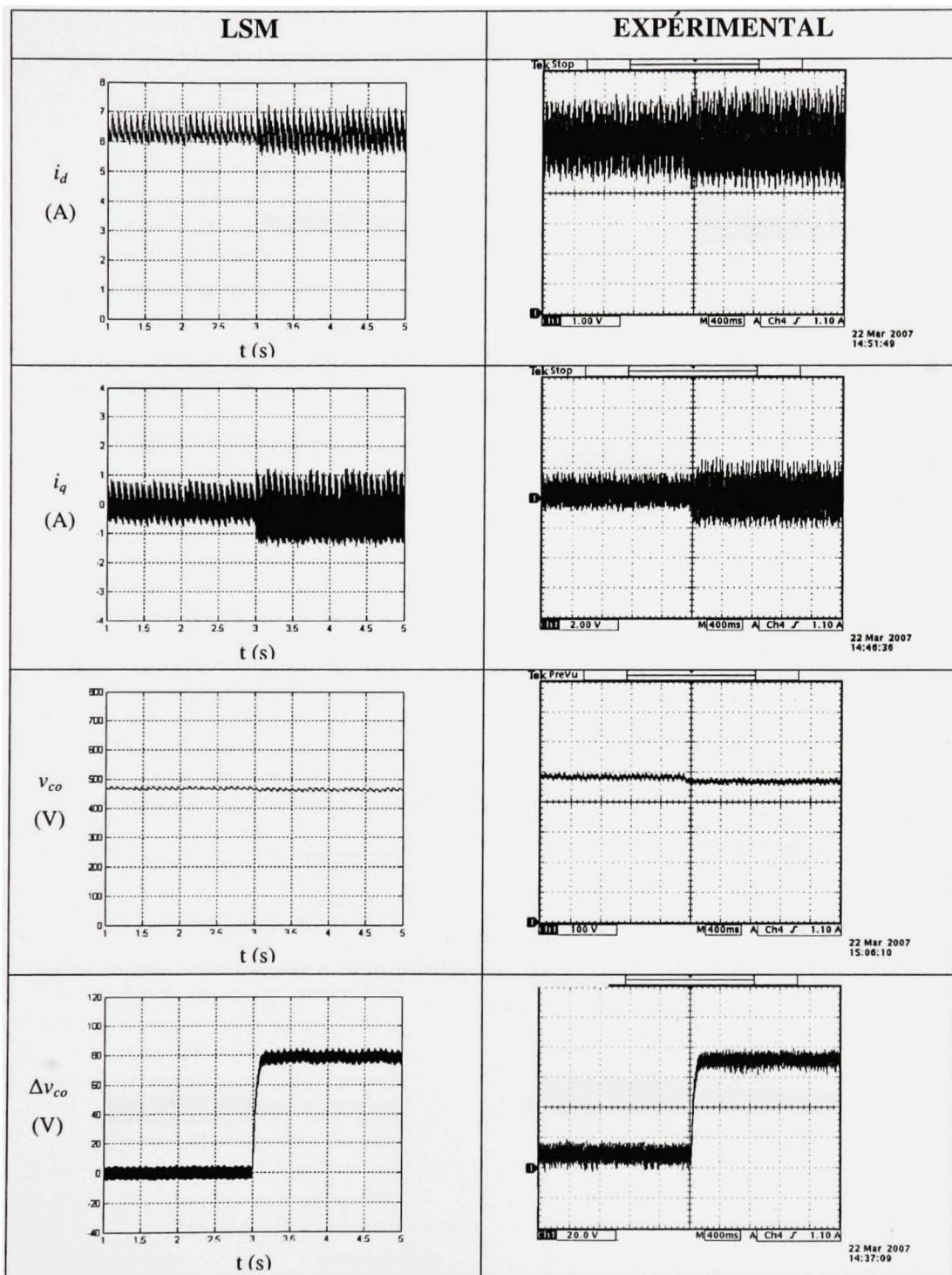


Figure 3.18 Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 100% de d_o .

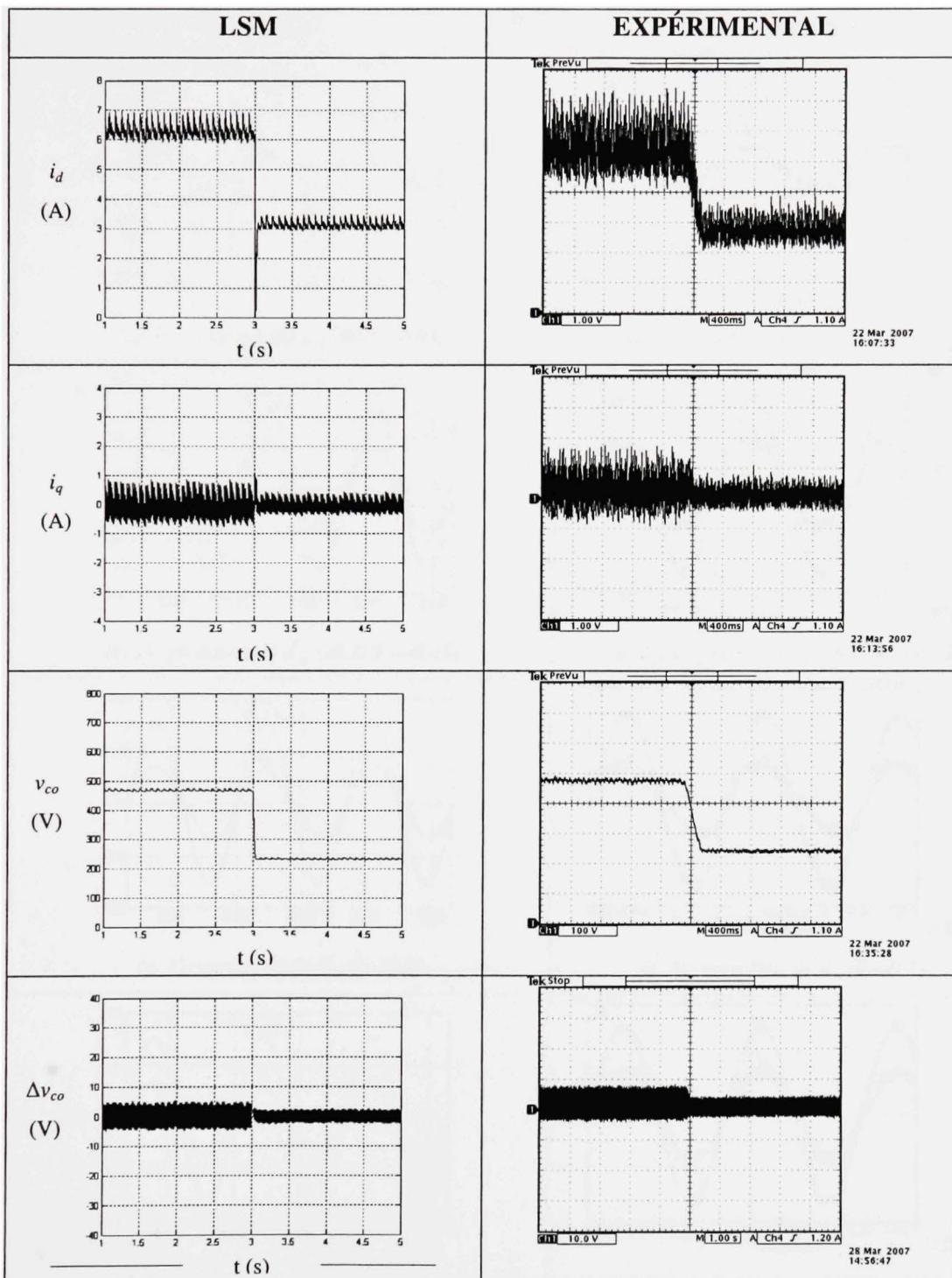


Figure 3.19 Réponses temporelles des différentes sorties du système face à une variation de 50% de v_d .

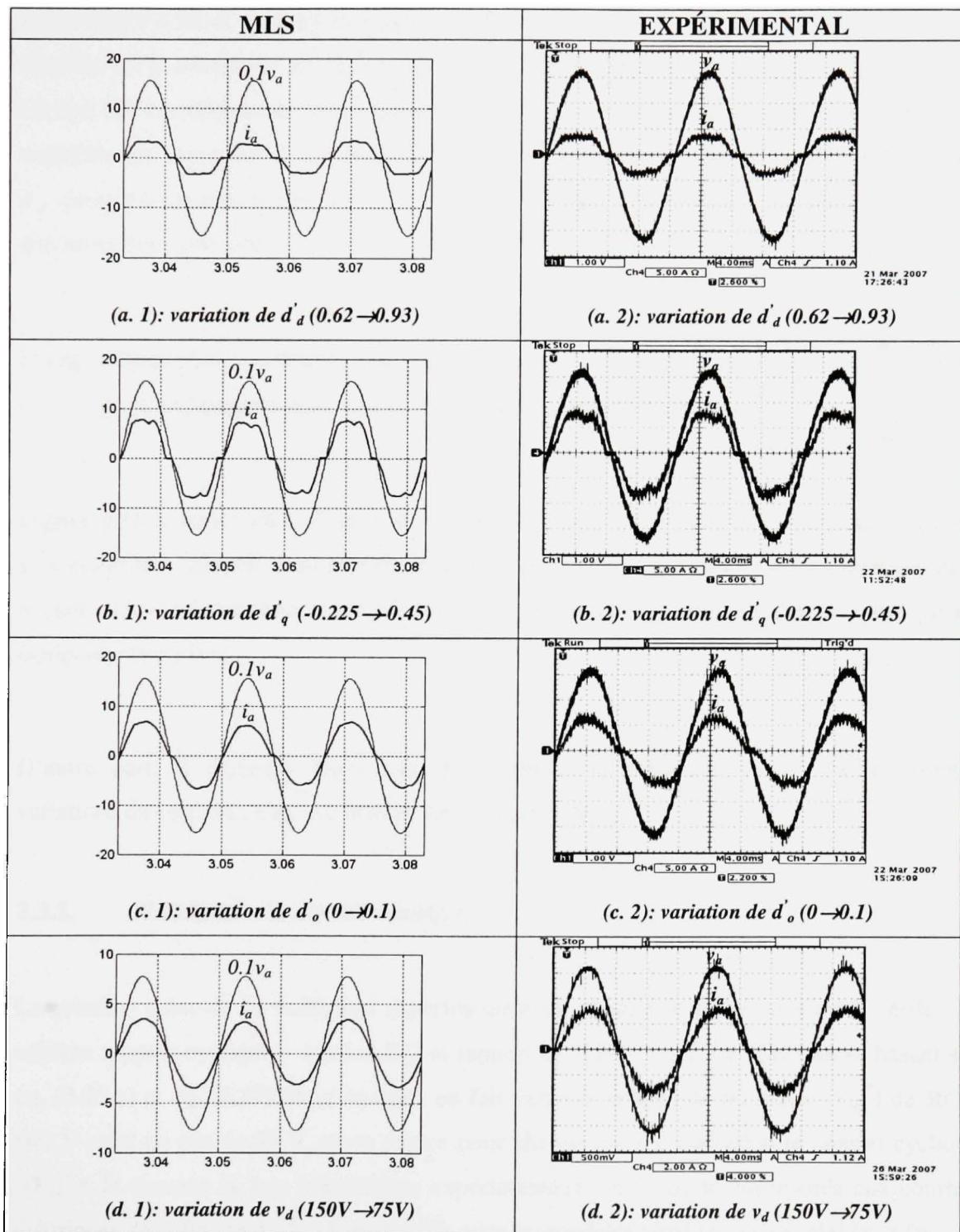


Figure 3.20 Réponses temporelles des courants AC face aux différentes perturbations.

Dans **figure 3.16**, il est bien clair que la variation de d'_d influence plus significativement le contrôle de la puissance active, assurée par la composante directe du courant i_d , et donc la tension DC v_{dc} . Cependant, son impact est mineur sur la commande de la puissance réactive, contrôlée par le courant i_q . Ce dernier est beaucoup plus affecté par les variations de l'entrée d'_q , comme le montre **figure 3.17**. Dans ces deux figures (3.16 et 3.17), on peut bien vérifier que les interactions entre (d'_d, d'_q) et (i_d, i_q) sont négligeables.

D'après **figure 3.18**, on peut conclure que d'_o est principalement responsable de la symétrie des deux bus DC partiels (v_{dc}^+ , v_{dc}^-), c. à d. pour la commande de Δv_{dc} .

Figure 3.19 montre l'effet notable de la variation de v_d sur le courant i_d , puisque tous deux sont associées ensemble pour transférer la puissance active à la charge. Notons bien que dans le cadre de ce dernier essai, le retard observé sur les courbes expérimentales est causé par les équipements utilisés.

D'autre part, il demeure intéressant d'investiguer la manifestation de ces différentes variations du côté AC. Ceci est illustré dans **figure 3.20**.

3.3.2. Validation du modèle statique

Le premier volet de la validation expérimentale du modèle statique consiste à vérifier la relation rapport cyclique – tension DC et rapport cyclique – courant direct en se basant sur **eq. (3.23.a)** et **eq. (3.27)**. Pour ce faire, on fait varier la tension de référence (V_{dc}^*) de 300 à 600 V avec un pas de 50 V, et on évalue pour chaque point d'opération le rapport cyclique (D'_d) et le courant I_d . Les échantillons expérimentaux sont ensuite superposés aux courbes théoriques dans **figure 3.21** et **figure 3.22**, pour les modèles idéal ($r_L = 0$) et réel ($r_L \neq 0$).

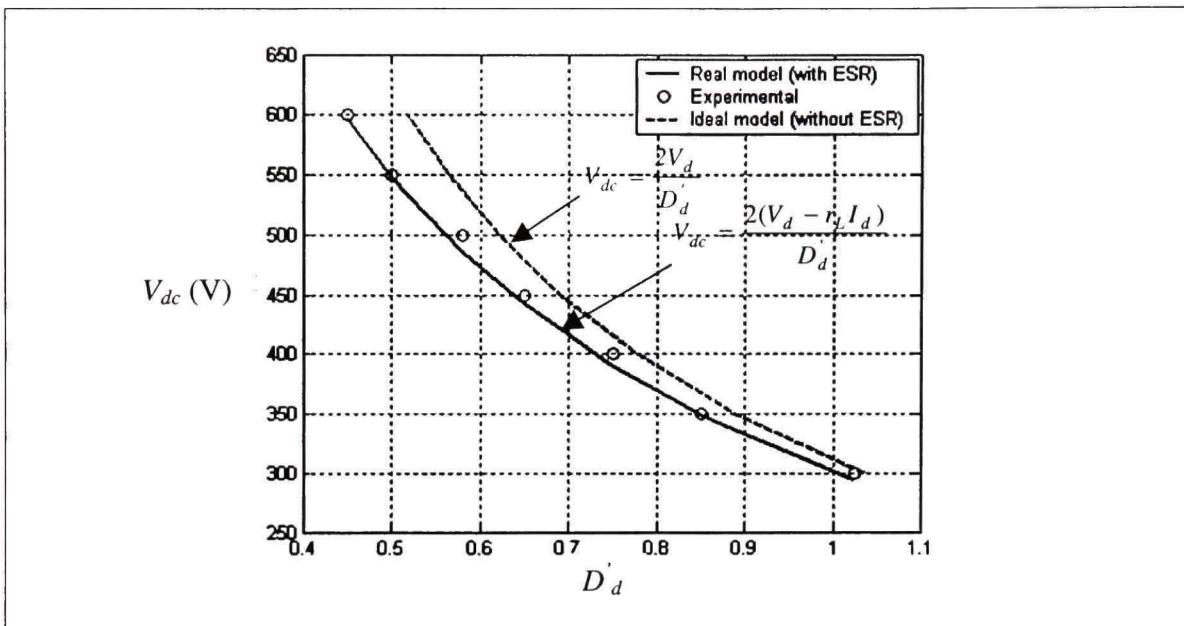


Figure 3.21 Variation en régime statique de la tension V_{dc} en fonction de D_d' .

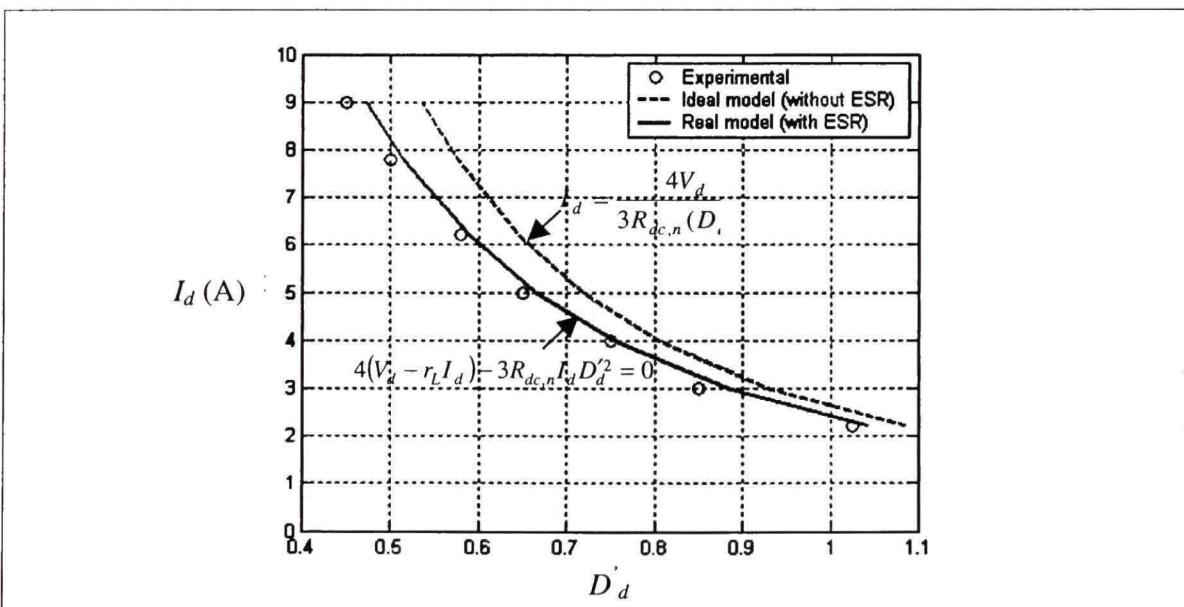


Figure 3.22 Variation en régime statique de la tension I_d en fonction de D_d' .

Comme on peut constater, la prise en compte de la résistance série (r_L) diminue significativement l'écart entre le modèle et le circuit réel. Ceci démontre son importance vis-à-vis de la précision de modélisation.

Le second volet de validation du modèle statique s'intéresse de la relation gouvernant la composante homopolaire du rapport cyclique D_o^* et l'écart des tensions DC (ΔV_{dc}). Tel qu'a été souligné dans le **paragraphe 3.2.3**, on s'attend à ce que cette relation soit linéaire pour une valeur donnée de V_{dc}^* . De la même manière que l'essai précédent, on fait varier la référence ΔV_{dc}^* de 0 à 200 V et on évalue les valeurs correspondantes de D_o^* . Dans **figure 3.23** est tracée la courbe théorique en pointillés pour une valeur du paramètre (α) égale 0.64. Cependant, on constate que la pente de la courbe expérimentale correspond à une valeur de (α) égale à 0.9334. Ceci soulève des questions concernant les facteurs gouvernant ce paramètre.

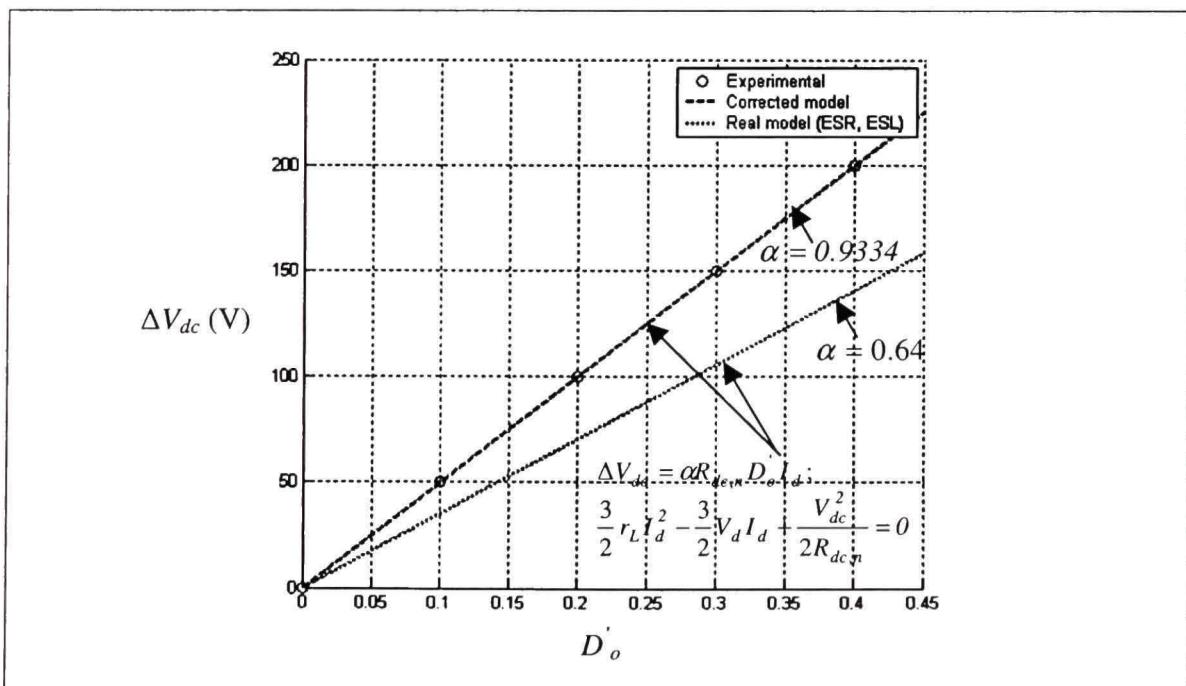


Figure 3.23 Variation en régime statique de la tension ΔV_{dc} en fonction de D_o^* .

Dans **figure 3.24**, on a pu mettre en évidence une dépendance linéaire entre le paramètre (α) et le niveau de puissance délivrée à la charge, dicté par la référence V_{dc}^* .

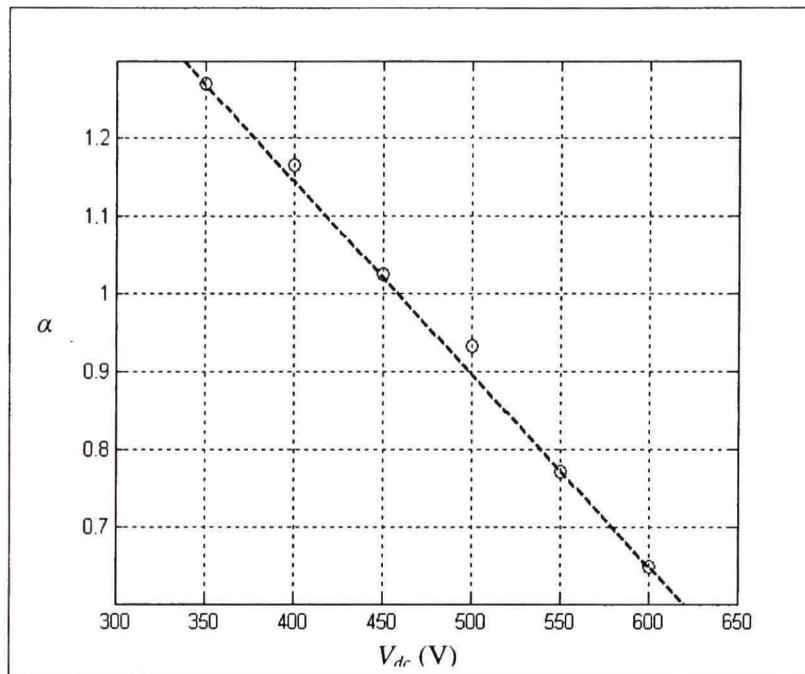


Figure 3.24 Variation en régime statique de la tension ΔV_{dc} en fonction de D_o .

3.3.3 Validation du modèle en petits – signaux

La vérification des fonctions de transfert se fait en boucle ouverte. Elle repose sur l'addition à chacune des entrées d'un signal sinusoïdal de faible amplitude (5% de la valeur nominale de l'entrée correspondante) et à fréquence variable, tout en maintenant les autres entrées à leurs valeurs nominales. Le rang de fréquence utilisé pour le signal sinusoïdal doit être au-dessous de 100 Hz, car au-delà de cette valeur, les sorties ne sont plus à la même fréquence que l'entrée. Les variations en amplitude et en phase générée par une telle perturbation sont, ensuite, observées sur les tensions DC de sortie et les composantes dq des courants. **Figure 3.25** décrit l'implantation de cette procédure d'identification utilisant la carte DS 1104.

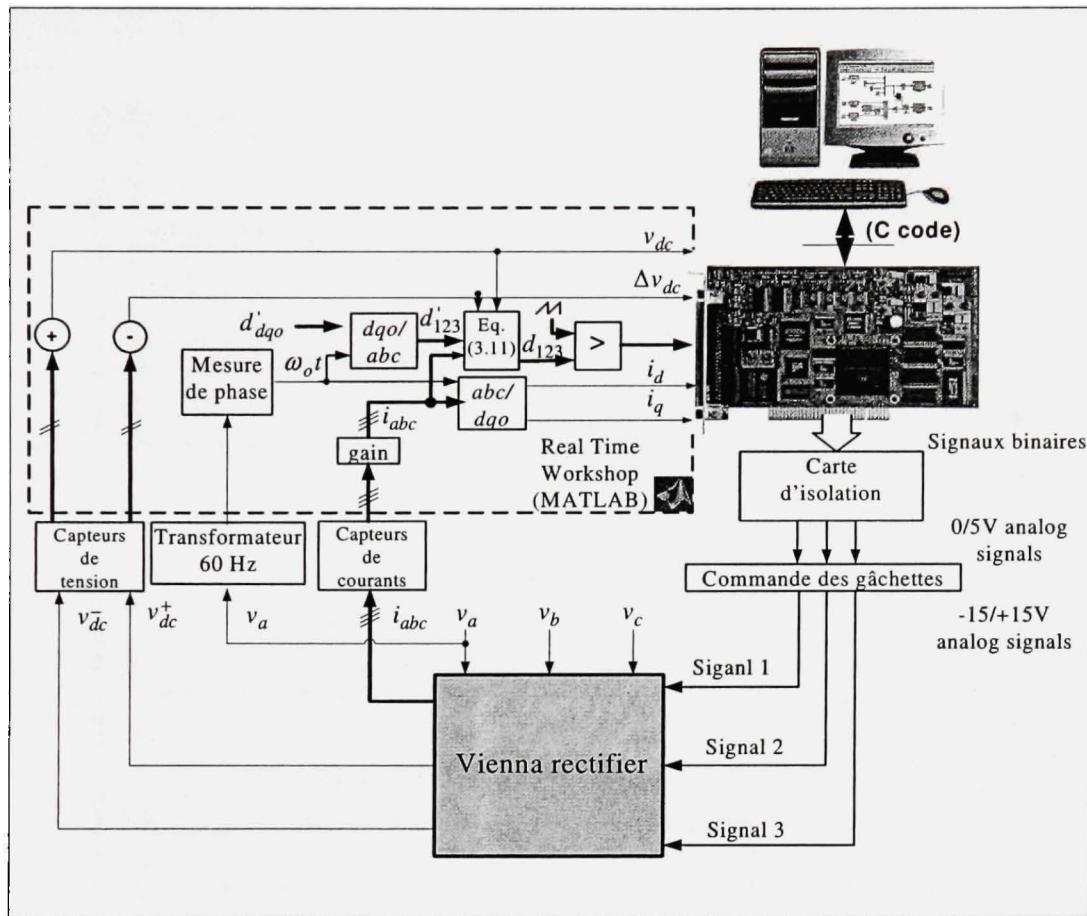


Figure 3.25 Schéma de la procédure de validation expérimentale du modèle en petits signaux.

Concernant les perturbations sur v_{dq} , elles sont équivalentes dans le repère direct (abc) à deux générateurs additionnels sur chaque phase. La démonstration est donnée dans l'**annexe V**. On y distingue les deux cas $\omega_o > \omega$ et $\omega_o < \omega$, avec ω est la pulsation du signal de perturbation. Il est nécessaire de signaler que les essais relatifs aux tensions triphasées ne peuvent pas être élaborés expérimentalement, car ils requièrent des générateurs à amplitude et fréquence variables. On se contente alors de vérifier les fonctions de transfert en question par le logiciel Sim Power System de Matlab®. Dans les figures (3.26 – 3.32), les courbes théoriques sont tracées à partir des eq. (3.24 – 3.67) dans les cas idéal (en pointillés) et réel (en ligne continue), sous forme de diagrammes de Bode.

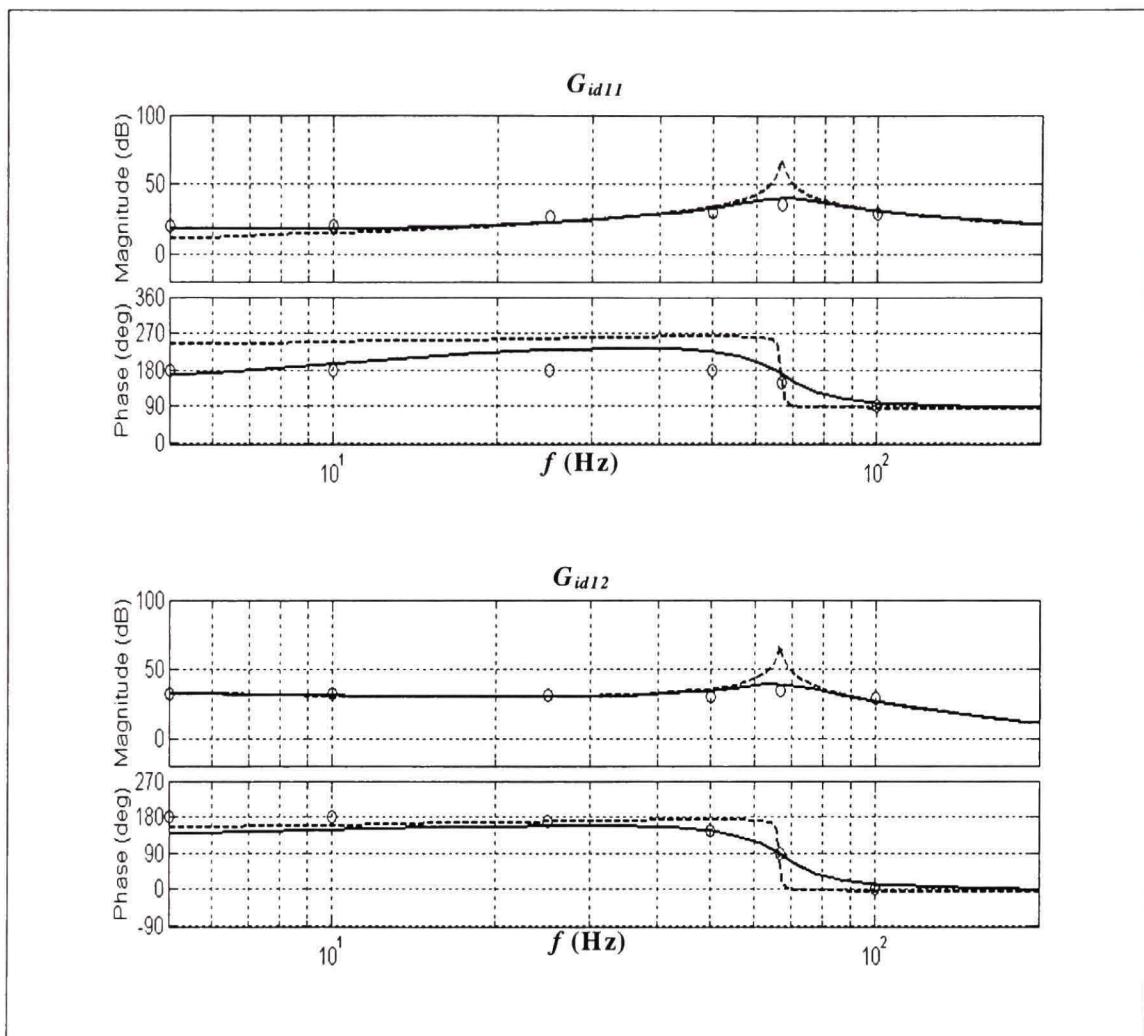


Figure 3.26 Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{id11} et G_{id12}
 -----: sans ESR et ESL, ____: avec ESR et ESL, o: expérimental.

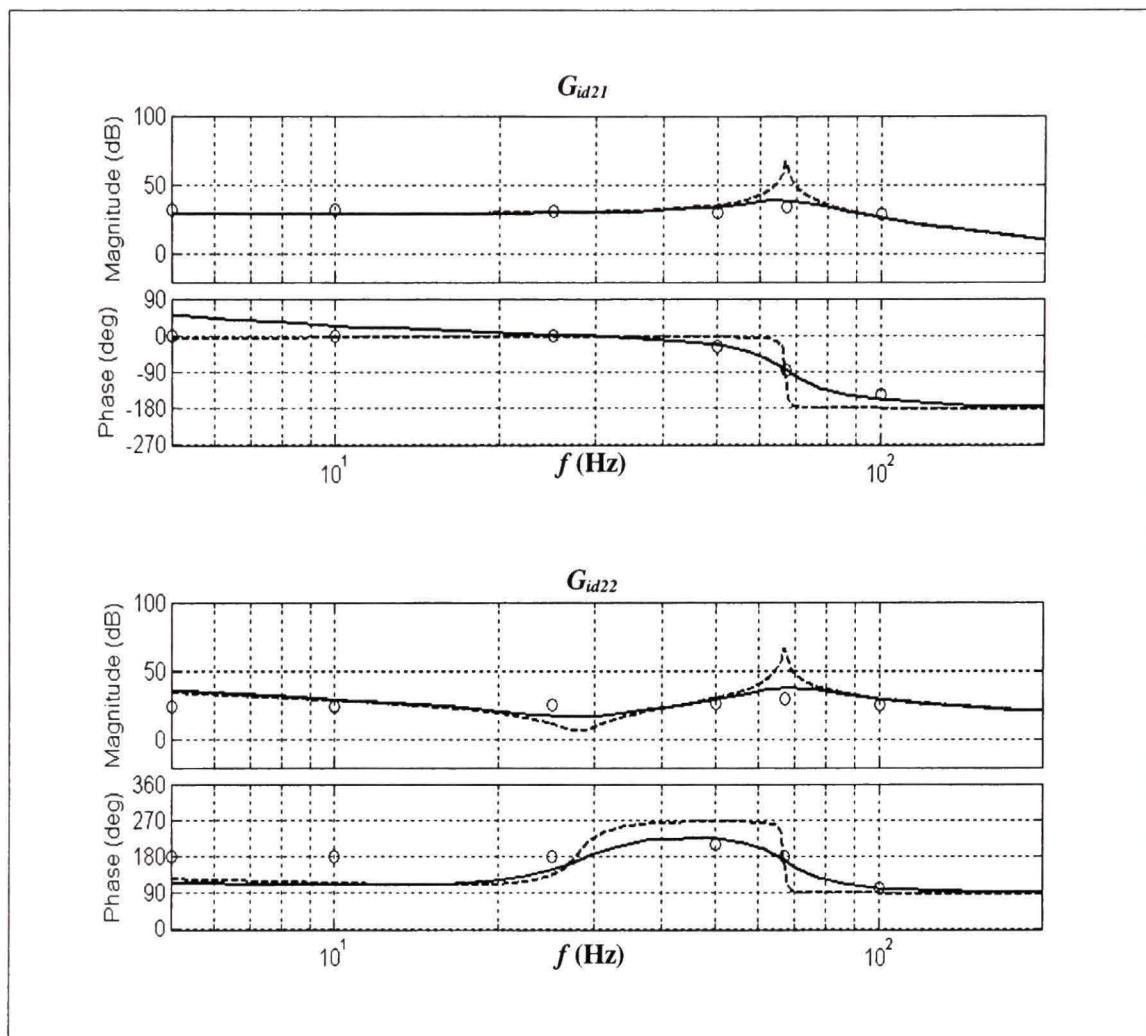


Figure 3.27 Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{id21} et G_{id22}
-----: sans ESR et ESL, ____: avec ESR et ESL, o : expérimental.

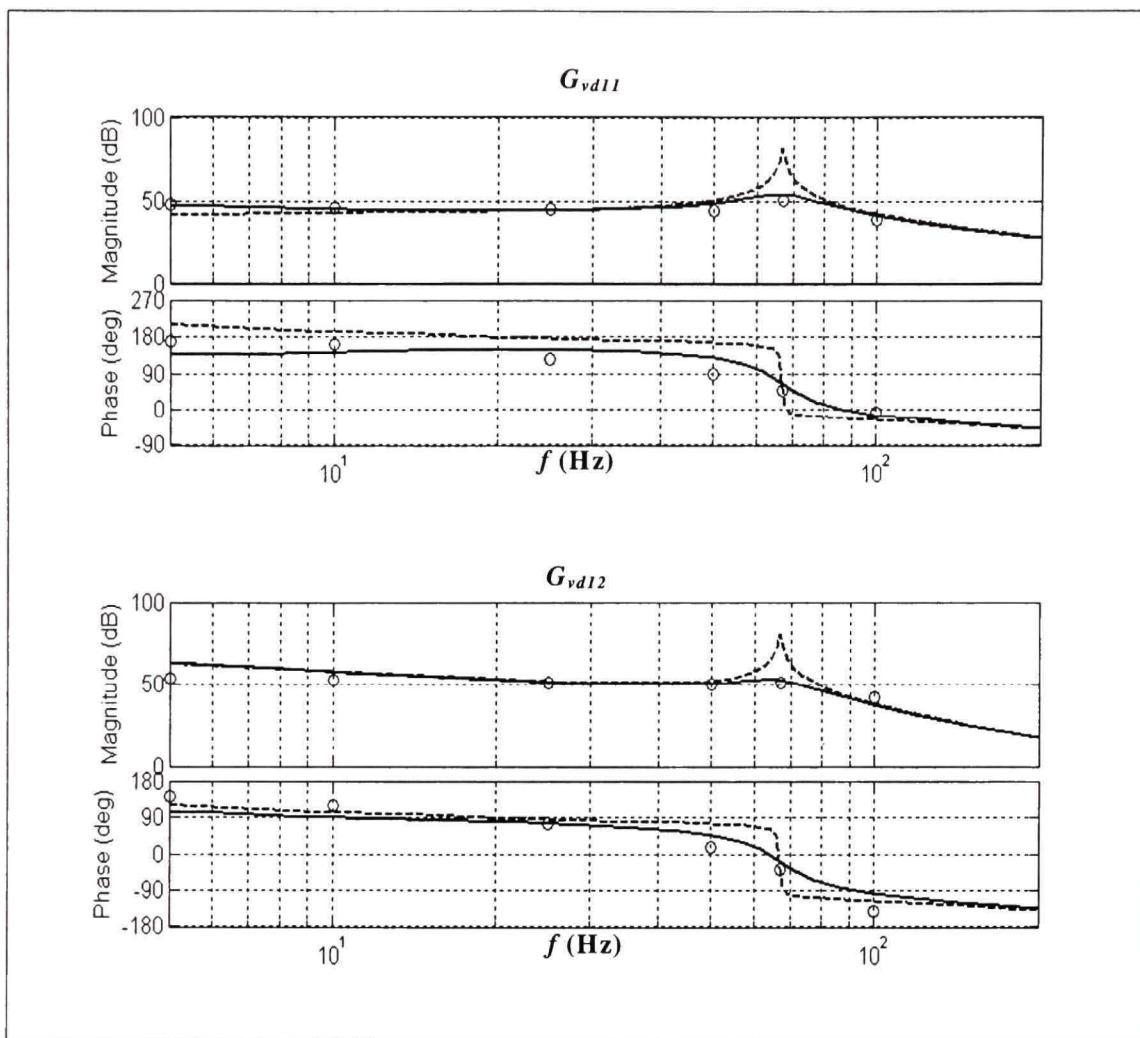


Figure 3.28 Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{vd11} et G_{vd12}
----: sans ESR et ESL, —: avec ESR et ESL, o: expérimental.

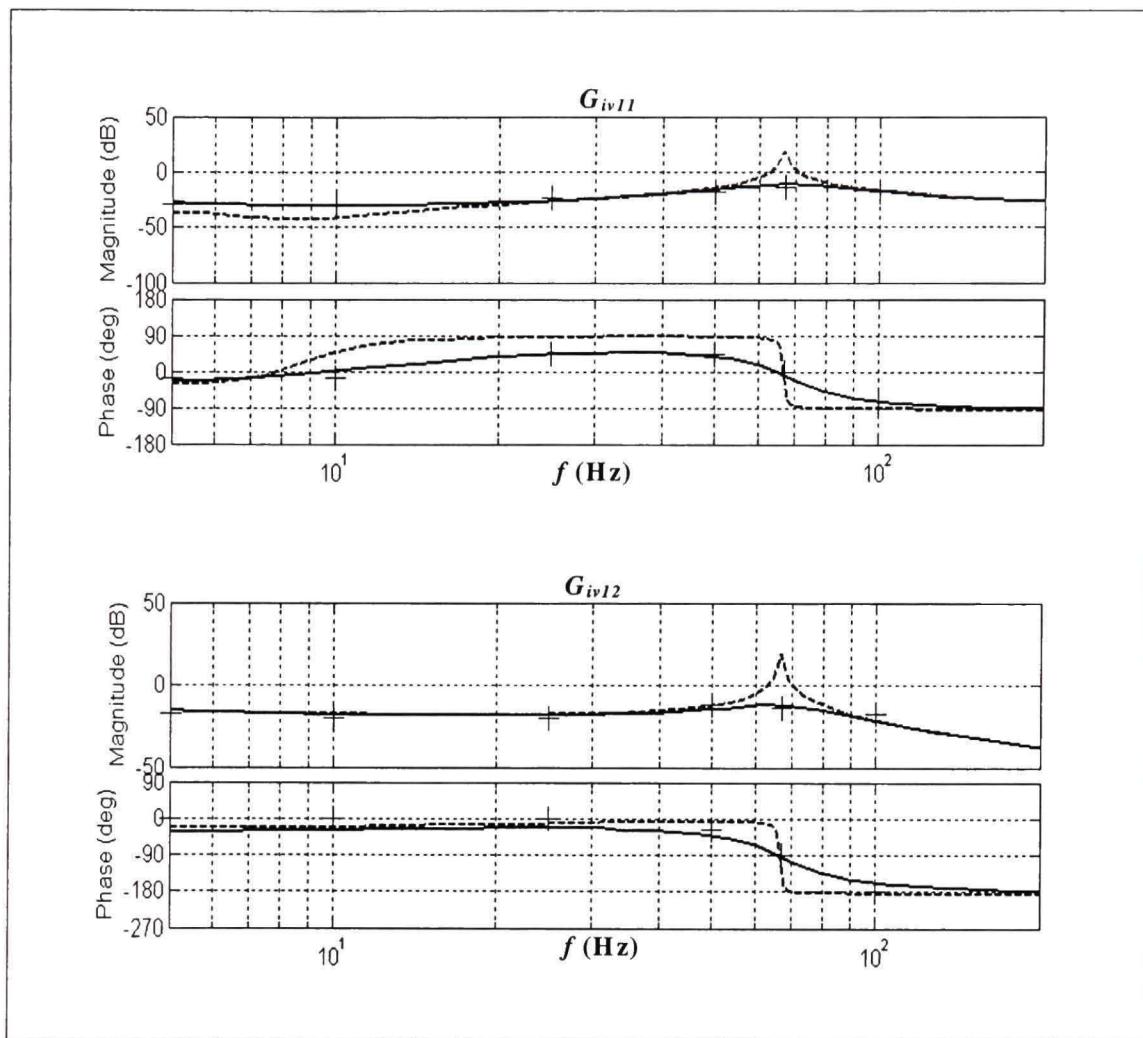


Figure 3.29 Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{iv11} et G_{iv12}
 -----: sans ESR et ESL, ____: avec ESR et ESL, +: SPS.

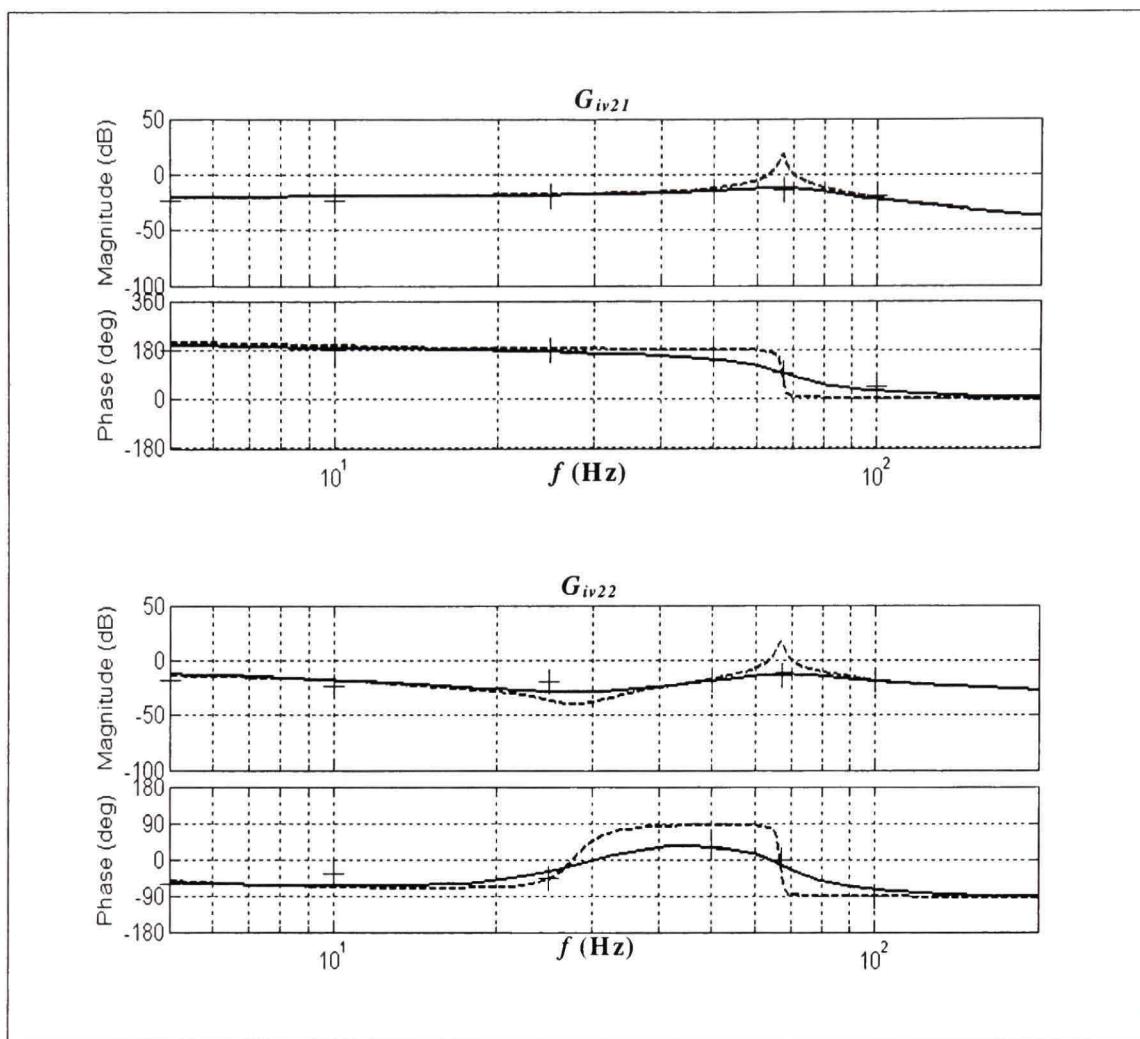


Figure 3.30 Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{iv21} et G_{iv22}
 -----: sans ESR et ESL, ____: avec ESR et ESL, +: SPS.

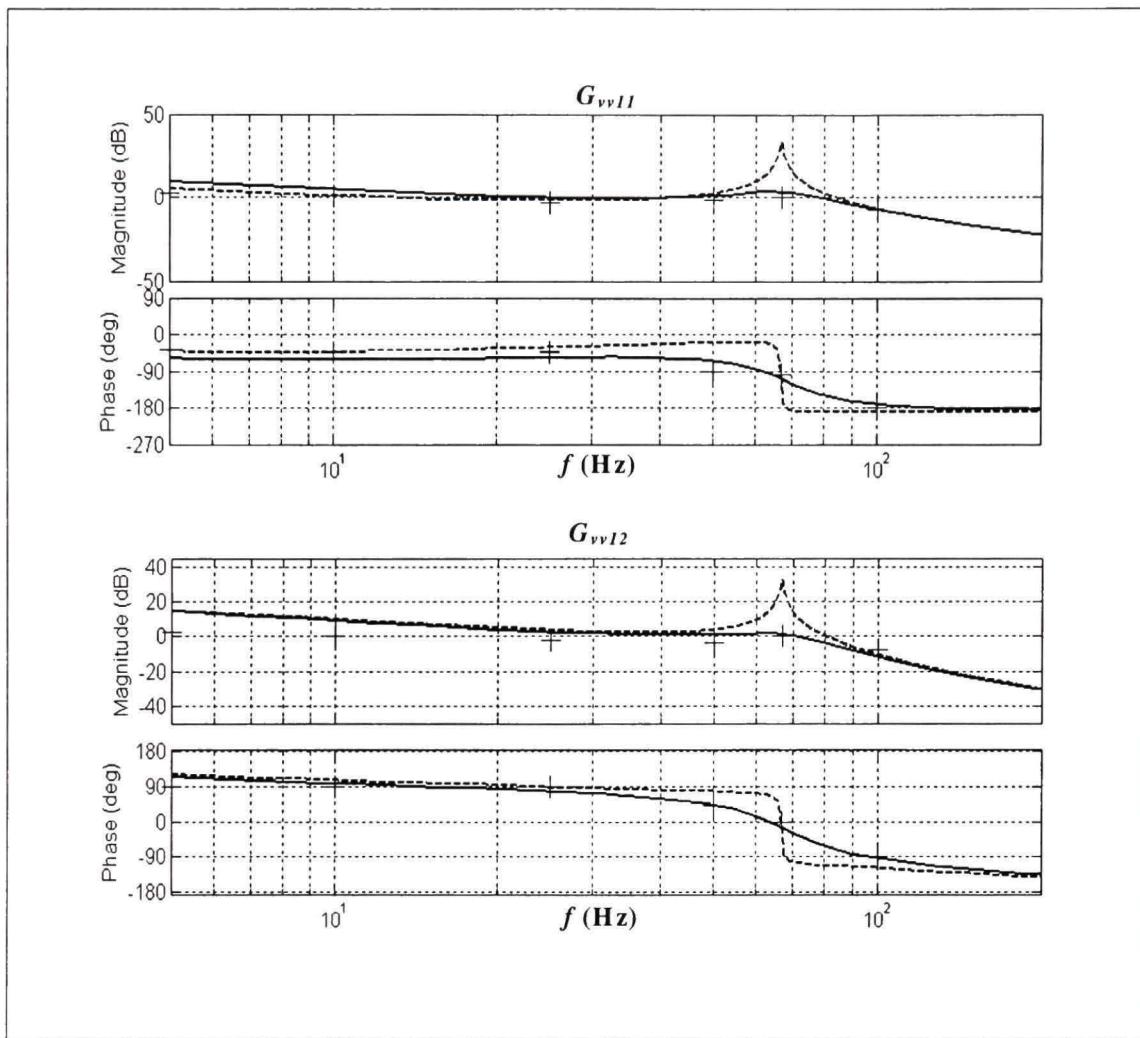


Figure 3.31 Diagrammes de Bode des fonctions de transfert G_{vv11} et G_{vv12}
 -----: sans ESR et ESL, ____: avec ESR et ESL, +: SPS.

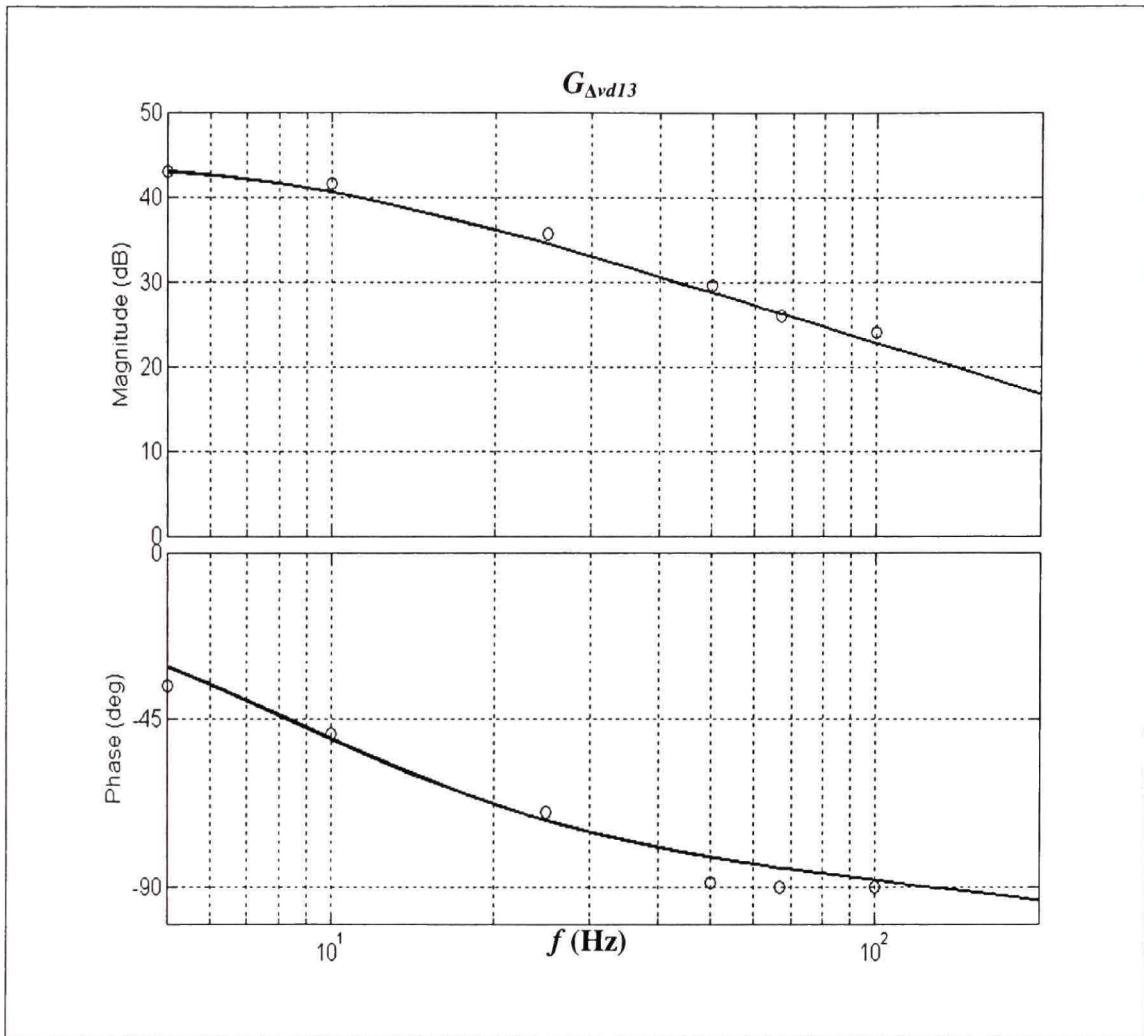


Figure 3.32 Diagrammes de Bode de la fonction de transfert $G_{\Delta vd13}$
-----: sans ESR et ESL, ____: avec ESR et ESL, o: EXP.

Les échantillons expérimentaux, représentés par des cercles, semblent bien suivre les fonctions de transfert du modèle. D'autre part, il est bien clair que la considération des ESR et ESL dans le modèle contribue nettement à l'amélioration des résultats obtenus. Les légères déviations observées entre les résultats théoriques et expérimentaux peuvent être dues aux erreurs de mesure et à l'imperfection du circuit. Cette dernière peut ajouter des composantes parasites additionnelles, non prises en compte lors de la modélisation.

3.4. Conclusion

Au cours de ce chapitre, on a essayé d'analyser le fonctionnement en mode de conduction continue du redresseur triphasé, en déterminant les séquences références de commutation des trois interrupteurs commandables, à partir des profils en régime permanent des rapports cycliques. Dans la deuxième partie du chapitre, on s'est intéressé à la mise en équations des différentes relations entrées/ sorties régissant le fonctionnement du convertisseur. Cette étape a donné naissance à trois modèles, couvrant différentes régions de fonctionnement. L'étape de validation expérimentale atteste bien de la grande précision des modèles proposés, spécialement quand les composants parasites du circuit sont pris en considération. Par suite, ils peuvent constituer une base solide et fiable pour la conception de lois de commande robustes et performantes, visant la mise en forme des courants, la correction du facteur de puissance et la régulation des bus DC de sortie. Ceci constitue le principal objet des prochains chapitres.

CHAPITRE 4

COMMANDÉ QUASI-LINÉAIRE DU REDRESSEUR DE VIENNE

4.1 Introduction

Comme pour toutes les topologies AC/DC non polluantes à double bus DC, on vise de la commande du convertisseur de Vienne les objectifs suivants:

- La compensation des harmoniques du courant AC et de la puissance réactive, ce qui se traduit par un minimum de TDH et un facteur de puissance unitaire,
- La régulation de la tension DC totale à une valeur de référence,
- La symétrie des deux bus DC partiels,
- Des temps de réponse courts,
- Des dépassements en courant et en tension moindres,
- Une haute robustesse du convertisseur face aux fortes perturbations et variations paramétriques côté charge et côté réseau.

La théorie de commande offre diverses techniques avancées, permettant d'atteindre parfaitement les performances précitées. Cependant, la sophistication de certaines lois de commande crée des difficultés d'ordre pratique, malgré la puissance accrue des processeurs numériques. Cette complexité est nécessaire pour manipuler les très fortes non linéarités des convertisseurs, le nombre élevé de variables mesurées ainsi que les variations paramétriques de tels systèmes. C'est ce qui peut expliquer que dans la plupart des applications industrielles, on a toujours tendance à utiliser des contrôleurs linéaires classiques. Bien que ces derniers offrent facilité de réglage et d'implantation, ils demeurent limités point de vue

robustesse face aux perturbations externes et aux incertitudes paramétriques, à moins que l'on augmente infiniment leur gain. Ceci implique une augmentation indéfinie du nombre des chaînes avant/ arrière, ce qui rend la structure du compensateur de plus en plus complexe. Il serait donc intéressant de pouvoir trouver une technique de commande pouvant allier à la fois la simplicité des contrôleurs linéaires conventionnels et la haute robustesse offerte par les lois de commande non linéaires. Récemment, le concept de “commande quasi-linéaire” a été introduit par M. Kelemen [86]. Sa principale caractéristique est l’adéquate adaptation des pôles du compensateur à son gain. Il en résulte que les pôles de la boucle fermée sont poussés davantage à gauche du plan complexe, plus le gain du compensateur est augmenté. Ceci permet aux systèmes ayant au moins un pôle en excès des zéros, ce qui est le cas pour la plupart des convertisseurs de puissance, d’atteindre la poursuite arbitrairement rapide et robuste en boucle fermée (AFRTF). Grâce à ce type de compensateurs, les marges de gain et de phase tendent respectivement vers l’infini et 90° en boucle fermée, ainsi procurant au système un très haut niveau de stabilité, dans une large plage de perturbations et d’incertitudes paramétriques. Malheureusement, depuis son apparition, cette technique n’a jamais été exploitée pour les convertisseurs de puissance. Ceci peut être expliqué par sa relative nouveauté et sa limitation aux systèmes continus à une entrée et une sortie (SISO). Dans la présente thèse, on se propose d’appliquer cette loi de commande comme première approche, afin d’atteindre les performances requises en termes d’émissions harmoniques, de régulation côté DC et de robustesse. En effet, en plus de ses attraits en termes de simplicité de structure et de conception, la technique de commande quasi-linéaire est également attrayante pour l’implantation en temps réel, puisqu’elle permet l’optimisation des temps de calcul et des efforts de mesure. Dans notre cas, la réadaptation de la théorie proposée dans la littérature à l’aspect multi entrées multi sorties du redresseur et à la commande numérique envisagée s’impose. L’approche proposée constitue une contribution à l’implantation en temps réel de cette technique, ainsi que sa généralisation à d’autres topologies.

4.2 Théorie de la commande quasi-linéaire

4.2.1 Principaux fondements théoriques de la commande quasi-linéaire

Figure 4.1 représente le principe général d'une commande numérique. Les constituants de cette boucle de commande sont les suivants:

$G_c(z)$: le contrôleur digital, dans notre cas de type quasi-linéaire,

$B_o(s)$: une fonction de type bloqueur d'ordre zéro qui représente le convertisseur digital analogique (CDA), interfaçant le système physique et le calculateur,

$G_p(s)$: la fonction de transfert décrivant le système physique pouvant contenir des incertitudes paramétriques bornées dans un ensemble bien défini,

$c(t)$: les conditions initiales des états du systèmes,

$p(t)$: les perturbations externes sur la sortie $Y(s)$,

Les convertisseur analogiques/ digitaux (CAD) sont représentés par des échantilleurs.

On se propose d'assurer la poursuite entre la sortie du système $y(t)$ et une référence $Y_{ref}(z)$ moyennant le contrôleur quasi-linéaire $G_c(z)$.

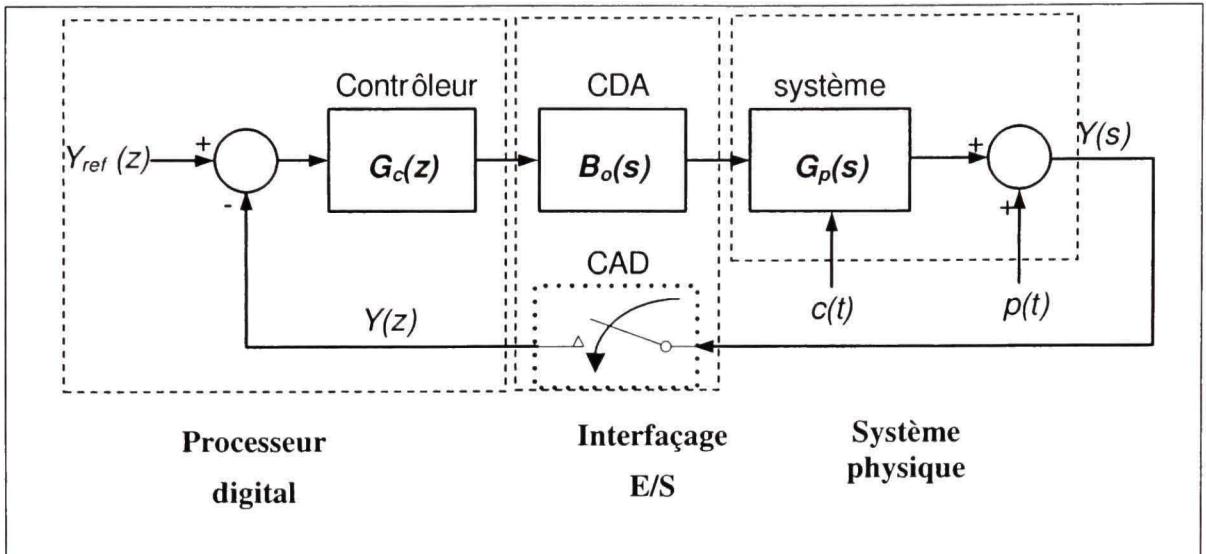


Figure 4.1 Principe général de la commande quasi-linéaire numérique.

Les principaux fondements théoriques de la commande quasi-linéaire ont été détaillés dans [87]. Pour n'en retenir que l'essentiel, un contrôleur quasi-linéaire est caractérisé par un gain pouvant être augmenté indéfiniment, tout en adaptant adéquatement ses pôles à cette augmentation du gain. Dans les techniques de commande linéaires en général, l'intérêt d'utiliser des compensateurs à gain élevé est d'assurer aussi bien de bonnes performances en boucle fermée, qu'une haute robustesse face aux incertitudes paramétriques et perturbations. Cependant, avec les compensateurs conventionnels, le nombre de pôles et de zéros du compensateur risquent d'augmenter en conséquence, ce qui peut compliquer la structure et, par suite, la conception du contrôleur.

La théorie est basée sur l'excès des pôles par rapport aux zéros de la boucle de transmission ($L(s) = G_c(s)G_p(s)$). Elle a été particulièrement développée pour des systèmes ayant un excès de pôles supérieur ou égal à 2. Pour les systèmes avec un excès de pôles égal à 1, la poursuite arbitrairement rapide et robuste en boucle fermée (AFRTF) peut être assurée par des compensateurs à avance ou arrière de phase traditionnels. Cependant, il a été démontré dans [86] que les performances de tels systèmes sont nettement améliorées moyennant des compensateurs quasi-linéaires. De plus, l'augmentation importante du gain du compensateur permet la convergence uniforme de la fonction de transfert en boucle fermée

$H(s) = \left(\frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \right)$ vers l'unité. Ceci entraîne un parfait rejet des perturbations externes ($p(t)$), liées à la sortie via la fonction de sensibilité ($S(s) = 1 - H(s)$), et ce pour un large ensemble de conditions initiales ($c(t)$) et d'incertitudes paramétriques. Dans le domaine fréquentiel, la marge de phase tend vers 90° , alors que la marge de gain et la fréquence de coupure deviennent illimitées. Ceci signifie que, grâce à ce type de contrôleur, le système devient parfaitement immunisé contre tout risque d'instabilité.

4.2.2 Expression théorique d'un contrôleur quasi-linaire

Selon [87], la forme générale d'un contrôleur quasi-linaire est la suivante:

$$G_c(s) = \frac{k \prod_{i=1}^{r-1} (s + z_i)}{\prod_{i=1}^{r-1} (s + a_i k^{f_x})} \quad (4.1)$$

Les paramètres du compensateur doivent satisfaire les conditions suivantes:

- Le gain k est positif très grand. Notons bien que plus le gain k tend vers l'infini, la stabilité, poursuite et robustesse du système s'améliorent considérablement;
- Les pôles et zéros du compensateur a_i et z_i doivent être des réels positifs assez petits;
- L'exposant f_x doit être choisi tel que:

$$f_x = \frac{(2r-1)}{2r(r-1)} \quad (4.2)$$

r étant l'excès des pôles par rapport aux zéros de la boucle de transmission, $r \geq 2$. Cette dernière condition assure la convergence des pôles en boucle fermée vers leurs valeurs idéales asymptotiques (p_i^*), définies par:

- * Les zéros du compensateur ($-z_i$),
- * Les zéros de la fonction de transfert du système $G_p(s)$,
- * Les autres pôles sont donnés par:

$$p_{1,\text{idéal}} = -a_1 k^f, p_{2,\text{idéal}} = -a_2 k^f, \dots, p_{r-1,\text{idéal}} = -a_{r-1} k^f, p_{r,\text{idéal}} = -k^{1-(r-1)f} / (a_1 a_2 \dots a_{r-1}),$$

Afin de mieux illustrer ces concepts, considérons l'exemple du système décrit par la fonction de transfert suivante:

$$G_p(s) = \frac{\theta^2}{s(s + \theta)^2}, \quad 0.1 \leq \theta \leq 3, \quad \theta = 1 \text{ nominal} \quad (4.3)$$

Si le nombre de pôles et de zéros du compensateur est le même, l'excès de pôles par rapport aux zéros de la boucle de transmission est $d = 3$. On se propose en un premier temps de commander le système via un compensateur à avance et arrière de phase ordinaire, soit:

$$G_c(s) = \frac{k(s+1)}{(s+2)} \quad (4.4)$$

Dans **figure 4.2**, on retrace le lieu des racines de ce système (variation des pôles en boucle fermée en fonction du gain du compensateur pour $\theta = 1$). Comme on peut constater, l'augmentation du gain k au-delà de la valeur critique $k_{cr} \approx 6$ peut entraîner l'instabilité du système.

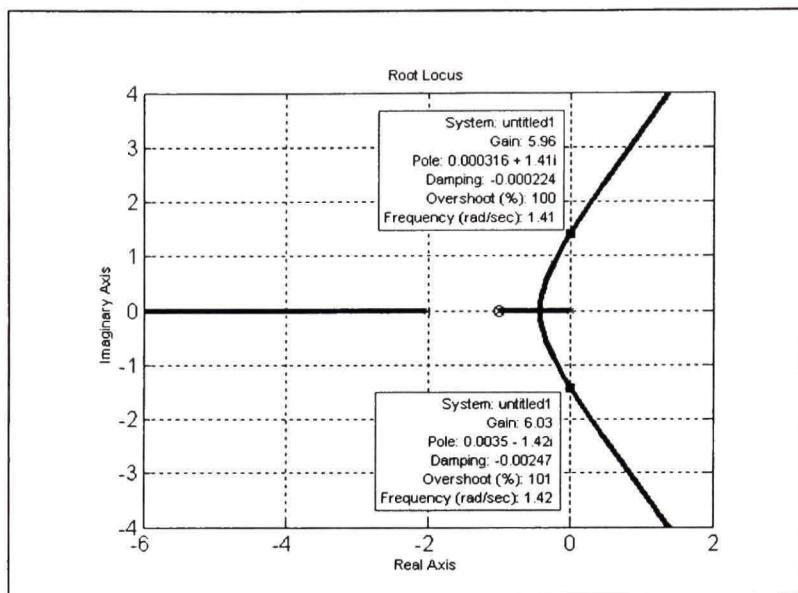


Figure 4.2 Lieu des pôles du système $G_p(s)$.

Les réponses du système face à un échelon de référence pour différentes valeurs du gain k sont données dans **figures (4.3-4.5)**.

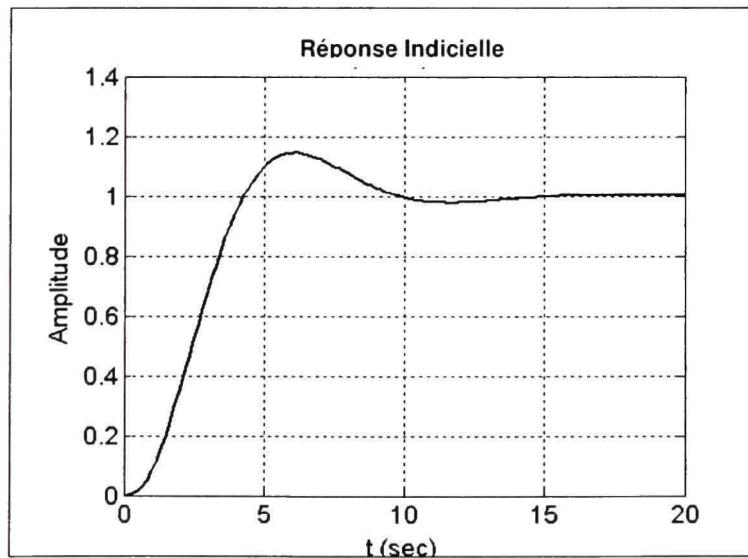


Figure 4.3 Réponse indicielle pour $k = 1$ (cas d'un compensateur linéaire).

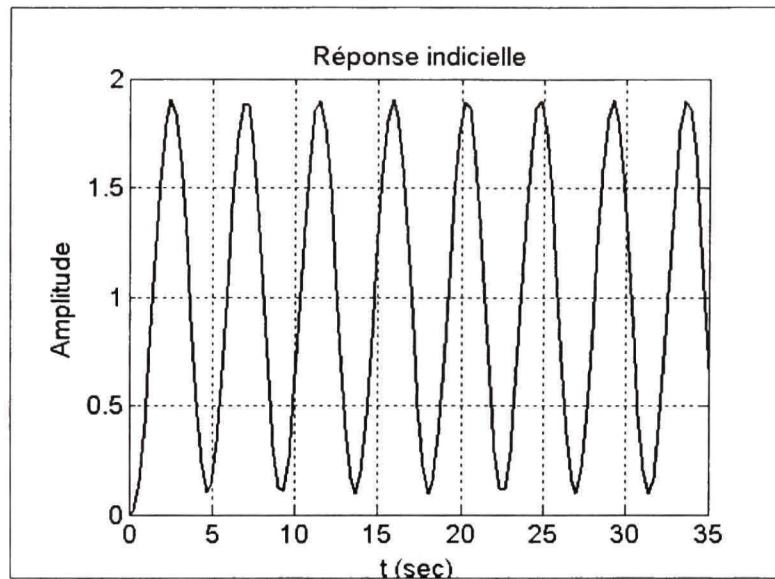


Figure 4.4 *Réponse indicielle pour $k = 6$ (cas d'un compensateur linéaire).*

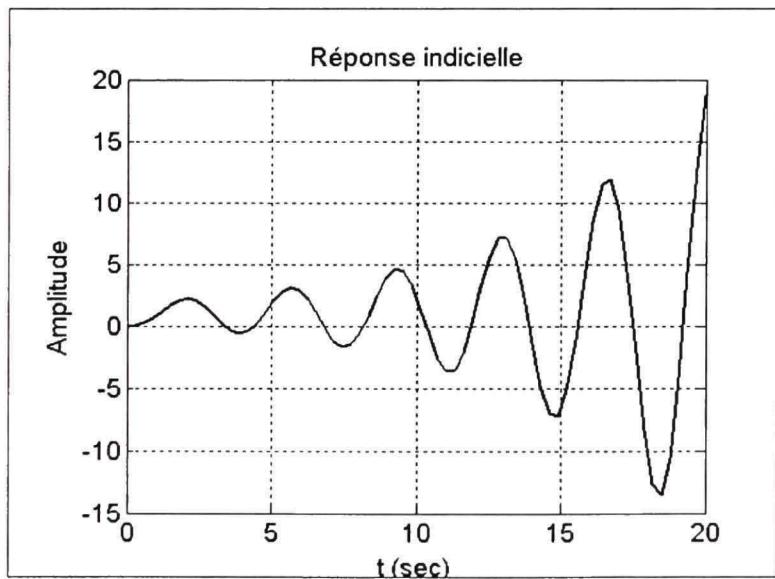


Figure 4.5 *Réponse indicielle pour $k = 10$ (cas d'un compensateur linéaire).*

Comme on peut constater, la réponse du système est hautement oscillatoire pour $k = 5$, alors qu'elle diverge carrément pour $k = 10$.

Pour $k = 1$, on se propose de relever le diagramme de Black de la boucle de transmission pour différentes valeurs du paramètre θ . Rappelons que ce diagramme est la combinaison des courbes de gain et de phase du diagramme de Bode, et permet de situer la courbe de la boucle de transmission par rapport au point critique (180° , 0dB). Les courbes correspondant aux différentes valeurs de θ sont rapportées dans **figure 4.6**. Comme on peut constater, cette variation paramétrique affecte significativement la stabilité du système. La valeur ($\theta = 0.1$) entraîne l'instabilité du système, puisque le diagramme de Black correspondant se trouve à gauche du point critique.

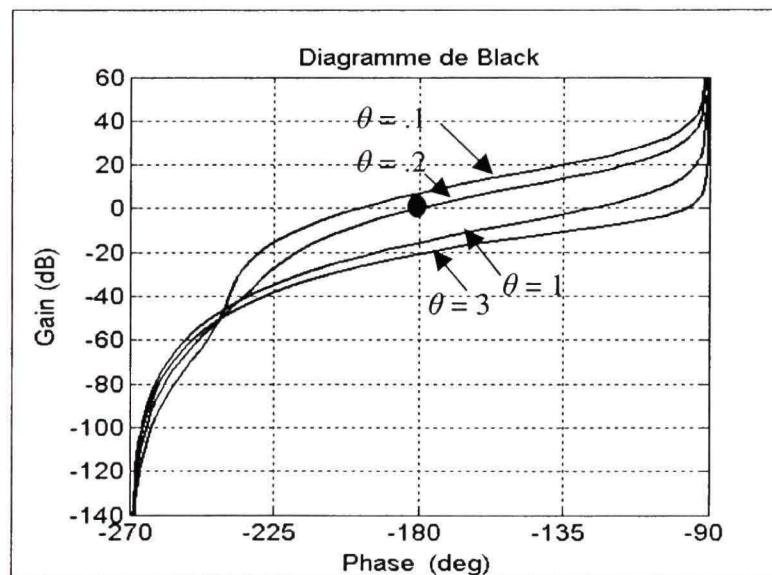


Figure 4.6 Diagrammes de Black pour différentes valeurs du paramètre θ (cas d'un compensateur linéaire).

En un second temps, on applique au système un compensateur quasi-linéaire ayant l'expression suivante:

$$G_c(s) = \frac{k(s + z_1)(s + z_2)}{(s + a_1 k^{f_x})(s + a_2 k^{f_x})}, \quad f_x = 5/12, \quad (4.5)$$

avec: $z_1 = 1$, $z_2 = 1.2$, $a_1 = 1$, $a_2 = 1.2$,

Le gain k du compensateur peut être augmenté à des valeurs très élevées. L'influence de sa variation sur la réponse dynamique du système est rapportée dans **figure 4.7**.

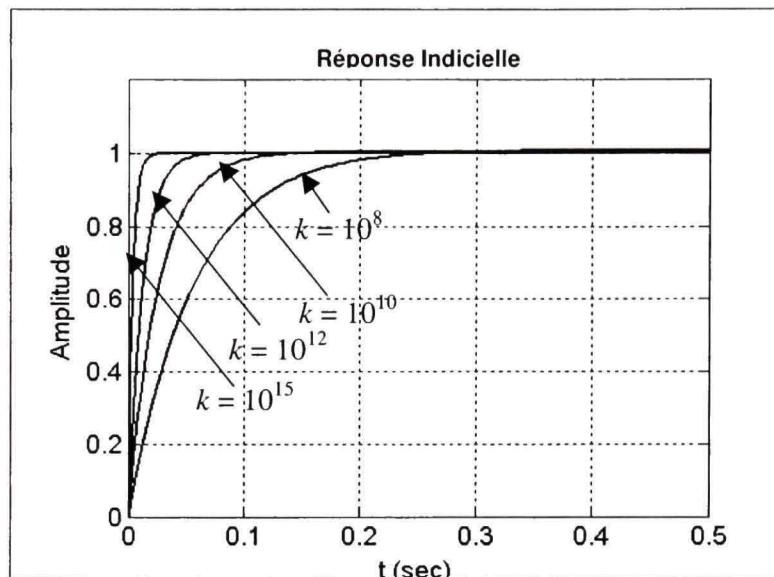


Figure 4.7 *Réponse indicielle pour différentes valeurs du gain k (cas d'un compensateur quasi-linéaire).*

Il est bien visible que l'augmentation davantage du gain k permet d'améliorer le dépassement et le temps de stabilisation du système.

Pour la valeur $k = 10^{12}$ par exemple, les marges de gain et de phase sont respectivement évaluées à 68dB et 90° , ce qui signifie que le système est hautement stable en boucle fermée.

Pour la valeur $k = 10^{12}$, on essaie de tester la susceptibilité du système commandé face aux variations du paramètre θ . Tel que l'indique **figure 4.8**, contrairement au compensateur conventionnel, le compensateur quasi-linéaire démontre une haute robustesse à la variation de ce paramètre.

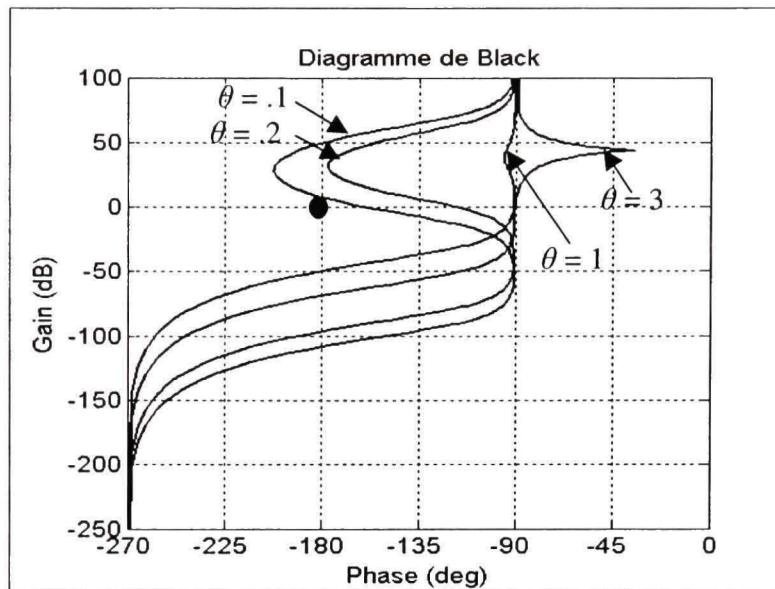


Figure 4.8 Diagrammes de Black pour différentes valeurs du paramètre θ (cas d'un compensateur quasi-linéaire).

4.3 Application de la commande quasi-linéaire au redresseur triphasé de Vienne

Pour le redresseur de Vienne, les compensateurs quasi-linéaires sont conçus en se basant sur le modèle en petits signaux défini dans le chapitre précédent par eq. (3.34) - eq. (3.67). Notons bien que pour des fins de simplification, les éléments séries équivalents (r_L , r_c , L_c) sont négligés. Les contrôleurs quasi-linéaires permettent également de transformer le système global en quatre sous – systèmes indépendants pour les raisons suivantes:

1. Tel que mentionné dans le paragraphe précédent, l'utilisation des compensateurs quasi-linéaires assure une convergence uniforme des boucles fermées de courants vers l'unité. Par conséquent, le couplage entre les entrées et les courants dq est éliminé. En d'autres termes, i_d est seulement contrôlé par d'_d et i_q par d'_q . De plus, les perturbations v_{dq} sont également rejetées. Tenant compte de tous ces éléments, les fonctions de transfert $G_{id12}(s)$, $G_{id21}(s)$, $G_{iv11}(s)$, $G_{iv12}(s)$, $G_{iv21}(s)$, et $G_{iv22}(s)$ sont annulées en régime permanent. Le modèle fréquentiel équivalent à cette configuration est illustré dans **figure 4.9**.

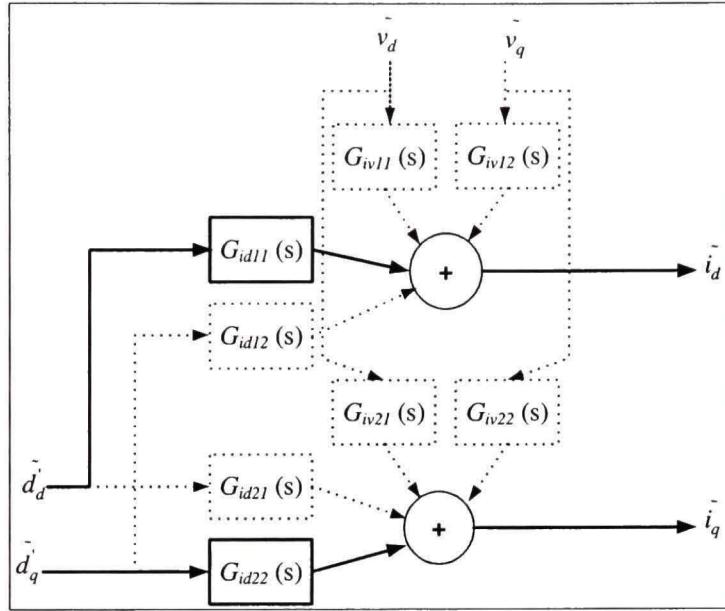


Figure 4.9 Boucles de courants équivalentes en présence des contrôleurs quasi-linaires.

2. L'écart entre deux bus DC Δv_{dc} est donc et déjà contrôlé par seulement d'_o ; comme le montre **figure 4.10**.

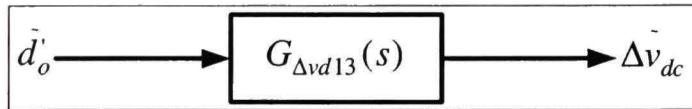


Figure 4.10 Boucle du déséquilibre de tension.

3. La tension DC totale v_{dc} génère le courant de référence I^* pour les boucles de courants via la fonction de transfert $G_{vi}(s)$. Tout comme les boucles de courants, les perturbations v_{dq} , représentées par les fonctions de transfert $G_{vv11}(s)$ et $G_{vv12}(s)$, sont annulées grâce au régulateur quasi-linéaire de la tension DC. La configuration équivalente en régime de petits signaux est donnée dans **figure 4.11**.

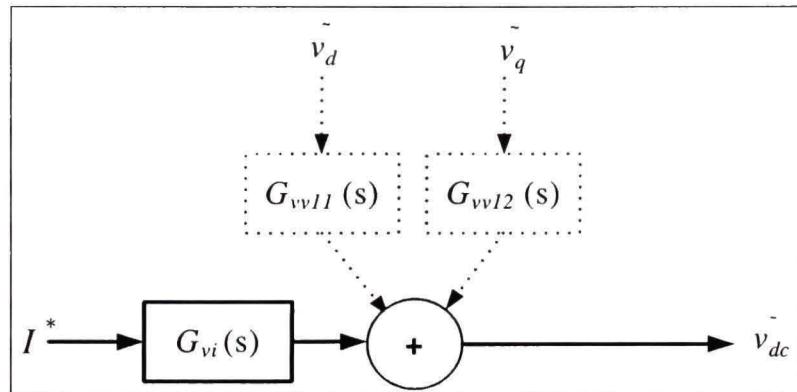


Figure 4.11 Boucle de tension équivalente en présence du contrôleur quasi-linéaire.

La méthodologie adoptée pour la conception des contrôleurs peut être résumée en trois étapes:

1. Les paramètres k_x , a_x , z_x et f_x sont adéquatement choisis, $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$ pour une configuration à boucles multiples, de sorte à assurer des temps de stabilisation courts pour les boucles internes rapides $\{i_d, i_q, \Delta v_{dc}\}$ et plus long pour la boucle externe lente v_{dc} ;
2. Ensuite, les pôles en boucle fermée sont déterminés. Leurs équivalents discrets sont déduits et constituent les pôles de référence pour lesquels les paramètres discrets des compensateurs doivent être ajustés;
3. Finalement, les paramètres des contrôleurs sont calculés en se basant sur les versions discrètes des fonctions de transfert $G_{id11}(s)$, $G_{id22}(s)$, $G_{\Delta v d13}(s)$ et $G_{vi}(s)$ et sur le placement des pôles en boucle fermée aux valeurs de référence prédéterminée.

Tout au long de ce chapitre, les notations suivantes sont adoptées: k_x , a_x , z_x et f_x sont les paramètres des contrôleurs dans le domaine continu; k_{xd} , a_{xd} et z_{xd} sont les paramètres des contrôleurs dans le domaine discret; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$.

4.3.1 Conception des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine continu

En négligeant la résistance série équivalente, la fonction de transfert $G_{id11}(s)$ reliant d'_d au courant i_d a un zéro à l'origine. Afin d'annuler ce zéro, on ajoute un intégrateur au contrôleur correspondant, ce qui permet d'augmenter l'excès de pôles par rapport aux zéros de la boucle de transmission (r) à 2. Ceci implique l'expression suivante du contrôleur:

$$H_{id}(s) = \frac{k_{id}(s + z_{id})}{s(s + a_{id}(-k_{id})^{f_{id}})}, \quad k_{id} < 0 \quad (4.6)$$

avec: $z_{id} = 1$; $a_{id} = 0.05$; $f_{id} = 0.75$, $k_{id} = -(10^{12})$

Pareil pour la variable de commande d'_q et le courant en quadrature i_q , la fonction de transfert $G_{id22}(s)$, l'excès des pôles par rapport aux zéros est égal à 1. Tel que pré mentionné, bien que la poursuite arbitrairement rapide et robuste en boucle fermée puisse être assurée par des compensateurs avant/ arrière ordinaires, la performance peut être hautement améliorée par un contrôleur quasi-linéaire. Par suite, le contrôleur du courant i_q est choisi tel que:

$$H_{iq}(s) = \frac{k_{iq}}{(s + a_{iq}(-k_{iq})^{f_{iq}})}, \quad k_{iq} < 0 \quad (4.7)$$

avec: $a_{iq} = \sqrt{2}$; $f_{iq} = 0.5$, $k_{iq} = -(10^{10})$

D'autre part, la composante homopolaire de commande d'_o et le déséquilibre entre les deux bus DC (Δv_{dc}) sont liés via une fonction de transfert du 1^{er} ordre $G_{\Delta vd13}(s)$, donnée dans **eq. (3.49)**. D'après Kelemen [86, Remark 6], il est permis d'ajouter des éléments préconçus, tels que des intégrateurs purs, pour l'annulation de l'erreur statique et l'augmentation de l'excès des pôles par rapport aux zéros à 2, sans pour autant affecter la performance du compensateur. L'expression du contrôleur est alors donnée par:

$$H_{\Delta v}(s) = \frac{k_{\Delta v}(s + z_{\Delta v})}{s(s + a_{\Delta v}k_{\Delta v}f_{\Delta v})}, \quad k_{\Delta v} > 0 \quad (4.8)$$

avec: $a_{\Delta v} = 0.25$; $z_{\Delta v} = 2$; $f_{\Delta v} = 0.75$; $k_{\Delta v} = (10^8)$

Idem pour la tension DC totale v_{dc} , un intégrateur est ajouté impliquant la forme suivante du régulateur:

$$H_v(s) = \frac{k_v(s + z_v)}{s(s + a_vk_vf_v)}, \quad k_v > 0 \quad (4.9)$$

avec: $a_v = 0.25$; $z_v = 2$; $f_v = 0.75$; $k_v = (10^6)$

Notons bien que l'exposant f_x est déterminé pour $x = \{i_d, \Delta v, v\}$ en appliquant **eq. (4.2)**. Par contre pour $\{i_q\}$, la forme du contrôleur H_{iq} étant différente de celle donnée dans **eq. (4.1)**, l'exposant f_{iq} démontre une forte influence sur le THD du courant, et a été, par suite, ajusté par essai et erreur de façon à minimiser le TDH.

4.3.2 Conception des contrôleurs quasi-linéaires dans le domaine discret

La deuxième étape de la conception des contrôleurs consiste à déterminer les pôles en boucle fermée de chaque sous – systèmes, et d'en déduire leurs équivalents discrets utilisant la transformée:

$$z_i^* = \exp(p_i^* T_{s2}) \quad (4.10)$$

T_{s2} étant la période d'échantillonnage des entrées CAD. Afin de pouvoir identifier les paramètres discrets, les compensateurs doivent avoir la même forme dans les domaines continu et discret. L'intégrateur discret est donné par une approximation Euler directe:

$$\frac{1}{s} \Rightarrow \frac{1}{(z-1)} \quad (4.11)$$

Les fonctions de transfert discrètes sont les mêmes que celles données dans **eq. (3.70) - eq. (3.73)**. Les paramètres k_{xd} , z_{xd} et a_{xd} ; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$, sont calculés par placement de pôles de la boucle fermée aux valeurs de référence (z_i^*). Tout compte fait, les expressions suivantes des compensateurs quasi-linéaires dans le domaine discret sont obtenues:

$$H_{idd}(z) = \frac{k_{idd}(z - z_{idd})}{(z-1)(z - a_{idd})} \quad (4.12)$$

$$H_{iqd}(z) = \frac{k_{iqd}}{(z - a_{iqd})} \quad (4.13)$$

$$H_{\Delta vd}(z) = \frac{k_{\Delta vd}(z - z_{\Delta vd})}{(z-1)(z - a_{\Delta vd})} \quad (4.14)$$

$$H_{vd}(z) = \frac{k_{vd}(z - z_{vd})}{(z-1)(z - a_{vd})} \quad (4.15)$$

avec:

$$\begin{aligned} z_{idd} &= 1; a_{idd} = -0.9524; k_{idd} = -10.0265, a_{iqd} = -0.8880; k_{iqd} = -9.3471, z_{\Delta vd} = 0.9997; \\ a_{\Delta vd} &= -0.0586; k_{\Delta vd} = 4.4104, z_{vd} = 1; a_{vd} = 0.2873; k_{vd} = 0.0133 \end{aligned}$$

Les expressions analytiques ayant servi pour la dérivation des paramètres k_{xd} , z_{xd} et a_{xd} ; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$, sont données dans l'**Annexe VI**. Dans **tableau 4.1**, on présente un récapitulatif des paramètres des compensateurs quasi-linéaires dans les domaines continu et discret, ainsi que les pôles en boucle fermée et les temps de stabilisation de chaque variable.

Tableau 4.1
Paramètres et performances des contrôleurs quasi-linéaires

Variable contrôlée	Paramètres dans le continu	Paramètres dans le discret	Pôles dans le continu	t_s (ms)
i_d	$z_{id} = 1$ $a_{id} = 0.05$ $f_{id} = 0.75$ $k_{id} = -(10^{12})$	$z_{idd} = 1$ $a_{idd} = -0.9524$ $k_{idd} = -10.0265$	-6.315×10^7 -9.69×10^4 -2045 -52.07	0.31
i_q	$a_{iq} = \sqrt{2}$ $f_{iq} = 0.5$ $k_{iq} = -(10^{10})$	$a_{iqd} = -0.8880$ $k_{iqd} = -9.3471$	-1.4137×10^5 $-10 + 420 i$ $-10 - 420 i$ -20	0.46
Δv_{dc}	$a_{\Delta v} = 0.25$ $z_{\Delta v} = 2$ $f_{\Delta v} = 0.75$ $k_{\Delta v} = (10^8)$	$z_{\Delta vd} = 0.9997$ $a_{\Delta vd} = -0.0586$ $k_{\Delta vd} = 4.4104$	-8910 -542.2 -2	50.6
v_{dc}	$a_v = 0.25$ $z_v = 2$ $f_v = 0.75$ $k_v = (10^6)$	$z_{vd} = 1$ $a_{vd} = 0.2873$ $k_{vd} = 0.0133$	-1160 -265.2 -6.39	712

Comme on peut constater, les pôles sont poussés par le compensateur davantage à gauche du plan complexe, c. à d. loin de la limite d'instabilité dans le domaine continu. Ceci correspond dans le domaine discret à des pôles à proximité de l'origine. Les sous-systèmes ainsi obtenus en boucle fermée sont hyper amortis. Compte tenu du temps de stabilisation des différentes variables (t_s), prédicts à partir des fonctions de transfert du système, on peut constater que l'exigence de boucles internes rapides et d'une boucle externe plus lente est bien remplie avec les paramètres choisis.

4.4 Prédiction des performances du convertisseur par simulation

Avant de procéder à l'implantation pratique, il est bien sécuritaire de vérifier les essais expérimentaux présumés par des simulations en temps réel, dans les mêmes conditions expérimentales. Ces essais sont appliqués au modèle moyen du convertisseur, sous l'environnement Real-Time Workshop de Matlab®. Les simulations en temps réel sont élaborées avec une période d'échantillonnage basique de $T_{s1} = 38\mu\text{s}$ et une période d'échantillonnage secondaire $T_{s2} = 4T_{s1}$. Ci suit un rappel des spécifications du circuit:

Valeur RMS de la tension d'alimentation: $V = 110 \text{ V}$

Tension DC de référence: $V_{dc}^* = 500 \text{ V}$

Charge nominale: $R_{dc,n} = 80 \Omega$

Fréquence de fonctionnement: $f_0 = 60 \text{ Hz}$

Fréquence de commutation: $f_d = 2.04 \text{ kHz}$

Inductances de levage: $L = 20 \text{ mH}$

Capacités de filtrage: $C_{dc} = 470 \mu\text{F}$

Les gains des capteurs de courant: $K_i = 0.05 \Omega^{-1}$

Les gains des capteurs de tension: $K_{\Delta v} = K_v = 5/500$

Limite de courant: $I^* < 10 \text{ A}$

Dans **figure 4.12**, sont rapportées les formes d'ondes des différentes variables moyennes en régimes transitoire et permanent dans des conditions de fonctionnement nominales. Comme on peut constater, la mise en forme sinusoïdale du courant AC est bien assurée, avec un facteur de déplacement unitaire. La puissance réactive est également bien compensée, en maintenant le courant quadrature i_q à zéro. De plus, la tension DC totale converge rapidement vers sa référence, avec un faible dépassement initial, tout en assurant l'équilibre des deux bus DC partiels ($\Delta v_{dc} = 0$). Les ondulations basses fréquences constatées durant le régime

transitoire, notamment au niveau des variables v_{dc} et i_d , sont dues aux approximations linéaires utilisées pour la conception des contrôleurs.

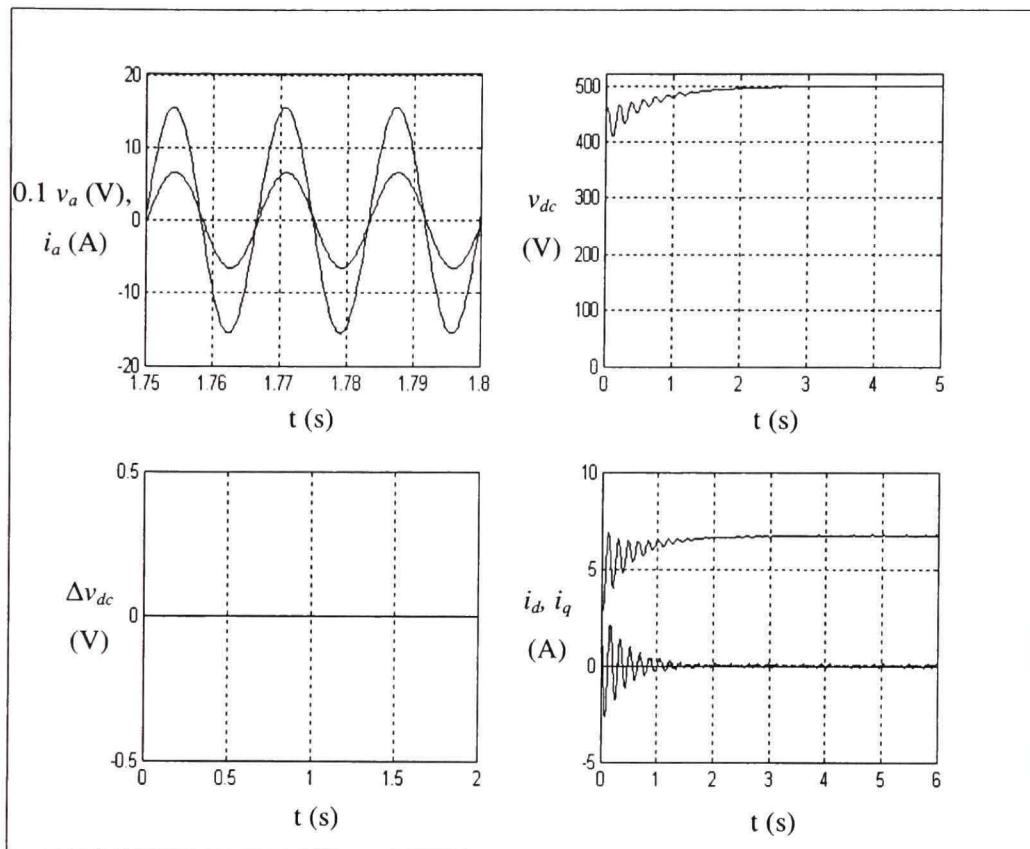


Figure 4.12 Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire pour le régime de fonctionnement nominal.

Dans **figure 4.13**, on simule une diminution soudaine de 50% de la charge (R_{dc}^-) à 100% de la puissance nominale. On assiste alors à une augmentation des courants AC, afin de subvenir au besoin croissant en puissance de la charge, tout en maintenant les courants triphasés équilibrés en amplitude et en phase. Le bus DC se stabilise à sa valeur de référence au bout de 2s. L'équilibre entre les deux bus partiels v_{dc}^+ et v_{dc}^- demeure maintenu malgré la sévérité de la dissymétrie entre les deux charges.

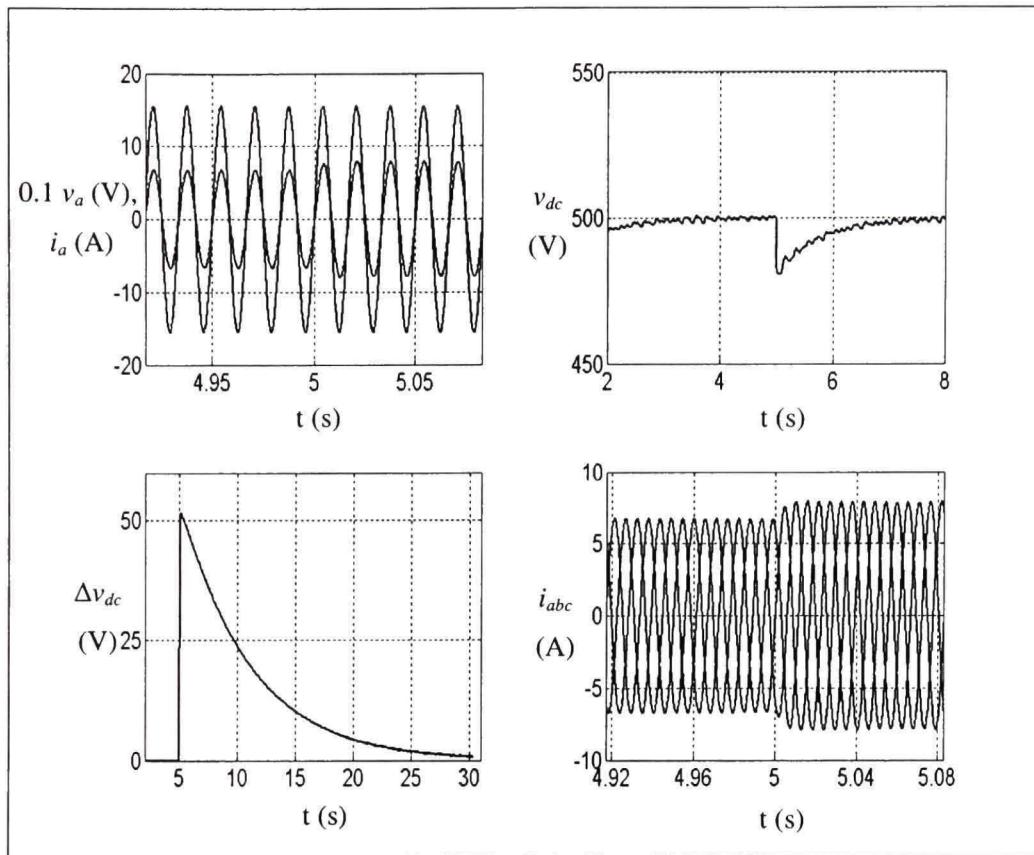


Figure 4.13 Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire pour le cas de déséquilibre des charges DC, $R_{dc} = 100\% R_{dc,n} \Leftrightarrow 50\% R_{dc,n}$.

La réponse du système face aux perturbations côté réseau sont également étudiées. Le premier cas traite d'un creux de 0.73 p.u. de la tension source à $t = 5s$. Comme on peut observer dans **figure 4.14**, cette variation n'a aucun effet sur le bus DC de sortie, qui demeure régulée à sa valeur cible avec une légère augmentation de son ondulation à 1%. Les courants AC augmentent également de façon à maintenir constante la puissance transférée à la charge.

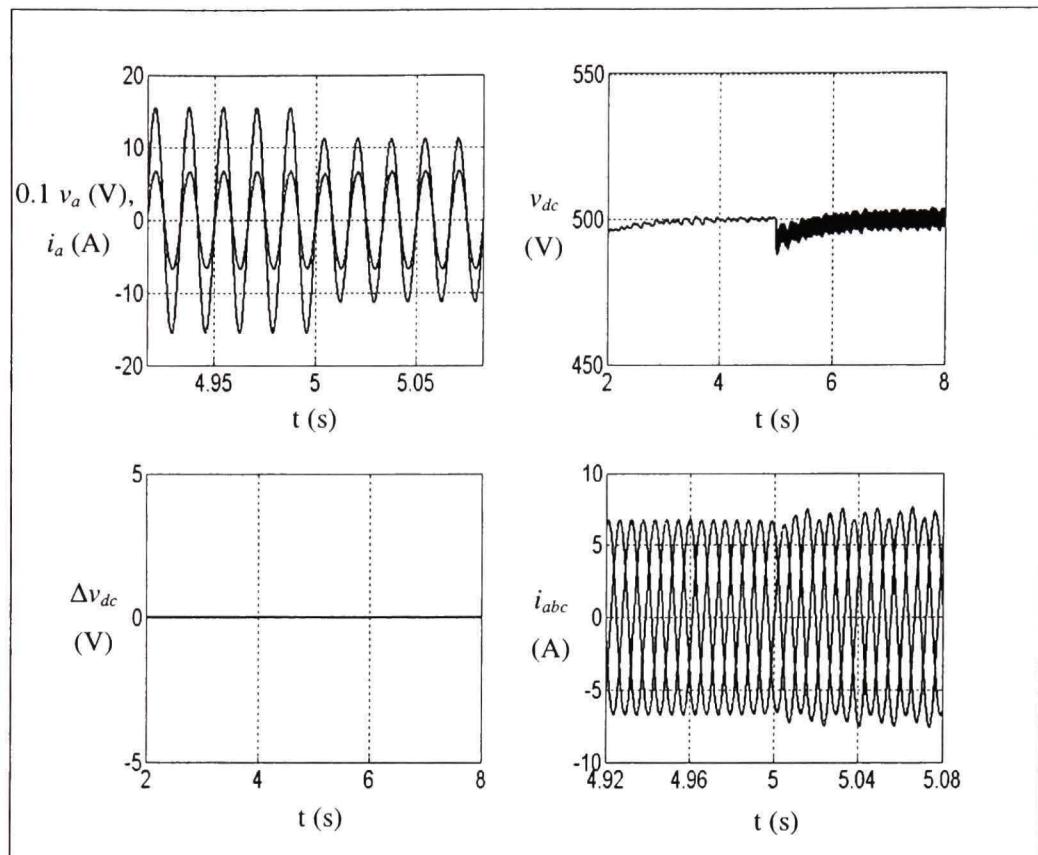


Figure 4.14 Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire dans le cas d'un creux de 27% sur la tension v_a .

Le cas du court-circuit de la première phase (a) est également étudié. Comme le montre **figure 4.15**, les courants de lignes s'ajustent adéquatement pour assurer la constance du bus DC, dont le taux d'ondulation augmente à 4 %. Aucun effet notable de la perturbation n'est constaté au niveau de l'équilibre des deux bus DC de tensions.

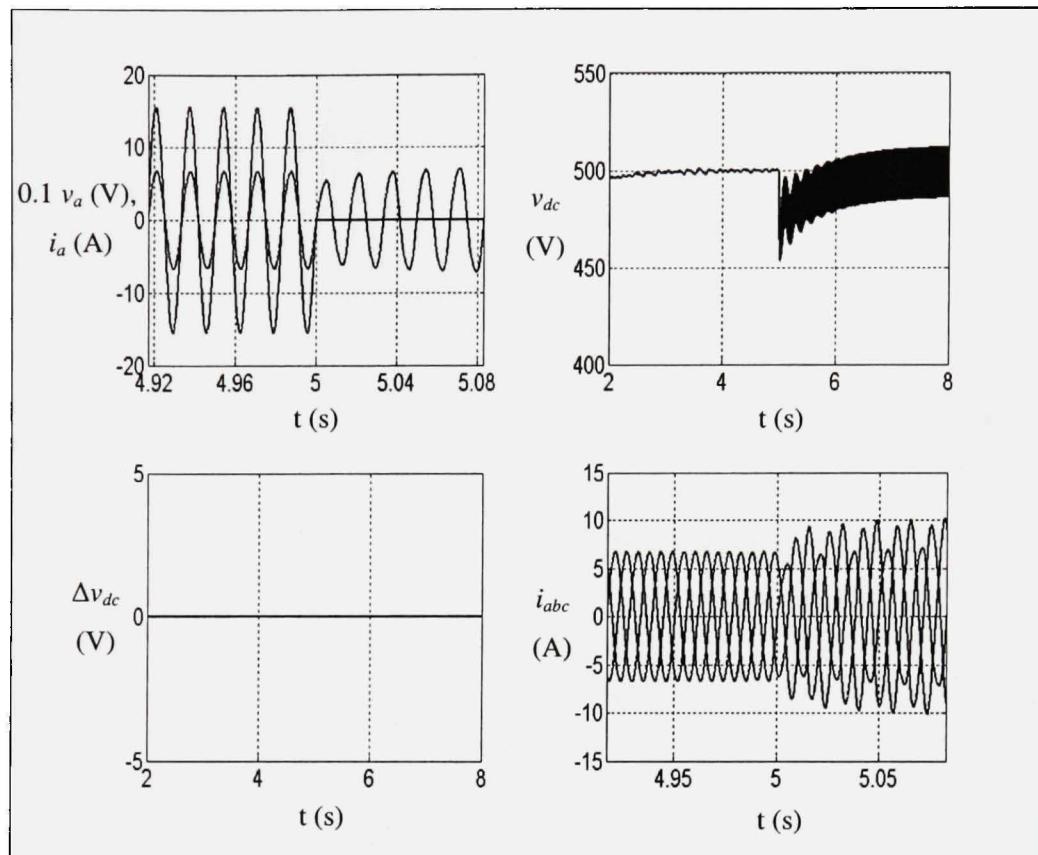


Figure 4.15 Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire dans le cas de la perte de la phase (a).

Finalement, une augmentation de 500% de l'impédance des lignes est simulée, afin de vérifier la robustesse des contrôleurs de courants face à une très forte variation paramétrique (paramètre L). Cet essai peut simuler une défectuosité de l'alimentation. Les résultats relatifs à ce test, donnés dans **figure 4.16**, prouvent bien que la stabilité du système n'est pas affectée malgré l'importance de la variation.

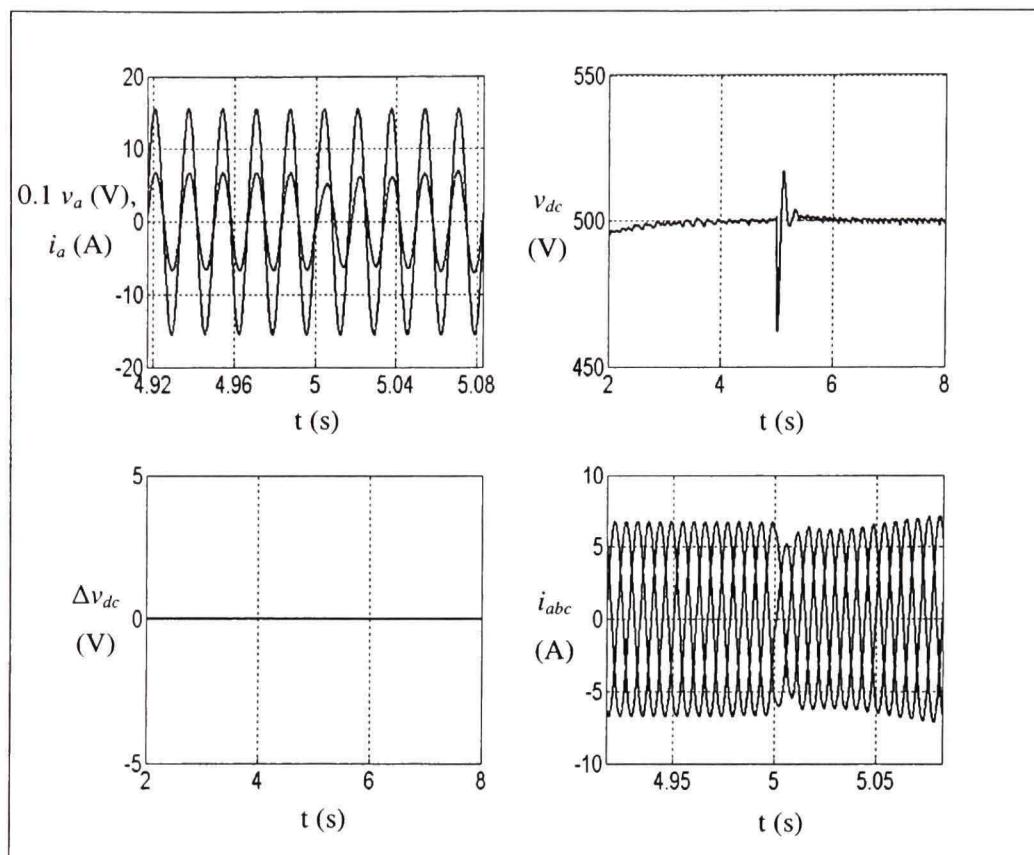


Figure 4.16 Résultats de simulation de la commande quasi-linéaire en cas d'une variation de 500% de l'impédance de ligne sur les trois phases.

En effet, les deux bus DC parviennent à se rétablir à 250V assez rapidement, tandis que les courants AC se rééquilibrent en amplitude et en phase au bout de 4 cycles après la perturbation.

Vu la haute fiabilité du modèle moyen, démontrée dans le chapitre précédent, on s'attend à ce que les résultats expérimentaux soient presque d'une même qualité, mis à part les imperfections du circuit pratique.

4.5 Résultats expérimentaux

4.5.1 Fonctionnement en régime permanent

Rappelons que le mode multi tâches est utilisé pour l'exécution en temps réel de l'algorithme de commande proposé, moyennant le processeur maître (Master PPC) de la carte DS1104. Les périodes d'échantillonnages sont les mêmes que dans le paragraphe précédent ($T_{s1} = 38 \mu\text{s}$, $T_{s2} = 4T_{s1}$). L'implantation pratique des contrôleurs quasi-linéaires est schématisée dans **figure 4.17**. Le contenu harmonique de la tension source est similaire à celui donné dans **Tableau 3.1**.

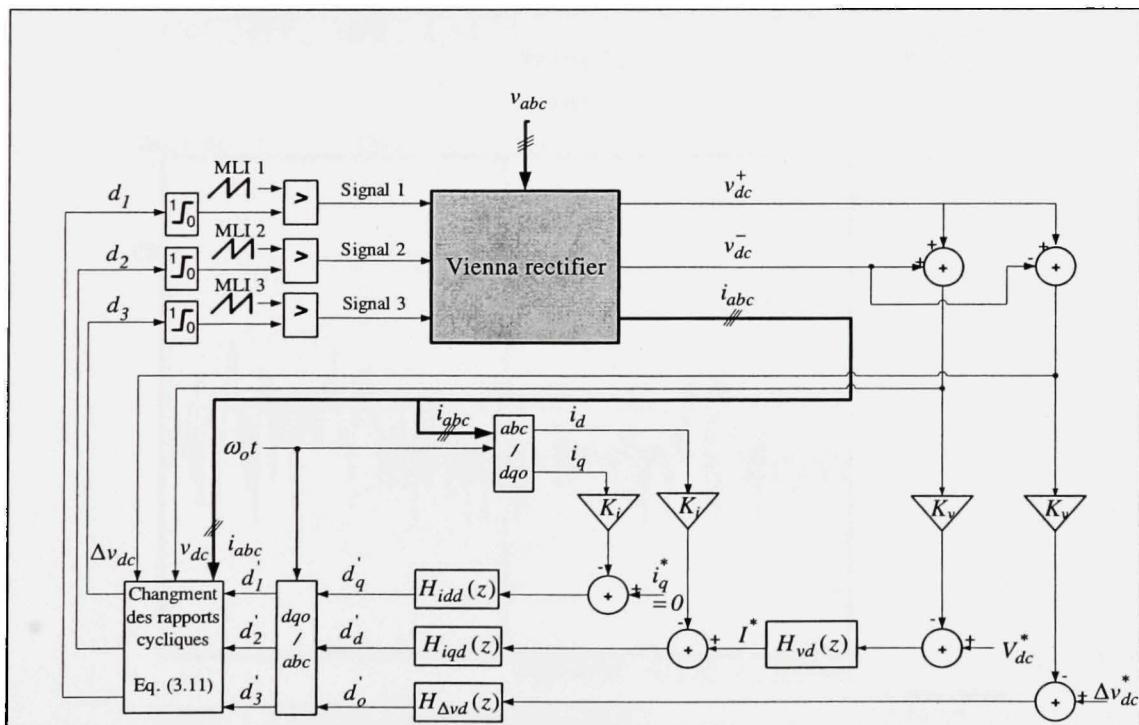


Figure 4.17 Schéma bloc de l'implantation de la commande quasi-linéaire.

Dans des conditions de fonctionnement nominales, on relève dans **figure 4.18** la tension et le courant de la phase (a), les deux bus DC de sortie ainsi que le spectre harmonique du courant. Le contenu harmonique du courant dans une phase est détaillé dans **tableau 4.2**.

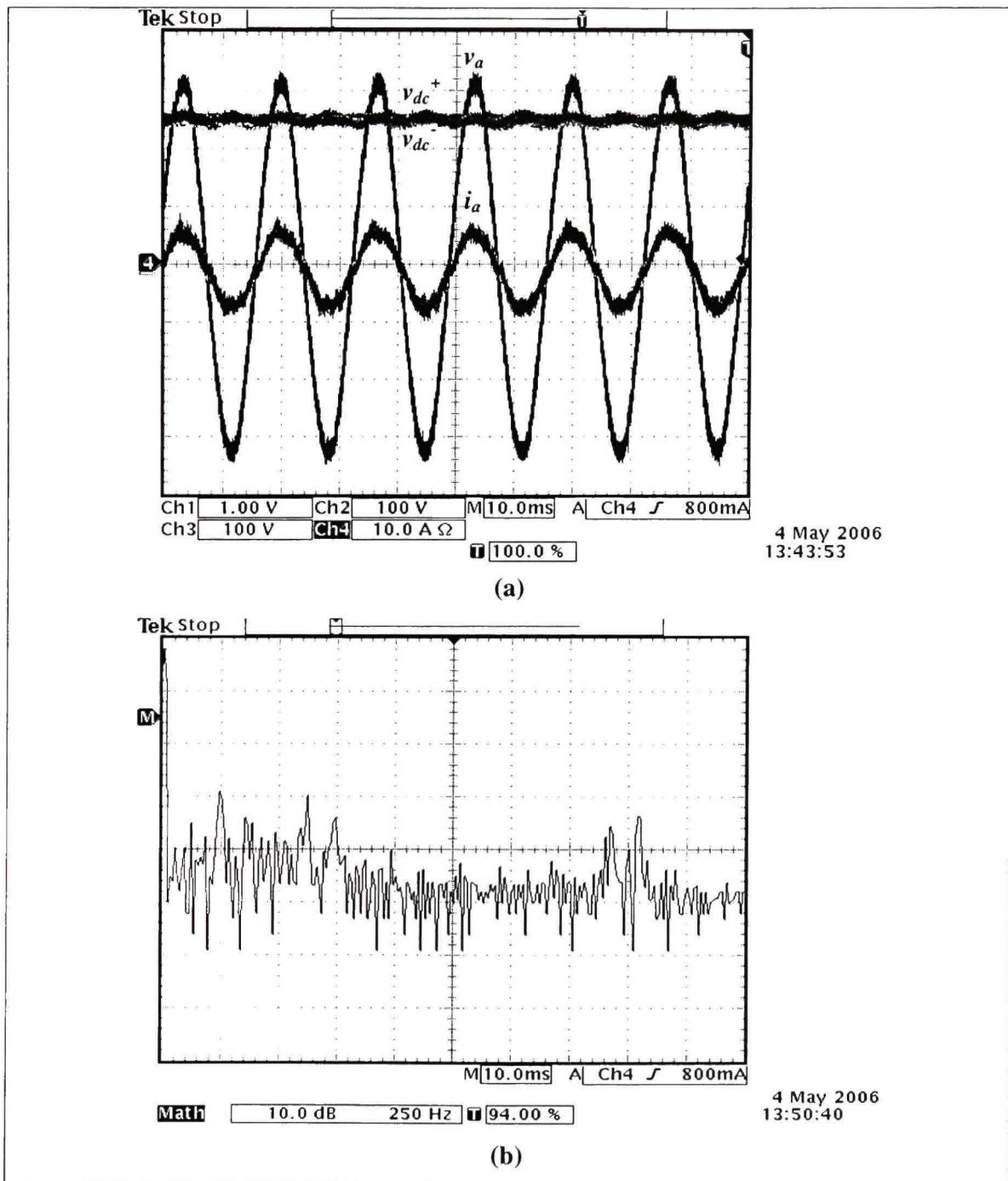


Figure 4.18 Résultats expérimentaux en régime permanent de la commande quasi-linéaire,
(a): Formes d'ondes côtés AC et DC,
(b): Spectre harmonique dans une phase.
 Échelle: 250 Hz/div (horizontal); 10 dB/div (vertical)

Tableau 4.2
Contenu harmonique des courants AC ($I_{I,rms} = 4.6A$)

h	1	2	3	4	5	6	7	8
$I_h/I_1 (\%)$	99.8	1.7	1.4	1.1	1.5	0.4	1.5	1.5
h	9	10	11	12	13	14	15	16
$I_h/I_1 (\%)$	0.5	2.3	2.6	0.7	2	1.4	0.5	0.2
h	17	18	19	20	21	22	23	24
$I_h/I_1 (\%)$	1	0.4	1	0.9	0.3	0.5	0.4	0.4
h	25	26	27	28	29	30	31	
$I_h/I_1 (\%)$	0.5	0.6	0.9	0.1	1.3	0.3	0.6	

Les courants triphasés, équilibrés en amplitude et en phase, sont rapportés à la figure 4.19. Les TDH, facteurs de puissance (PF) et déplacement (DPF) mesurés sont respectivement de 6%, 0.99 et 1.

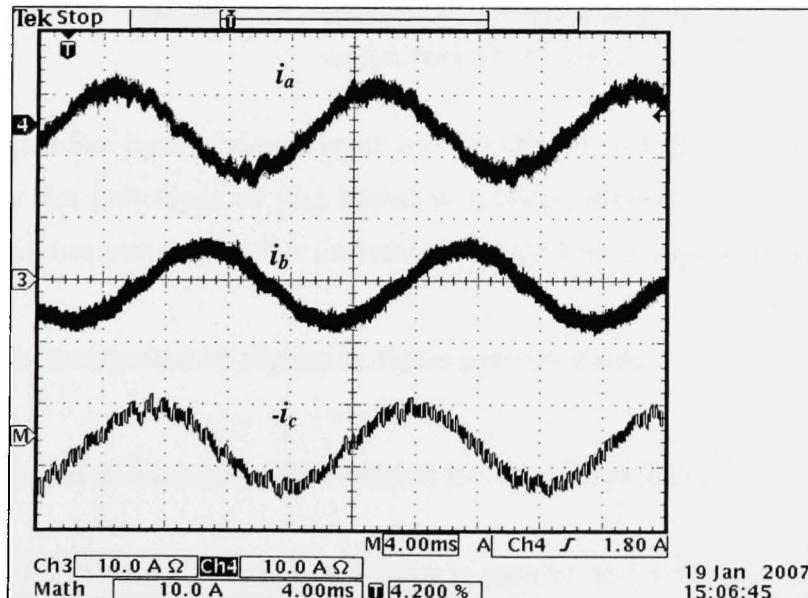


Figure 4.19 Les courants triphasés en régime permanent.

Les variations du TDH, FP et FDP en fonction de la puissance délivrée par le convertisseur sont représentées dans **figure 4.20**.

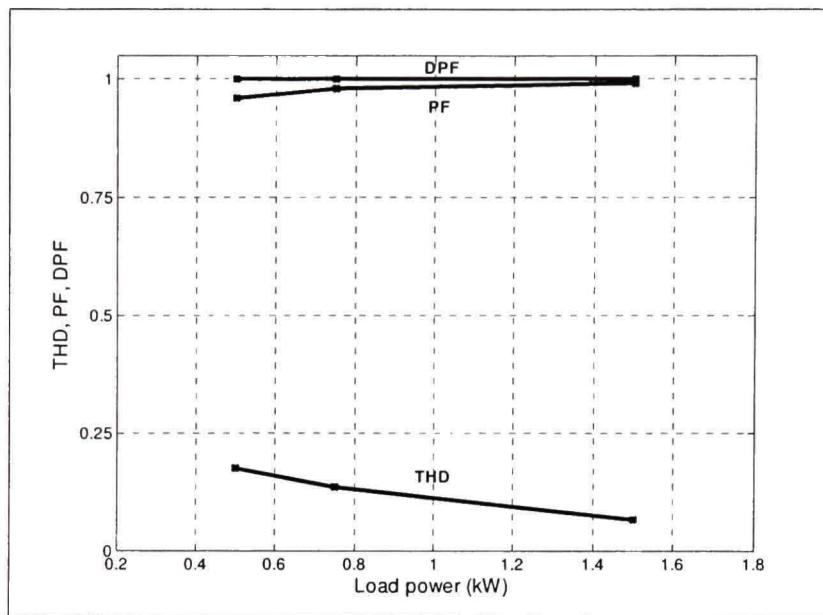


Figure 4.20 Variations du TDH, FP, FDP en fonction de la charge.

D'après cette dernière figure, on peut noter que le TDH, FP et FDP peuvent être nettement améliorés pour des prototypes de plus hautes puissances, moyennant la commande quasi-linéaire. Ces courbes peuvent s'avérer intéressantes quant à la conception du redresseur.

4.5.2 Fonctionnement en régime de fortes perturbations

4.5.2.1 Échelon de variation sur la tension DC de référence (V_{dc}^*)

La première série de tests a pour but de vérifier la rapidité des différentes boucles, et ce en variant la référence de la tension DC à respectivement 700V pour 33% de la puissance nominale et à 500V pour 100% de la puissance nominale, pendant à peu près 10 s. Ces essais ont été choisis de façon à ne pas dépasser la limite de 10A du circuit. Les deux cas sont rapportés dans **figures 4.21** et **4.22**.

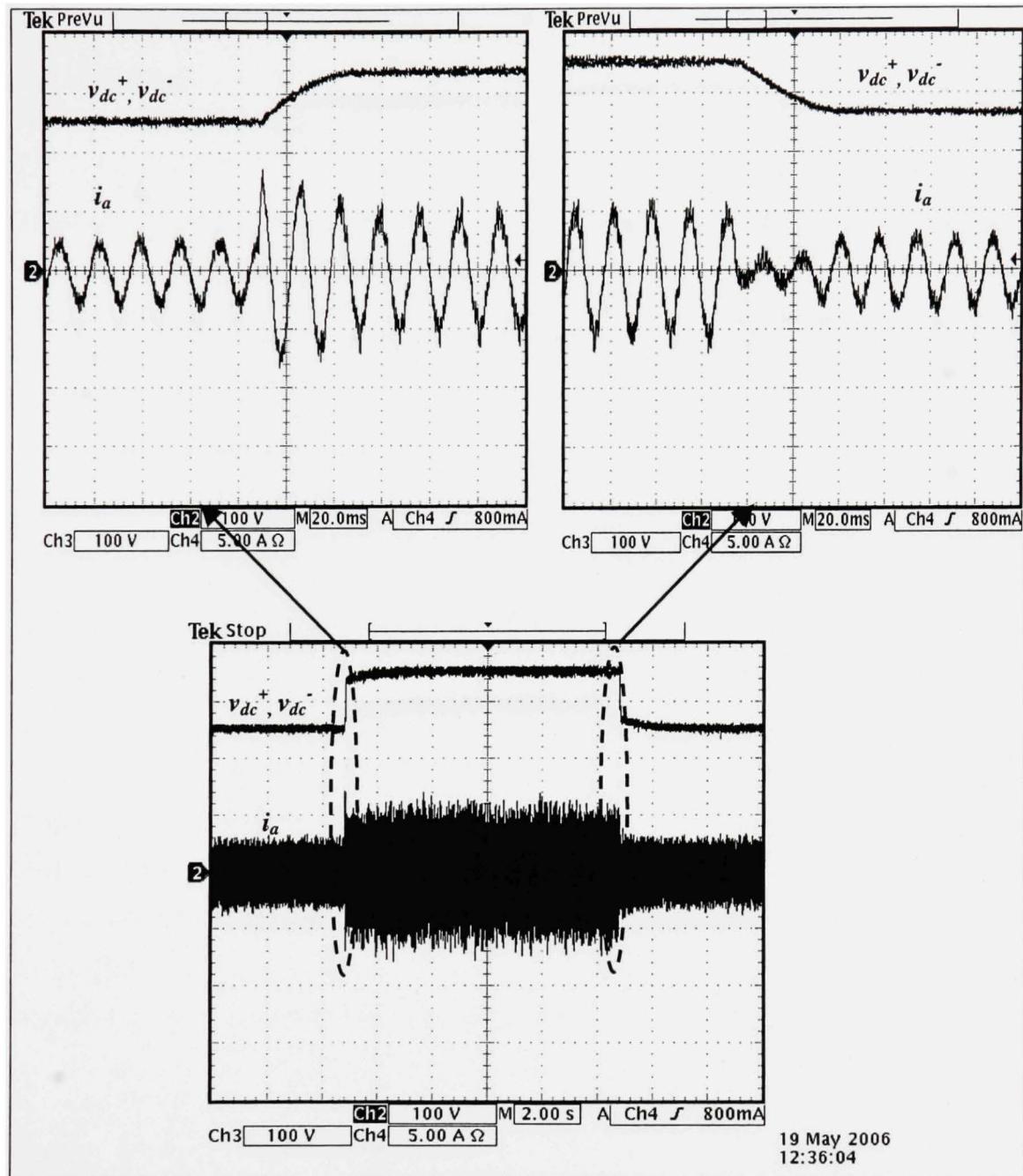


Figure 4.21 Résultats expérimentaux pour la variation de la référence de tension V_{dc}^* de 500V à 700V à 33% de la puissance nominale.

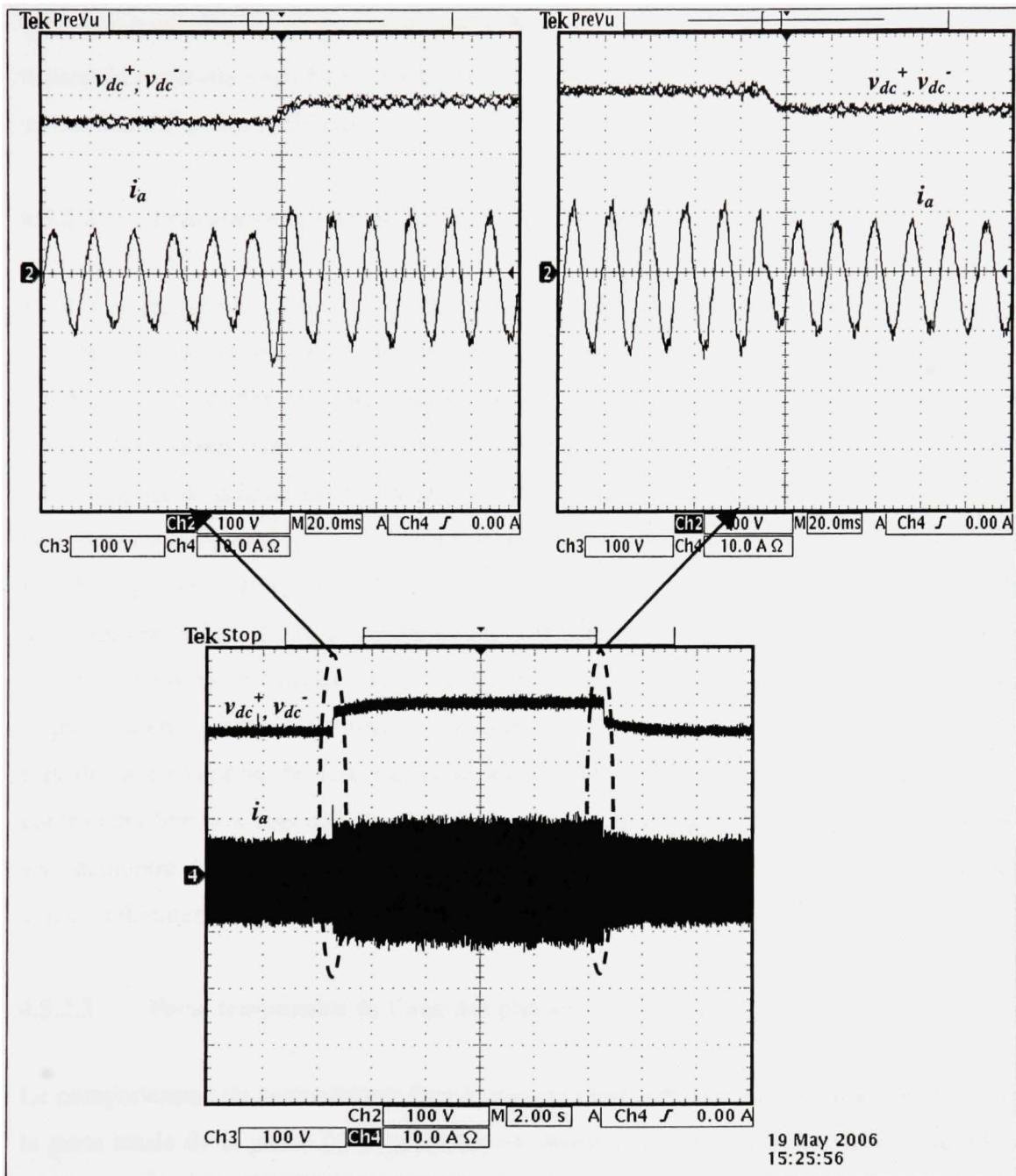


Figure 4.22 Résultats expérimentaux pour la variation de la référence de tension V_{dc}^* de 500V à 600V à 100% de la puissance nominale.

Pour les deux niveaux de puissance considérés, la réponse du système exhibe un très haut niveau de poursuite aussi bien pour les boucles de courants que de tensions, qui se stabilisent au bout de 1.5 cycles d'opération.

4.5.2.2. Échelon de variation sur la charge DC inférieure (R_{dc^-})

L'un des principaux objectifs visés par la commande du convertisseur est d'assurer la symétrie des deux bus DC, indépendamment de ses conditions d'opération. La meilleure approche pour vérifier ce critère est de montrer que le convertisseur fournit toujours deux tensions DC égales, même si les deux charges DC sont nettement différentes. Pour ce faire, on se propose de générer trois variations sur la charge DC inférieure (R_{dc^-}), pour trois niveaux de puissance différents, qui sont respectivement de 300 % $R_{dc, n}$ à 100% $R_{dc, n}$, de 200 % $R_{dc, n}$ à 100% $R_{dc, n}$, et de 100 % $R_{dc, n}$ à 50% $R_{dc, n}$. Comme on peut constater des résultats rapportés dans **figures (4.23 – 4.25)**, la symétrie reste très bien assurée quelle que soit l'intensité de la variation. Cependant, comme prévu, la réponse du convertisseur présente des dépassements importants en courants et en tensions, à cause de l'ignorance des non linéarités du système lors de la conception de la commande. Ce dernier inconvénient est commun quand des contrôleurs linéaires sont utilisés pour la commande de systèmes fortement non linéaires. Il sera démontré dans le chapitre suivant que la prise en compte de ces non linéarités améliore considérablement le régime transitoire du système.

4.5.2.3 Perte temporaire de l'une des phases

Le comportement du convertisseur face à une condition extrême de fonctionnement, à savoir la perte totale de la phase (a) pendant 6s, est étudié quand le convertisseur délivre 33% et 100% de sa puissance nominale. D'après **figures 4.26 et 4.27**, le courant dans la phase (a) s'annule, alors qu'il augmente dans les deux autres phases (b) et (c). Le bus DC est maintenu à 500V dans le premier cas (33% de la puissance nominale), alors qu'il se stabilise à 470V dans le second cas (100% de la puissance nominale), à cause de la limitation du courant à 10A dans le circuit. Comme cette valeur est en dessous de la limite minimale, donnée dans **Eq. (4), paragraphe 2.2.1**, ceci entraîne la distorsion observée sur les courants AC.

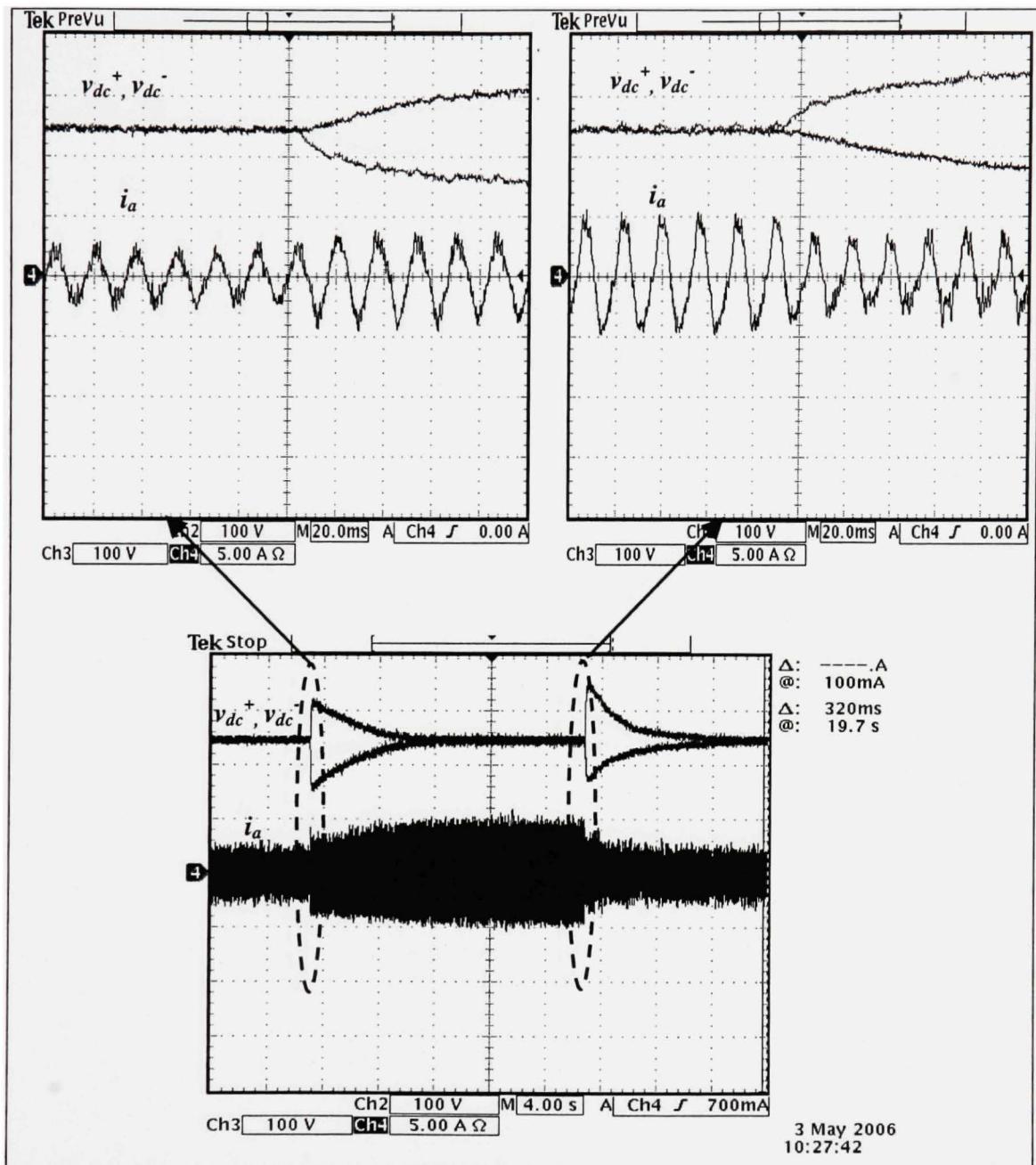


Figure 4.23 Résultats expérimentaux pour la variation de la charge R_{dc} de 300 % $R_{dc,n}$ à 100 % $R_{dc,n}$ à 33% de la puissance nominale.

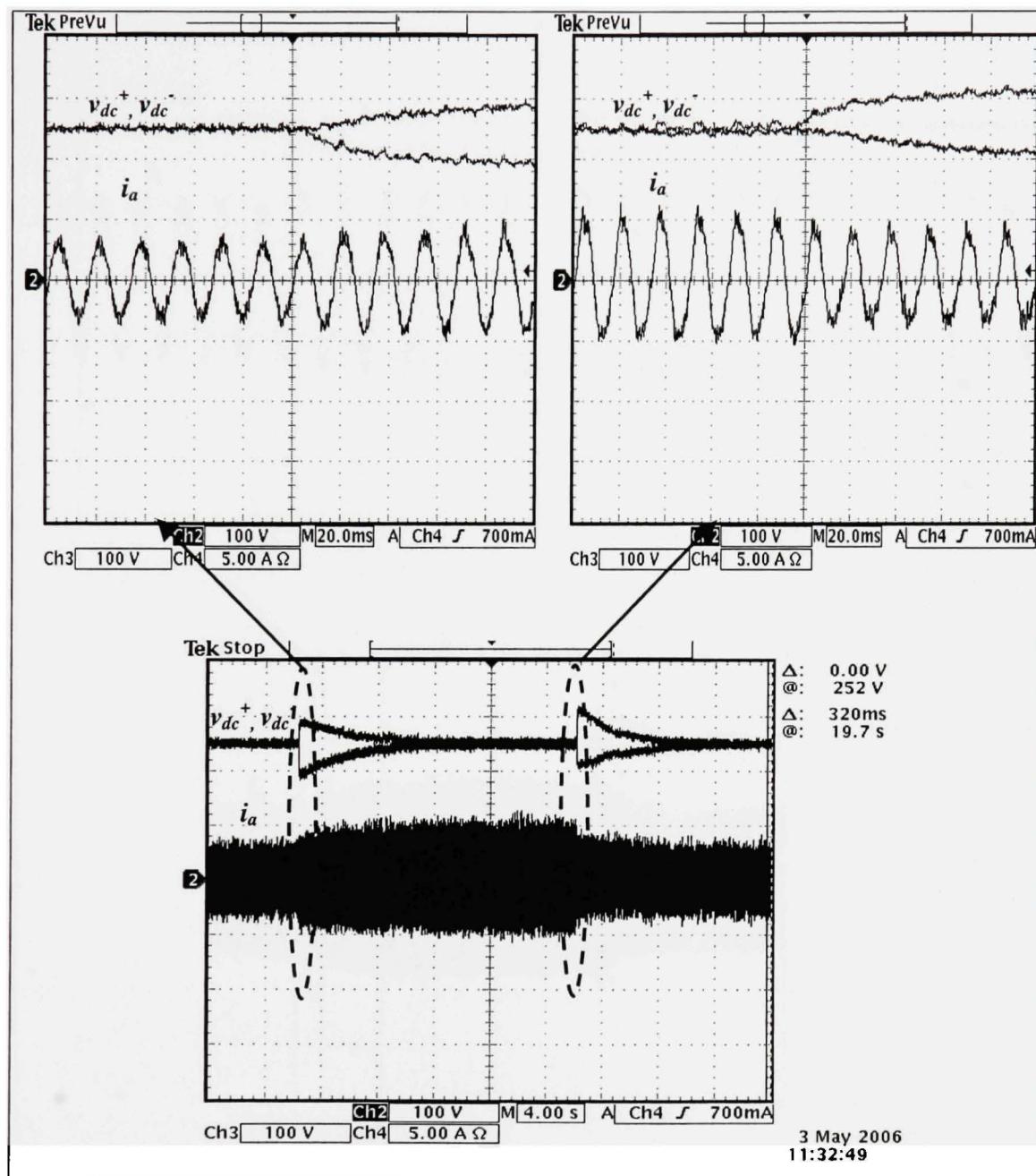


Figure 4.24 Résultats expérimentaux pour la variation de la charge R_{dc^-} de 200 % $R_{dc,n}$ à 100 % $R_{dc,n}$ à 50% de la puissance nominale.

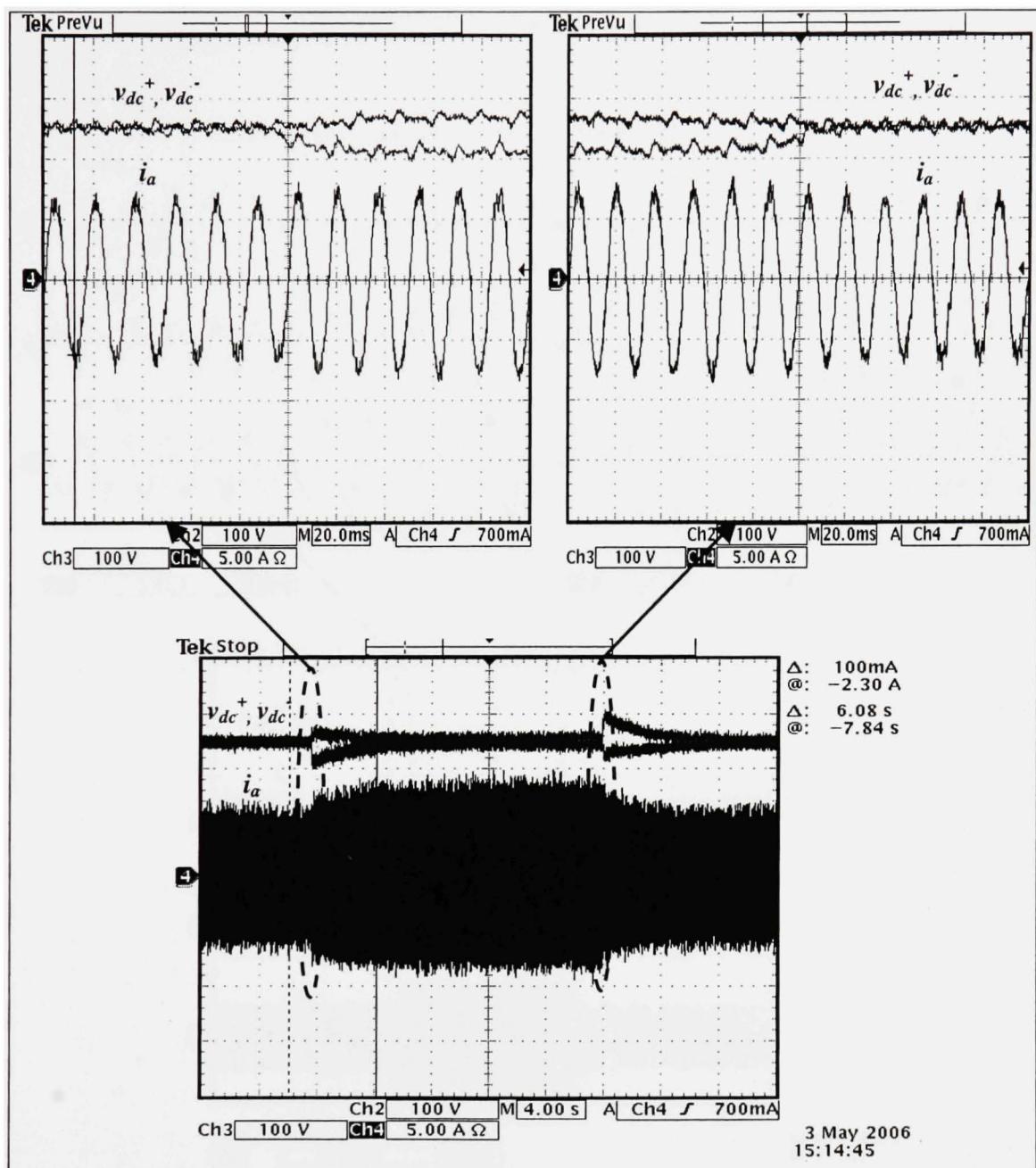


Figure 4.25 Résultats expérimentaux pour la variation de la charge R_{dc}^- de 100 % $R_{dc,n}$ à 50 % $R_{dc,n}$ à 100% de la puissance nominale.

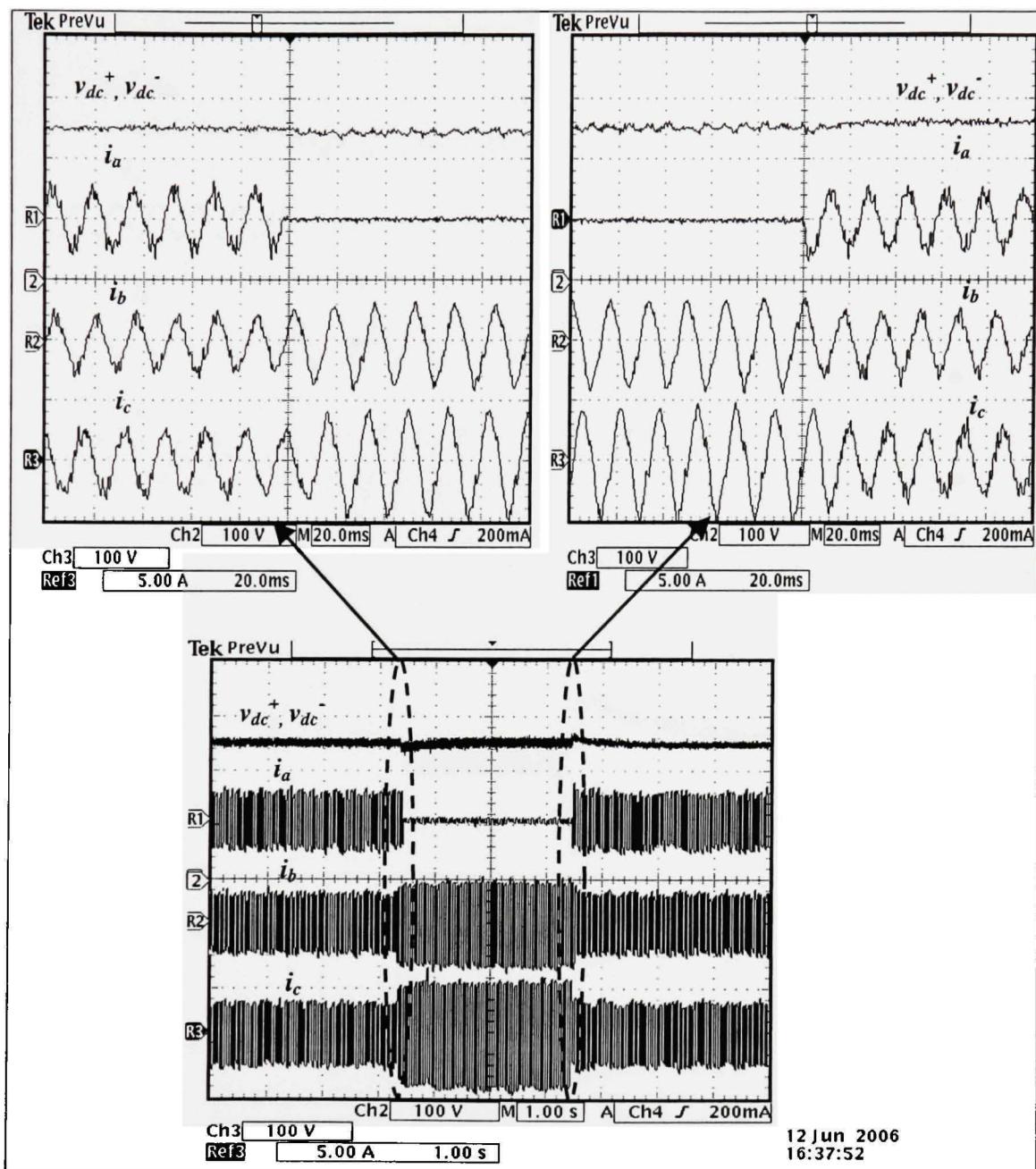


Figure 4.26 Résultats expérimentaux pour la perte de la phase (a) à 33% de la puissance nominale.

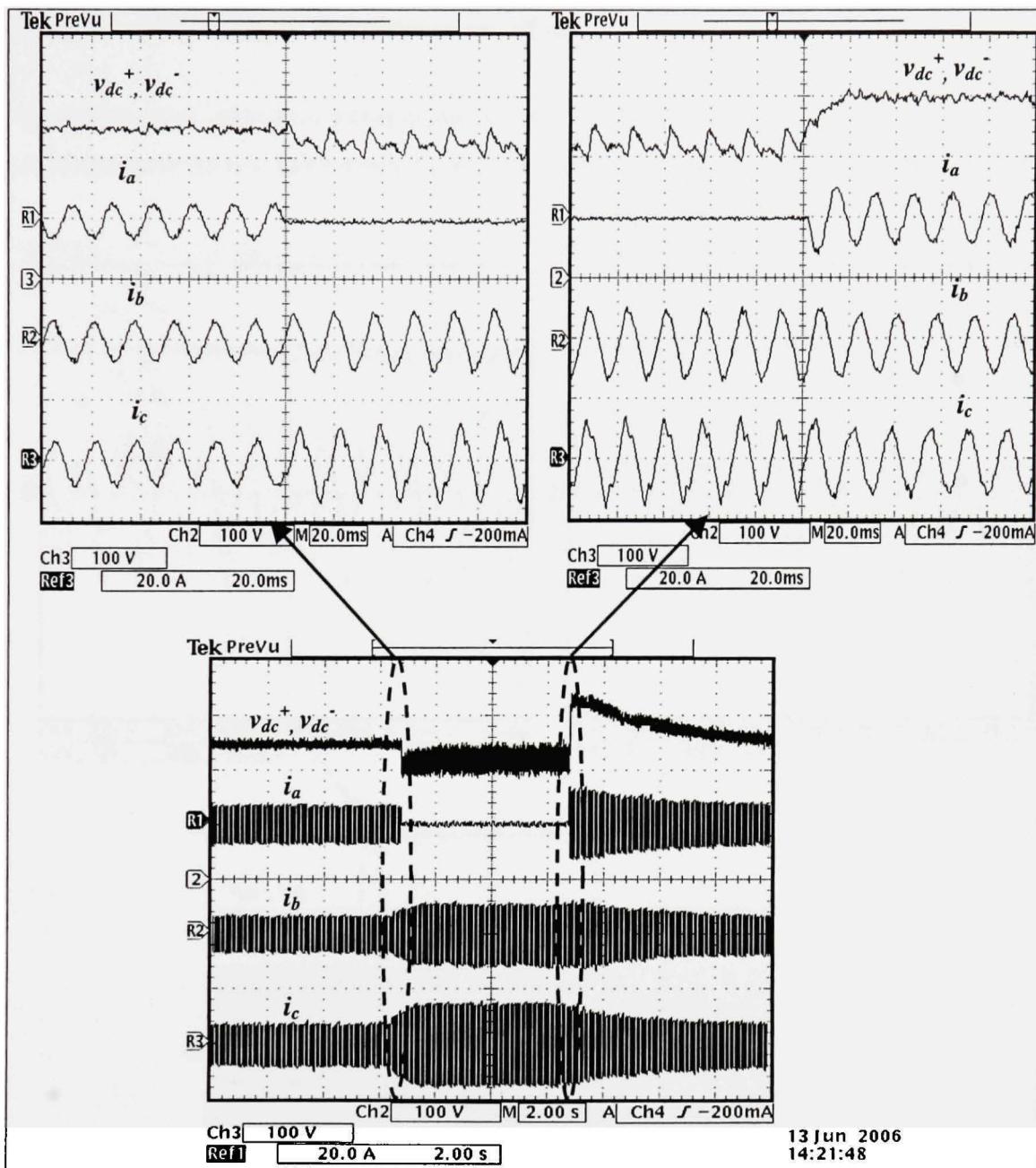


Figure 4.27 Résultats expérimentaux pour la perte de la phase (a) à 100% de la puissance nominale.

4.5.2.4 Variation de l'impédance des lignes

Le même essai que dans **paragraphe 4.4** est réalisé, c. à d. on augmente de 500% les inductances de lignes. Les formes d'ondes du convertisseur sont données dans **figure 4.28**.

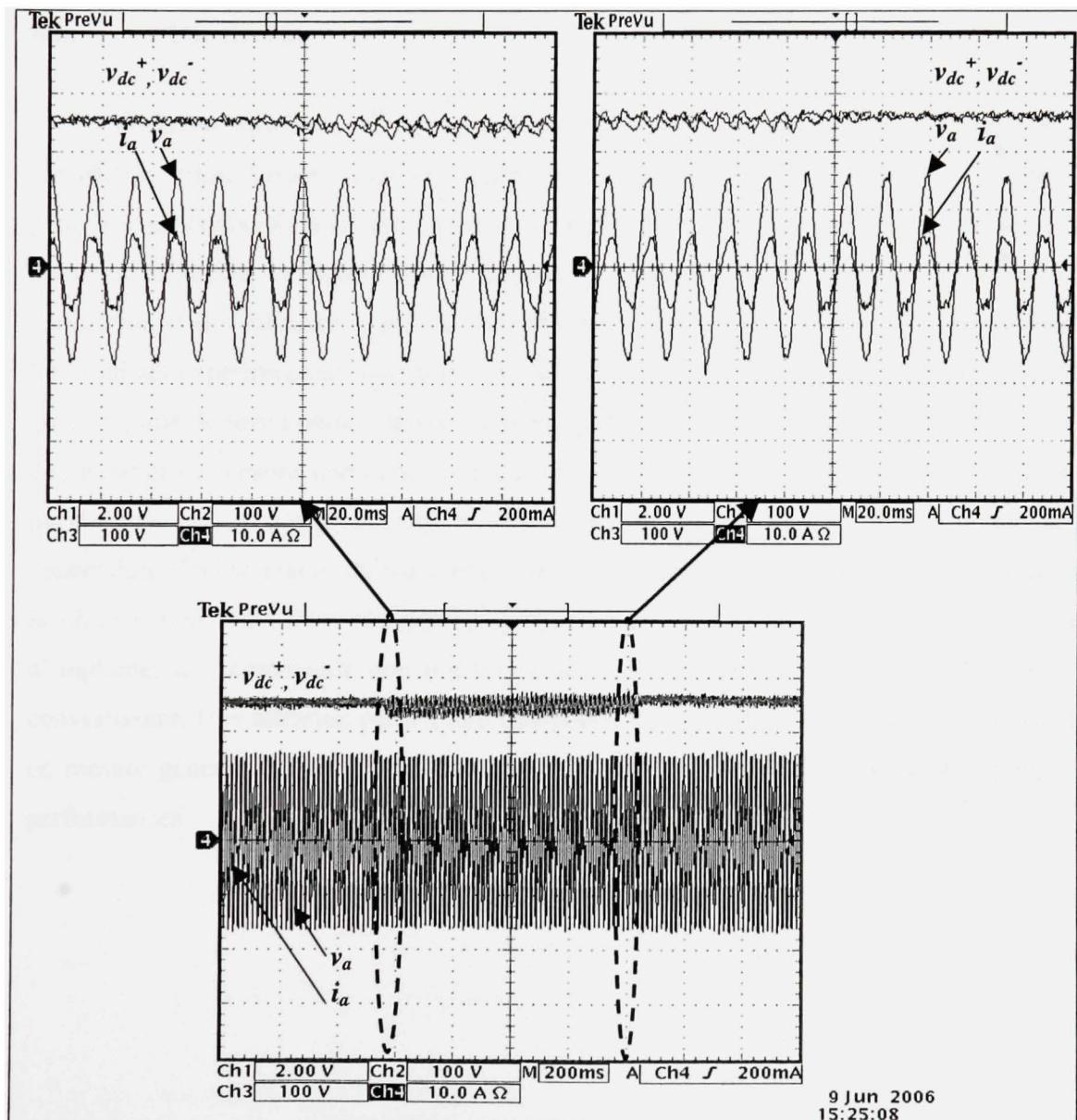


Figure 4.28 Résultats expérimentaux pour l'augmentation de 500% de l'impédance de ligne.

Un léger déphasage est observé au niveau des courants AC, dont le facteur de déplacement diminue pour les courants i_a et i_c de 1 à 0.96, alors qu'il demeure inchangé pour la phase b. D'autre part, le TDH du courant augmente à 10 %, ainsi causant une nette distorsion. Néanmoins, le bus DC demeure bien régulée à sa valeur de référence.

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a proposé une méthodologie générale de conception des contrôleurs quasi-linéaires digitaux appliqués au convertisseur de Vienne. Cette approche peut être généralisable à d'autres topologies triphasées. Par cette commande, on a visé de combiner à la fois l'efficacité des techniques de commande avancées et la simplicité de conception et d'implantation, propre aux contrôleurs linéaires conventionnels. Globalement, les résultats expérimentaux obtenus sont très satisfaisants, aussi bien en régime permanent qu'en régime de fortes perturbations. La commande proposée nécessite également des efforts de calcul et de mesure minimes, ce qui est très souhaitable en pratique. Cependant, ils ne parviennent pas à compenser les non-linéarités du convertisseur, négligées lors de la conception. Ceci se manifeste par d'importants dépassements en courants et en tensions dans le régime transitoire. Pour résoudre ce problème, on se propose, dans le chapitre suivant, d'implanter une commande non linéaire, conçue sur la base du modèle d'état moyen du convertisseur. Une attention particulière sera portée au degré de complexification en calcul et en mesure générée par cette commande non linéaire, en vue de l'amélioration espérée des performances.

CHAPITRE 5

COMMANDÉ PAR COMPENSATION DE NON-LINÉARITÉ DU REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE

Dans le chapitre précédent, une première approche de commande a été adoptée afin d'atteindre les objectifs visés en termes de niveau d'émissions harmoniques et de régulation côté DC. Cette approche a été fondée sur des approximations linéaires de la dynamique du convertisseur, qui demeurent valables dans une certaine région autour du point de fonctionnement nominal. Se référant aux critères d'évaluation des lois de commande, à savoir les performances en régimes permanent et transitoire, les efforts de calcul et de mesure, ainsi que les coûts de réalisation, on peut bien affirmer que les contrôleurs (quasi) linéaires parviennent à réaliser un certain compromis entre ces différents critères. Cependant, comme on a vu dans le chapitre précédent, ils demeurent incapables de compenser les non-linéarités inhérentes des convertisseurs, générées par le processus de commutation. Ces limitations en régime transitoire se manifestent par d'importants dépassements et de longs temps de stabilisation, particulièrement suite à de fortes déviations par rapport aux conditions de fonctionnement nominales. Afin de pallier ces limitations, on se propose, dans ce chapitre, d'adopter une technique de commande non linéaire, se basant sur le modèle larges-signaux du convertisseur. Rappelons que ce dernier a été caractérisé et expérimentalement validé avec succès dans **chapitre 3**. Cette nouvelle approche envisagée relève une question majeure quant à l'éventuelle complexification de l'implantation pratique et des efforts computationnels qu'elle va susciter.

5.1. Revue et contribution sur la commande par compensation de non linéarité proposée dans la littérature

Une approche intuitive permettant de maîtriser les non linéarités du convertisseur est celle proposée dans [88]. Elle consiste, en un premier temps, à définir une transformation adéquate des variables d'état $T(X)$, permettant d'annuler les termes non-linéaires et de

transformer le système initial en intégrateur pur. Par la suite, on applique des contrôleurs linéaires $G_c(s)$ pour stabiliser le système pré-linéarisé. Cette méthode a été intitulée “commande par compensation de non-linéarité” dans la littérature. Le principe général de cette méthode est schématisé pour un système SISO dans **figure 5.1**, avec f et h des fonctions non linéaires.

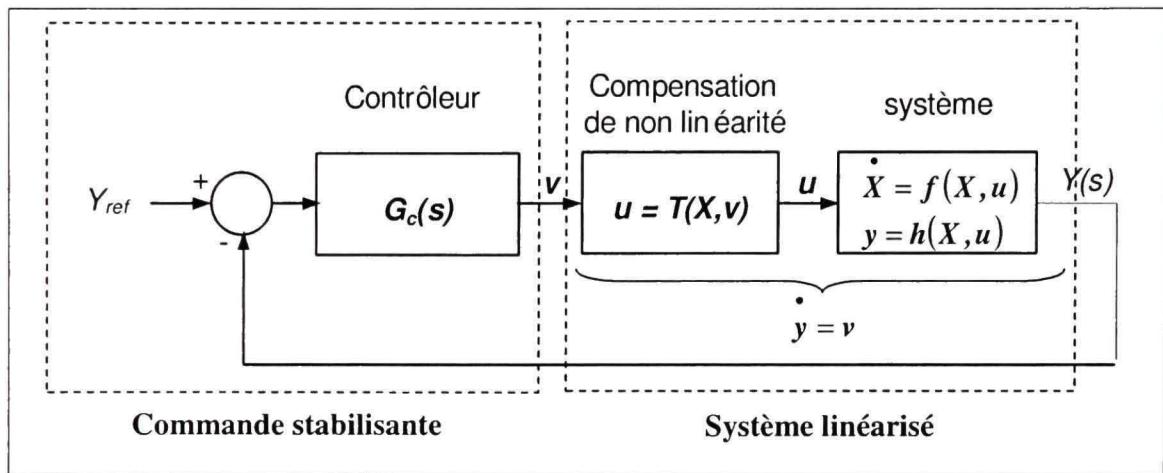


Figure 5.1 *Principe général de la commande par compensation de non-linéarité.*

Notons bien que la commande proposée dans [88] a été définie dans le domaine continu. Dans le cadre de cette thèse, on a reformulé les expressions analytiques des contrôleurs et on les a réajustées pour les boucles de tensions, afin d'améliorer la compensation de l'asymétrie des deux bus DC quand le convertisseur est sujet à de fortes perturbations. Cette amélioration sera ultérieurement mise en lumière dans la section relative aux résultats de simulation. La version discrète de la commande est par la suite déduite, pour les fins de l'implantation en temps réel moyennant la carte DS1104. Tel que précédemment mentionné, la première étape de conception de cette loi de commande consiste à définir une transformation des variables du système, permettant de linéariser ses équations d'état, définies dans le **chapitre 3, eq (3.19)**. Négligeant les éléments parasites du circuit, ces dernières peuvent être réécrites ainsi:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L} \left(v_d + L\omega_o i_q - \frac{v_{dc}}{2} d'_d \right) \\
 \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L} \left(v_q - L\omega_o i_d - \frac{v_{dc}}{2} d'_q \right) \\
 \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[\frac{3}{2} (d'_d i_d + d'_q i_q) - \alpha \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} d'_o i_d - i_{dc}^+ - i_{dc}^- \right] \\
 \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[-\frac{3}{2} \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} (d'_d i_d + d'_q i_q) + \alpha d'_o i_d - i_{dc}^+ + i_{dc}^- \right]
 \end{aligned} \tag{5.1. a – 5.1. d}$$

Puisque le nombre d'entrées du système est différent de celui des sorties, on se propose, encore une fois, de dissocier le système global en trois sous-systèmes commandés en boucles internes rapides, formés par respectivement i_d , i_q et Δv_{dc} , et un quatrième sous-système commandé dans une boucle externe lente pour la variable v_{dc} . Pour la définition du changement de variables, on considère le système (3×3) formées par les variables commandées en boucles internes. Ceci est détaillé dans le paragraphe suivant.

5.1.1 Boucles internes

Les équations (5.1.a, 5.1.b, 5.1.d) peuvent être réécrites dans la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\Delta v}_{dc} \end{bmatrix} = F(X, \theta) + G(X, \theta) d \tag{5.2}$$

Avec $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4 \ \theta_5 \ \theta_6 \ \theta_7 \ \theta_8]^T$ le vecteur des paramètres du système définis par:

$$\begin{aligned}
 \theta_1 &= v_d/L; \theta_2 = \omega_o; \theta_3 = 1/(2L); \theta_4 = v_q/L; \theta_5 = 3/(2C_{dc}); \theta_6 = \alpha/C_{dc}; \\
 \theta_7 &= -(R_{dc}^+ + R_{dc}^-)/(2C_o R_{dc}^+ R_{dc}^-); \theta_8 = -(R_{dc}^+ - R_{dc}^-)/(2C_{dc} R_{dc}^+ R_{dc}^-);
 \end{aligned}$$

$X = [i_d \quad i_q \quad v_{dc} \quad \Delta v_{dc}]^T$ étant le vecteur d'état, $d = [d'_d \quad d'_q \quad d'_o]^T$ étant le vecteur des entrées de commande et les matrices $F(\cdot)$ et $G(\cdot)$ étant définies par:

$$F(X, \theta) = \begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \\ \dot{\Delta v}_{dc} \end{pmatrix}, \quad G(X, \theta) = \begin{pmatrix} -\theta_3 X_3 & 0 & 0 \\ 0 & -\theta_3 X_3 & 0 \\ -\theta_5 \frac{X_4}{X_3} X_1 & -\theta_5 \frac{X_4}{X_3} X_2 & \theta_6 X_1 \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

Par le changement de variables, on vise obtenir des sous-systèmes de type intégrateurs purs, c'est-à-dire on cherche à définir de nouvelles entrées $v = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$ pour le système, telle que **eq. (5.4)** se transforme en:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Par suite, afin d'atteindre cette dernière forme canonique minimale, l'expression de la transformation $T(X, \theta, d)$ doit être définie par:

$$v = T(X, \theta, d) = F(X, \theta) + G(X, \theta)d \quad (5.5)$$

Ces nouvelles variables de commande v sont délivrées par des contrôleurs linéaires, définis pour les courants i_d et i_q par:

$$H_{id}(s) = \frac{G_i}{(\omega_i s + 1)}, \quad H_{iq}(s) = \frac{G_i}{(\omega_i s + 1)} \quad (5.6)$$

$$\boxed{\omega_i = 1.5915 \times 10^{-4} \text{ rad/s}, G_i = 8.8858 \times 10^5,}$$

Pour le contrôleur de Δv_{dc} , un intégrateur plus une chaîne avance de phase sont ajoutés, en comparaison avec la version originale de la commande, ce qui se traduit par la forme suivante du contrôleur:

$$H_{\Delta v}(s) = \frac{G_{\Delta v}(\omega_{\Delta v}s + 1)}{s(\omega_{\Delta v}s + 1)} \quad (5.7)$$

$$G_{\Delta v} = 2.0904 \times 10^7, \omega_{\Delta v} = 0.0033 \text{ rad/s}, \dot{\omega}_{\Delta v} = 5.2950 \times 10^{-4} \text{ rad/s},$$

Les différents paramètres sont déterminés par placement des pôles dominants en boucles fermées à ceux d'un filtre du second ordre optimal. Pour la boucle de Δv_{dc} , il est bien clair que l'application d'un contrôleur ayant la forme de $H_{\Delta v}$ implique un système de 3^{ème} ordre en boucle fermée. Le troisième pôle ($p_{\Delta v}$) doit être, alors, fixé à une valeur négative très grande égale à -1000. Les paramètres $G_{\Delta v}$, $\omega_{\Delta v}$ et $\dot{\omega}_{\Delta v}$ sont alors déduits comme suit:

$$\begin{aligned} \omega_{\Delta v} &= \frac{1}{(2\xi\omega_{o\Delta v} + p_{\Delta v})} \\ G_{\Delta v} &= \frac{p_{\Delta v}\omega_{o\Delta v}^2\omega_{\Delta v}}{K_{rv}} \\ \dot{\omega}_{\Delta v} &= \frac{(\omega_{o\Delta v}^2 + 2\xi\omega_{o\Delta v}p_{\Delta v})\omega_{\Delta v}}{G_{\Delta v}K_{rv}} \end{aligned} \quad (5.8)$$

avec: $\omega_{o\Delta v} = 200\pi \text{ rad/s.}$

Une fois les nouvelles entrées sont générées par les contrôleurs des boucles internes, les rapports cycliques d en sont déduites comme suit :

$$d = T^{-1}(X, \theta, v) = G^{-1}(X, \theta)[-F(X, \theta) + v] \quad (5.9)$$

Ce qui est équivalent à:

$$\begin{bmatrix} d_d' \\ d_q' \\ d_o' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\theta_1 + \theta_2 X_2 - v_I}{\theta_3 X_4} \\ \frac{\theta_4 - \theta_2 X_1 - v_2}{\theta_3 X_4} \\ \frac{\theta_5 X_4 \left(\frac{\theta_1 + \theta_2 X_2 - v_I}{\theta_3 X_4} \right) + \theta_5 X_2 X_4 \left(\frac{\theta_4 - \theta_2 X_1 - v_2}{\theta_3 X_4} \right) + \left(\frac{-\theta_7 X_4 - \theta_8 X_3 + v_3}{\theta_6 X_1} \right)}{\theta_6 X_3} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

5.1.2. Boucle externe

Comme les boucles internes sont conçues de façon à se stabiliser très rapidement par rapport à celle de la tension, la dynamique de la tension DC totale v_{dc} exprimée dans **Eq. 5.1.c** devient:

$$\dot{v}_{dc} = \frac{I}{C_{dc}} \left[\frac{3}{2} D_d' \hat{I}^* - i_{dc}^+ - i_{dc}^- \right] \quad (5.11)$$

Avec D_d' la valeur en régime statique de la variable d_d' . Remplaçant D_d' par son expression donnée dans **eq. (3.23.a)** du **chapitre 3**, le courant crête de référence \hat{I}^* est déduit par:

$$\hat{I}^* = \frac{C_{dc} v_{dc} v_4 + v_{dc} (i_{dc}^+ + i_{dc}^-)}{3 \sqrt{v_d^2 + v_q^2}} \quad (5.12)$$

Définissant le courant de référence ainsi permet de réduire la dynamique de la tension DC également à la forme canonique minimale, soit:

$$\dot{v}_{dc} = v_4 \quad (5.13)$$

v_4 étant le signal de commande issu du régulateur de tension $H_v(s)$, modifié également d'un simple régulateur propre dans la version originale à la forme suivante:

$$H_v(s) = \frac{G_v(\omega_v s + 1)}{s(\omega_v s + 1)} \quad (5.14)$$

$$G_v = 1.3869 \times 10^6, \omega_v = 0.0156 \text{ rad/s}, \omega_v = 0.0022 \text{ rad/s}$$

Le troisième pôle de la boucle fermée (p_v) est placé à -100 . Les paramètres G_v , ω_v et ω_v' sont alors déduits comme suit:

$$\begin{aligned} \omega_v &= \frac{1}{(2\xi\omega_{ov} + p_v)}, \\ G_v &= \frac{p_v \omega_{ov}^2 \omega_v}{K_{rv}}, \\ \omega_v' &= \frac{(\omega_{ov}^2 + 2\xi\omega_{ov} p_v) \omega_v}{G_v K_{rv}}, \end{aligned} \quad (5.15)$$

avec: $\omega_{ov} = 80 \pi \text{ rad/s}$.

Les références pour les courants i_d et i_q sont définies à partir du courant crête \hat{I}^* ainsi:

$$i_d^* = \frac{\hat{I}^*}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} v_d \quad (5.16. a)$$

$$i_q^* = \frac{\hat{I}^*}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} v_q \quad (5.16. b)$$

5.2 Formulation de la commande par compensation de non-linéarité dans le domaine discret

L'implantation en temps réel moyennant un processeur digital demande la reformulation de la commande non-linéaire préétablie dans le domaine discret. Comme pour le temps continu, la transformation des variables est basée sur une connaissance à priori du modèle d'état discret du convertisseur. Ce dernier est déduit en remplaçant les dérivées temporelles par l'incrémentation entre les valeurs future et actuelle au cours d'une période d'échantillonnage (T_s). En d'autres termes:

$$\frac{dX}{dt} \equiv \frac{[X(k+1) - X(k)]}{T_s} \quad (5.17)$$

Ceci implique le modèle d'état discret suivant pour le convertisseur:

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L} \left(v_d(k) + L\omega_o i_q(k) - \frac{v_{dc}(k)}{2} d'_d(k) \right) \quad (5.18. a)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L} \left(v_q(k) - L\omega_o i_d(k) - \frac{v_{dc}(k)}{2} d'_q(k) \right) \quad (5.18. b)$$

$$\Delta v_{dc}(k+1) = \Delta v_{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\alpha d'_o(k) i_d(k) - \frac{3}{2} \frac{\Delta v_{dc}(k)}{v_{dc}(k)} (d'_d(k) i_d(k) + d'_q(k) i_q(k)) - i_{dc}^+(k) + i_{dc}^-(k) \right] \quad (5.18. c)$$

$$v_{dc}(k+1) = v_{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\frac{3}{2} (d'_d(k) i_d(k) + d'_q(k) i_q(k)) - \alpha \frac{\Delta v_{dc}(k)}{v_{dc}(k)} d'_o(k) i_d(k) - i_{dc}^+(k) - i_{dc}^-(k) \right] \quad (5.18. d)$$

Idem que dans le domaine continu, la commande est arrangée dans une configuration de boucles multiples.

5.2.1 Boucles internes

Les équations d'état discrètes **eq. (5.18.a, 5.18.b, 5.18.d)** s'écrivent en forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \\ \Delta v_{dc}(k+1) \end{bmatrix} = F_d(X, \theta_d) + G_d(X, \theta_d)d(k) \quad (5.19)$$

Avec $\theta_d = [\theta_{1d}, \theta_{2d}, \theta_{3d}, \theta_{4d}, \theta_{5d}, \theta_{6d}, \theta_{7d}, \theta_{8d}]^T$ le vecteur des paramètres discrets du système définis par:

$$\begin{aligned} \theta_{1d} &= v_d T_s / L; \theta_{2d} = \omega_o T_s; \theta_{3d} = T_s / (2L); \theta_{4d} = v_q T_s / L; \theta_{5d} = 3 T_s / (2C_{dc}); \theta_{6d} = \alpha T_s / C_{dc}; \\ \theta_{7d} &= -T_s (R_{dc}^+ + R_{dc}^-) / (2C_o R_{dc}^+ R_{dc}^-); \theta_{8d} = -T_s (R_{dc}^+ - R_{dc}^-) / (2C_{dc} R_{dc}^+ R_{dc}^-); \end{aligned}$$

$F_d(.)$ et $G_d(.)$ étant les matrices discrètes définies par:

$$\begin{aligned} F_d(X, \theta) &= \begin{pmatrix} X_1 + \theta_{1d} + \theta_{2d} X_2 \\ X_2 + \theta_{4d} - \theta_{2d} X_1 \\ X_4 + \theta_{8d} X_3 + \theta_{7d} X_4 \end{pmatrix} \\ G_d(X, \theta) &= \begin{pmatrix} -\theta_{3d} X_3 & 0 & 0 \\ 0 & -\theta_{3d} X_3 & 0 \\ -\theta_{5d} \frac{X_4}{X_3} X_1 & -\theta_{5d} \frac{X_4}{X_3} X_2 & \theta_{6d} X_1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.20.a-5.20.b)$$

Similairement au cas continu, afin d'annuler la non linéarité du système et le transformer en trois sous-systèmes de types intégrateurs, on choisit le vecteur des rapports cycliques $d = [d_d, d_q, d_o]^T$ comme étant:

$$d(k) = T_d^{-1}(X, \theta_d, v) = G_d^{-1}(X, \theta_d) [-F_d(X, \theta_d) + v(k)] \quad (5.21)$$

Ce qui implique:

$$\begin{bmatrix} d_d'(k) \\ d_q'(k) \\ d_o'(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X_I + \theta_{ld} + \theta_{2d}X_2 - v_l}{\theta_{3d}X_4} \\ \frac{X_2 + \theta_{4d} - \theta_{2d}X_I - v_2}{\theta_{3d}X_4} \\ \frac{\theta_{5d}X_4 \left(\frac{X_I + \theta_{ld} + \theta_{2d}X_2 - v_l}{\theta_{3d}X_4} \right) + \theta_{5d}X_2X_4 \left(\frac{X_2 + \theta_{4d} - \theta_{2d}X_I - v_2}{\theta_{3d}X_4} \right) + \left(\frac{-X_4 - \theta_{7d}X_4 - \theta_{8d}X_3 + v_3}{\theta_{6d}X_I} \right)}{\theta_{6d}X_3} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

D'autre part, les commandes auxiliaires v_i doivent placer les pôles de chaque boucle de façon à obtenir les dynamiques suivantes:

$$\begin{aligned} i_d(k+1) &= a_i i_d(k-1) + b_i i_d(k) + c_i i_d^*(k) \\ i_q(k+1) &= a_i i_q(k-1) + b_i i_q(k) + c_i i_q^*(k) \\ \Delta v_{dc}(k+1) &= a_{\Delta v} \Delta v_{dc}(k-2) + b_{\Delta v} \Delta v_{dc}(k-1) + c_{\Delta v} \Delta v_{dc}(k) + d_{\Delta v} \Delta v_{dc}^*(k-1) + e_{\Delta v} \Delta v_{dc}^*(k) \end{aligned} \quad (5.23)$$

i_d^* et i_q^* sont telles que définis dans **eq. (5.16.a - 5.16.b)**, et bien évidemment pour des bus DC égaux:

$$\Delta v_{dc}^*(k) = 0 \quad (5.24)$$

Afin d'atteindre les dynamiques ciblées, les entrées auxiliaires doivent être telles que:

$$\begin{aligned} v_1(k) &= a_i i_d(k-1) + b_i i_d(k) + c_i i_d^*(k) \\ v_2(k) &= a_i i_q(k-1) + b_i i_q(k) + c_i i_q^*(k) \\ v_3(k) &= a_{\Delta v} \Delta v_{dc}(k-2) + b_{\Delta v} \Delta v_{dc}(k-1) + c_{\Delta v} \Delta v_{dc}(k) + d_{\Delta v} \Delta v_{dc}^*(k-1) + e_{\Delta v} \Delta v_{dc}^*(k) \end{aligned} \quad (5.25)$$

$a_i = 9.5677e-007; b_i = 0.0016; c_i = 0.9984$

$$a_{\Delta v} = -6.4097, b_{\Delta v} = 0.9905, c_{\Delta v} = -0.8001, d_{\Delta v} = 3.6098, e_{\Delta v} = 3.6096.$$

Les paramètres a_x, b_x, c_x, d_x et e_x , $x = \{i, \Delta v\}$, sont déduits des paramètres des contrôleurs continus, définis dans **eq. (5.7 – 5.8)**, par les formules analytiques spécifiées dans **Annexe VII**. T_s est donnée dans le paragraphe des résultats expérimentaux. Le taux d'amortissement ξ est optimal, c'est-à-dire égal à 0.707.

5.2.2 Boucle externe

Également en se basant sur l'hypothèse de boucles internes plus rapides, la dynamique de la tension DC en temps discret, donnée par **eq. (5.18.c)**, devient équivalente à:

$$v_{dc}(k+1) = v_{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\frac{3}{v_{dc}(k)} \hat{V} \hat{I}^*(k) - i_{dc}^+(k) - i_{dc}^-(k) \right] \quad (5.26)$$

$$\hat{V} = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$$

Quand toutes les variables commandées en boucles internes se stabilisent, la boucle de tension devient similaire à un système SISO dont \hat{I}^* est l'entrée est v_{dc} est la sortie. La non-linéarité existante dans **eq. (5.26)** peut alors être annulée en générant le courant de référence \hat{I}^* comme suit:

$$\hat{I}^*(k) = \frac{C_{dc} v_{dc}(k) v_4(k) + v_{dc}(k) (i_{dc}^+(k) + i_{dc}^-(k))}{3 \sqrt{v_d^2(k) + v_q^2(k)}} \quad (5.27)$$

Ceci transforme **eq. (5.26)** dans la forme canonique minimale suivante:

$$v_{dc}(k+1) = v_{dc}(k) + T_s v_4(k) \Leftrightarrow \frac{v_{dc}(k)}{v_4(k)} = \frac{T_s}{(z-1)} \quad (5.28)$$

Le signal v_4 est donné par un régulateur:

$$H_v(z) = \frac{K_v(z + a_v)}{(z - 1)(z + z_v)} \quad (5.29)$$

$$z_v = 2.8001, k_v = 2.3140 \times 10^6, a_v = 0.9999.$$

L'implantation de la commande proposée au convertisseur est schématisée par le schéma bloc de **figure 5.2**.

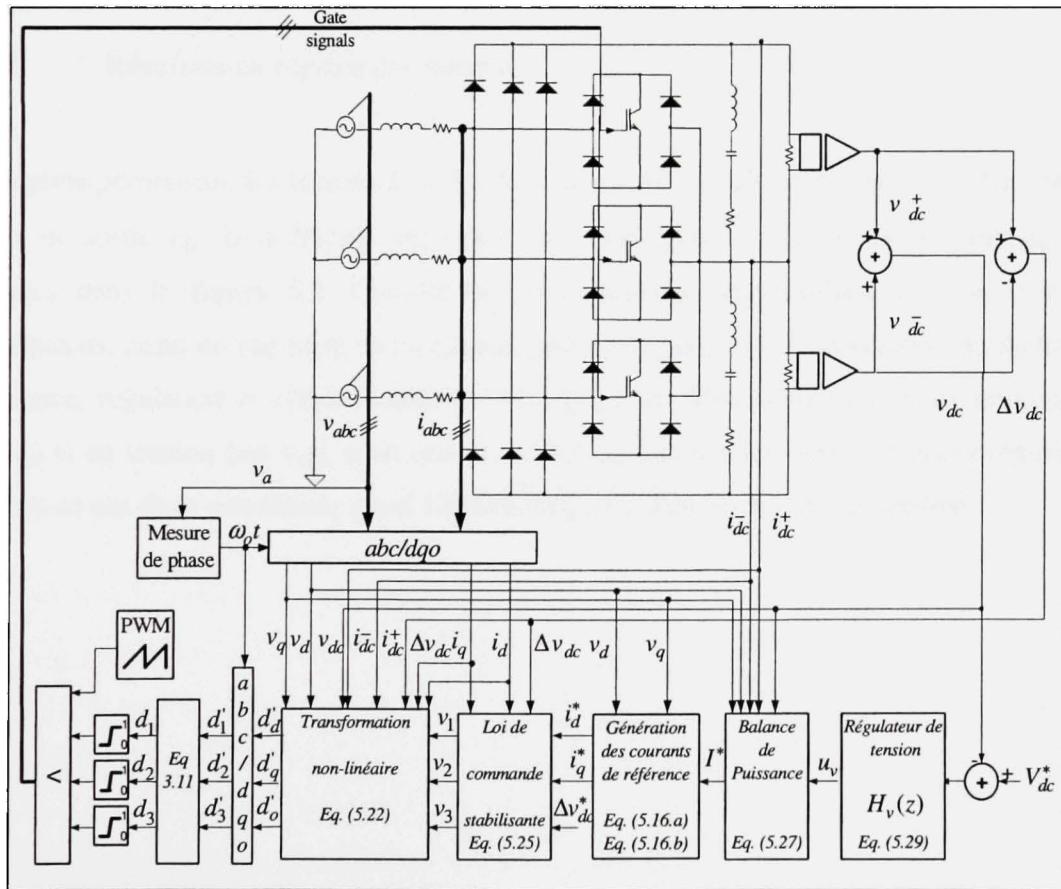


Figure 5.2 Schéma bloc de l'implantation de la commande non-linéaire proposée.

5.3. Résultats de simulation

Le but principal de cette partie est de mettre l'accent sur l'amélioration apportée sur les résultats, particulièrement en régime de fortes perturbations, en reprenant les mêmes essais que ceux élaborés dans [88]. Notons bien que pour la validation expérimentale, ces tests ne seront pas repris intégralement, mais seront adaptés à la limite en courant du prototype expérimental. La version discrète de la loi de commande, précédemment détaillée dans le **paragraphe 5.2** est implantée sur la carte DS1104 avec deux pas d'échantillonnages T_s et T_{s2} de $39\mu\text{s}$ et $156\mu\text{s}$ respectivement pour la MLI et l'acquisition des signaux analogiques nécessaires au traitement numérique de l'algorithme.

5.3.1. Résultats en régime permanent

En régime permanent, les formes d'ondes du courant AC i_a , la tension AC v_a , la tension DC totale de sortie v_{dc} , la différence entre les deux bus partiels Δv_{dc} et les courants i_{dq} sont données dans la **figure 5.3**. Comme on peut constater, les résultats obtenus sont très satisfaisants, point de vue mise en forme sinusoïdale du courant AC, correction du facteur de puissance, régulation et symétrie côté DC. De plus, les dépassements initiaux en courants (sur i_d) et en tension (sur v_{dc}), ainsi que les temps de stabilisation sont nettement réduits par rapport au cas de la commande quasi-linéaire proposée dans le chapitre précédent.

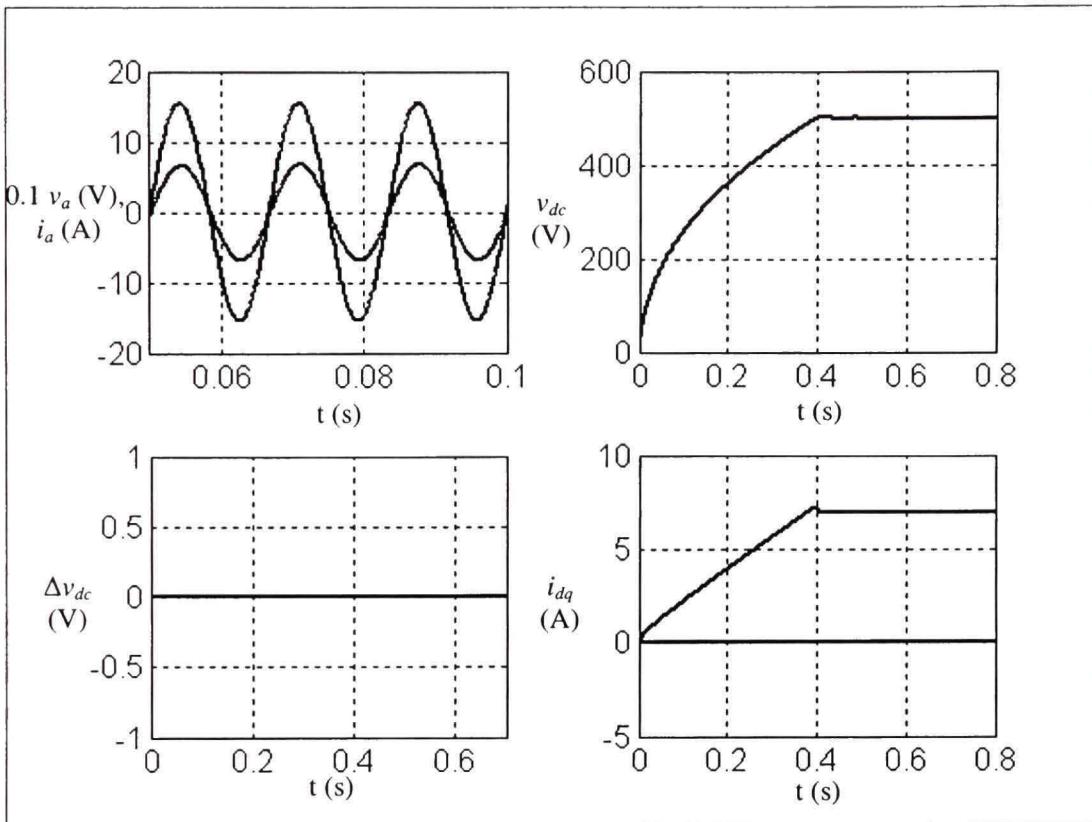


Figure 5.3 Résultats de simulation de la commande non-linéaire en régime permanent à puissance nominale.

5.3.2 Résultats pour le court-circuit des tensions triphasées d'alimentation

La réponse du système face au court-circuit des trois phases d'alimentation simultanément pour une durée de 0.1s est rapportée dans **figure 5.4**. Contrairement aux contrôleurs proposés dans la littérature, la tension DC ne s'annule pas aux bornes de la charge durant la coupure momentanée de l'alimentation. À la fin de la perturbation, les courants circulent de nouveau dans le circuit et se stabilisent à leurs valeurs nominales au bout de 2 cycles de fonctionnement. De plus, le dépassement sur le bus DC de sortie est moindre, comparé à la réponse obtenue dans [88].

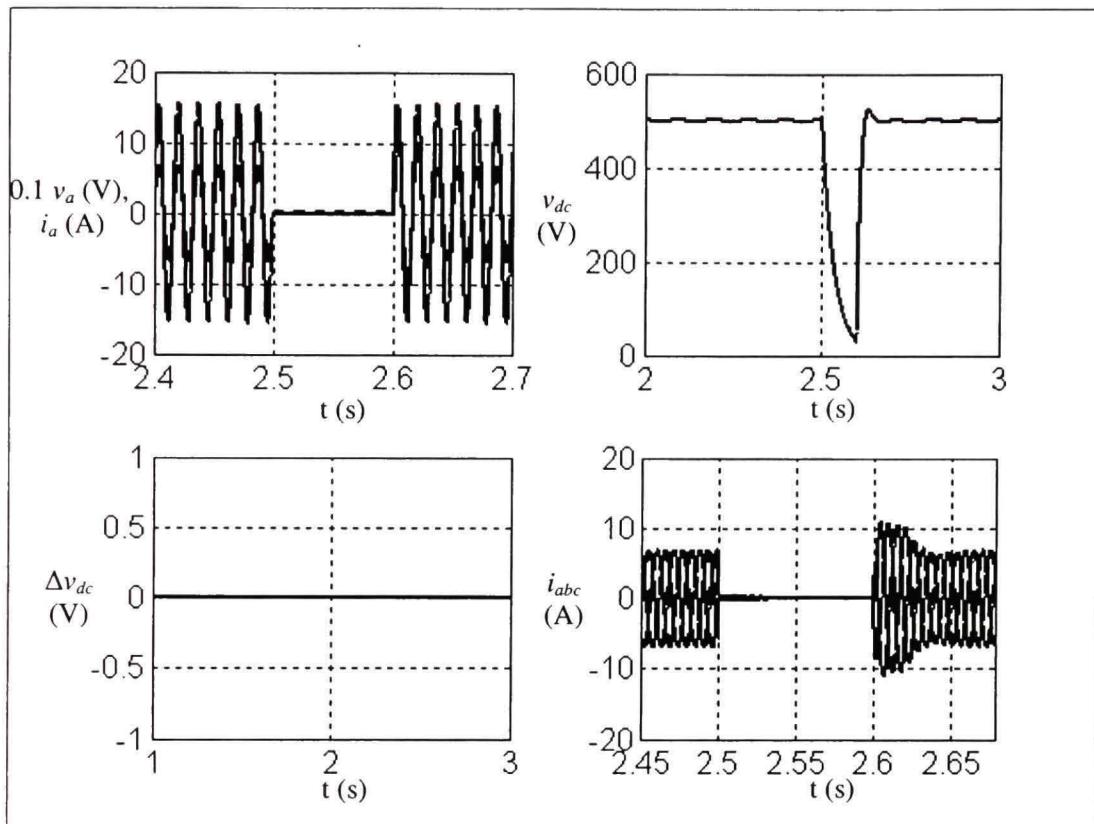


Figure 5.4 Résultats de simulation de la commande non-linéaire en cas de court-circuit triphasé.

5.3.3 Résultats pour une surtension de 200% de l'alimentation triphasée

Le cas d'une crête de 200% sur les tensions sources est également traité en simulations. Comme on peut constater dans **figure 5.5**, les courants s'ajustent à la nouvelle valeur au bout d'un demi-cycle. Le bus DC affiche un léger dépassement de 1.5%, avant de stabiliser rapidement à sa référence. Dans cet essai également, la réponse du système est améliorée, point de vue temps de stabilisation et dépassement, avec l'ajout des intégrateurs sur les contrôleurs de tensions DC.

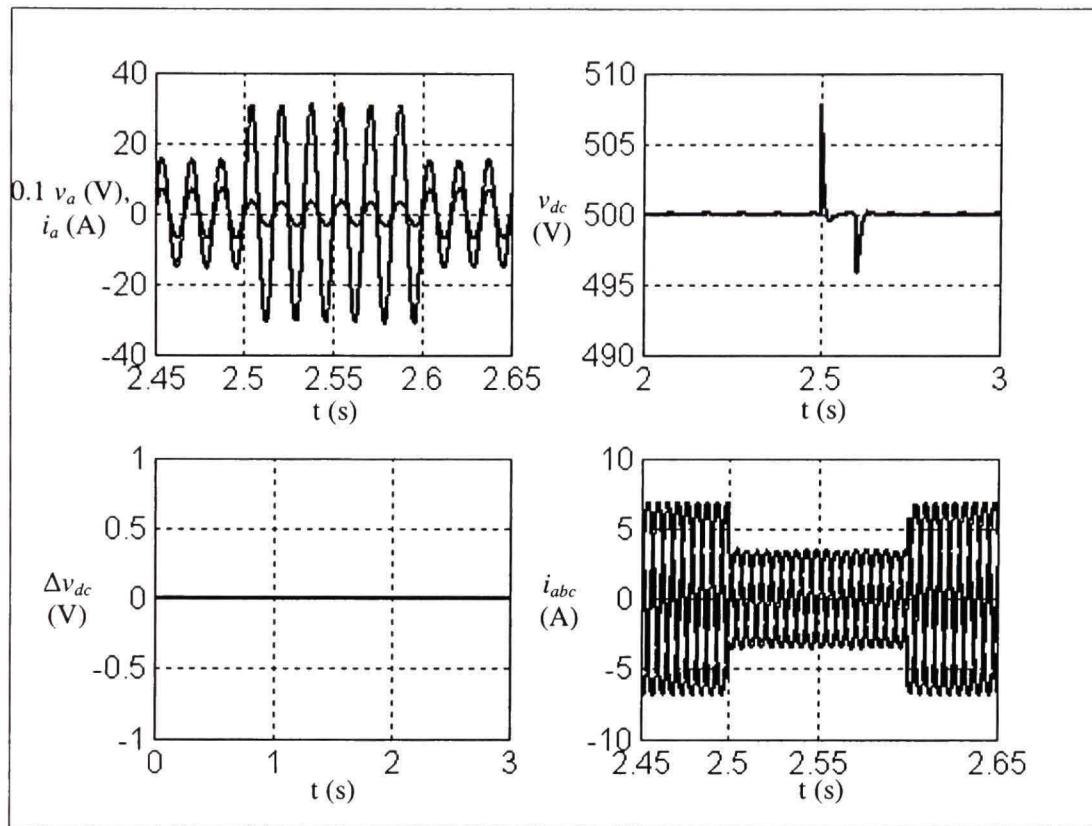


Figure 5.5 Résultats de simulation de la commande non-linéaire en cas de surtension de 200% sur l'alimentation triphasée.

5.3.4 Résultats pour une sous tension de 50% de l'alimentation triphasée

Un autre cas de disfonctionnement côté réseau est également considéré, et consiste en un creux de 50% sur les tensions d'alimentation. En absence des intégrateurs, le bus DC de sortie affiche une erreur statique de 6V et une sous tension de 60V au cours de la perturbation [88]. Cependant, l'ajout des intégrateurs permet de réduire la sous tension à 20V et d'éliminer totalement l'erreur statique sur le bus DC, tel qu'indiqué par **figure 5.6**. D'autre part, les courants AC s'ajustent aux valeurs, dictées par la conservation de puissance, au bout d'un cycle de fonctionnement.

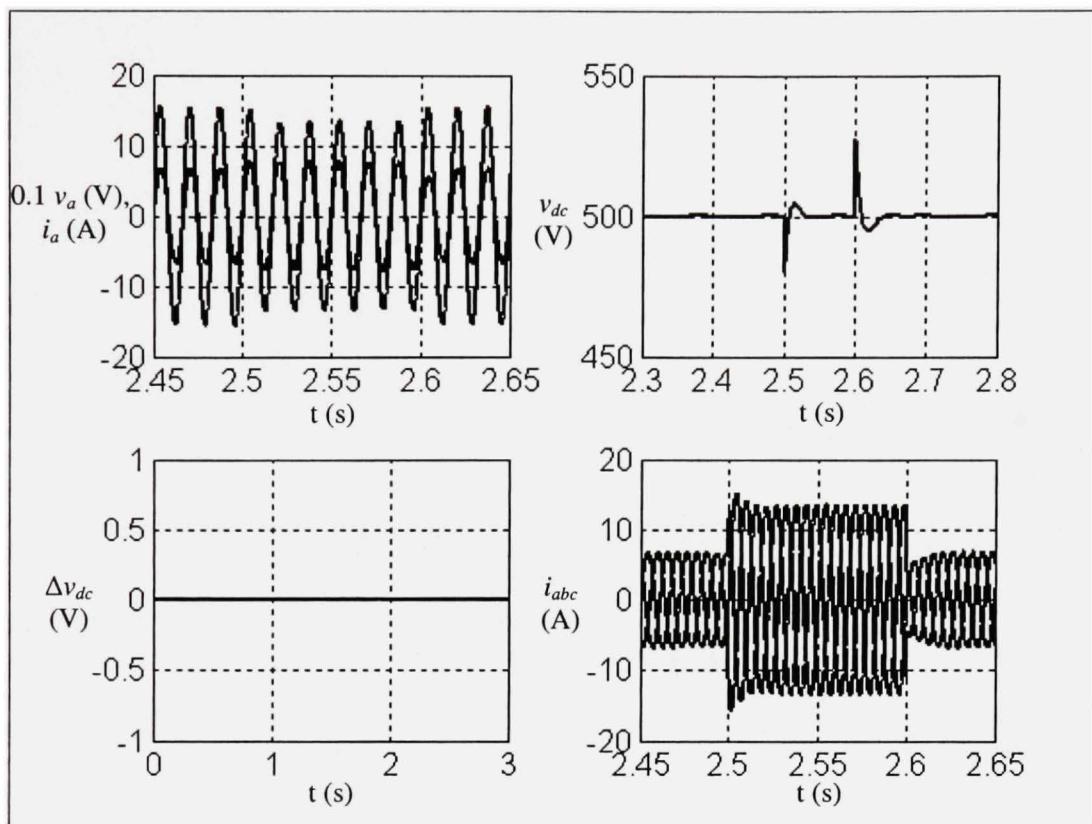


Figure 5.6 Résultats de simulation de la commande non-linéaire en cas de sous-tension de 50% sur l'alimentation triphasée.

5.3.5 Résultats pour une variation de 70% sur la tension DC de référence

On se propose dans cet essai dynamique de réduire de 70% la référence de tension DC. Comme l'indique **figure 5.7**, la réponse du bus DC est presque carrée, ce qui veut dire qu'elle est assez rapide. Dans ce cas également, le temps de réponse a été nettement amélioré avec la nouvelle version des contrôleurs de tensions. D'autre part, les courants sont réduits au nouveau niveau de puissance demandé par la charge, et ce au cours d'un cycle de fonctionnement.

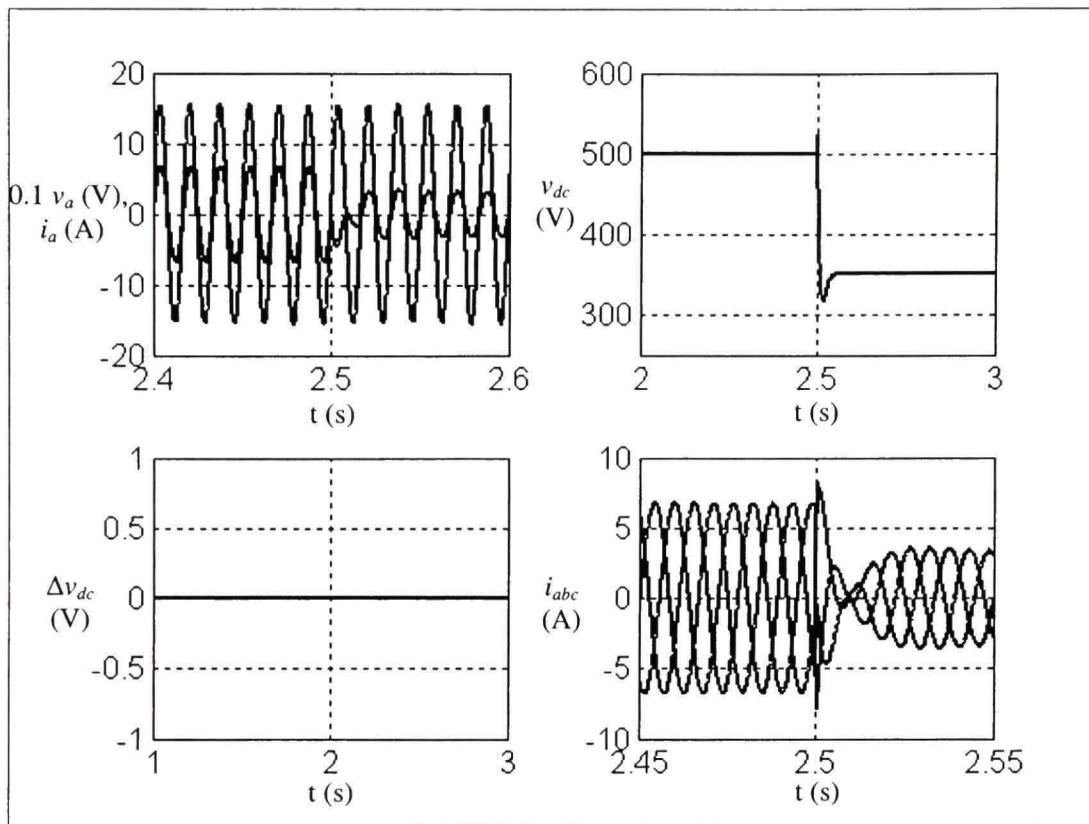


Figure 5.7 Résultats de simulation de la commande non-linéaire pour une variation de 70% de la tension DC de référence V_{dc}^*

5.3.6 Résultats pour une asymétrie de 12.5% de la charge inférieure

L'effet de l'asymétrie des deux charges DC sur les performances du convertisseur est étudié dans ce paragraphe. Un niveau critique de déséquilibre, correspondant à une diminution de la charge inférieure à 12.5% de sa valeur nominale est alors considéré. Comme on peut constater dans **figure 5.8**, la symétrie entre les deux bus DC demeure toujours conservée malgré la sévérité de la perturbation. De plus, l'erreur statique, observée sur le bus DC en absence des intégrateurs, est totalement éliminée. Côté AC, le temps de stabilisation des courants est estimé à la moitié d'un cycle.

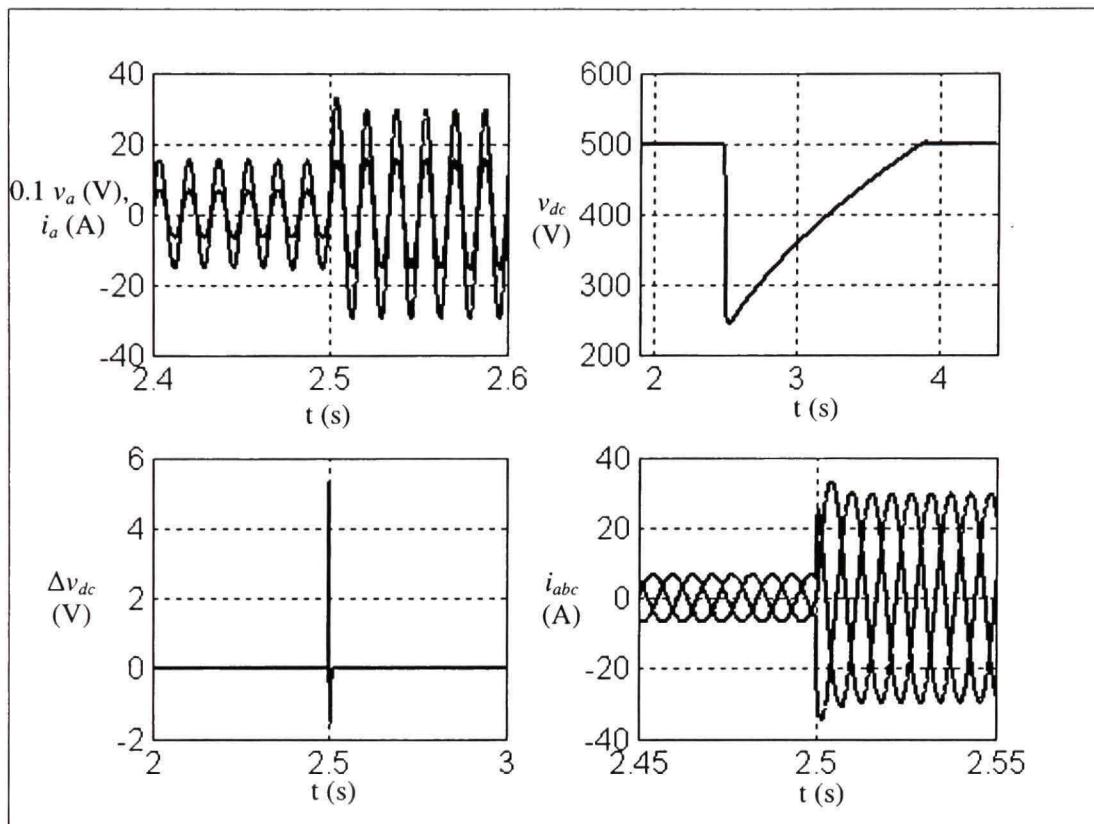


Figure 5.8 Résultats de simulation de la commande non-linéaire pour une variation de 12.5% de la charge de niveau inférieur R_{dc} .

5.3.7 Résultats pour une asymétrie de 12.5% de la charge inférieure accompagnée d'une sous-tension de 50% des trois phases du réseau

Un autre cas très intéressant à étudier, ayant été également considéré dans [88], et celui d'une asymétrie très accentuée des deux charges DC, accompagnée d'un creux de 50% sur les trois phases simultanément. Ce test est la meilleure preuve de la robustesse des contrôleurs proposés dans ce chapitre, puisqu'ils permettent au convertisseur de retrouver, suite à la perturbation, un fonctionnement à facteur de puissance unitaire sur les trois phases, tout en conservant un équilibre parfait des deux bus DC partiels, comme le montre **figure 5.9**.

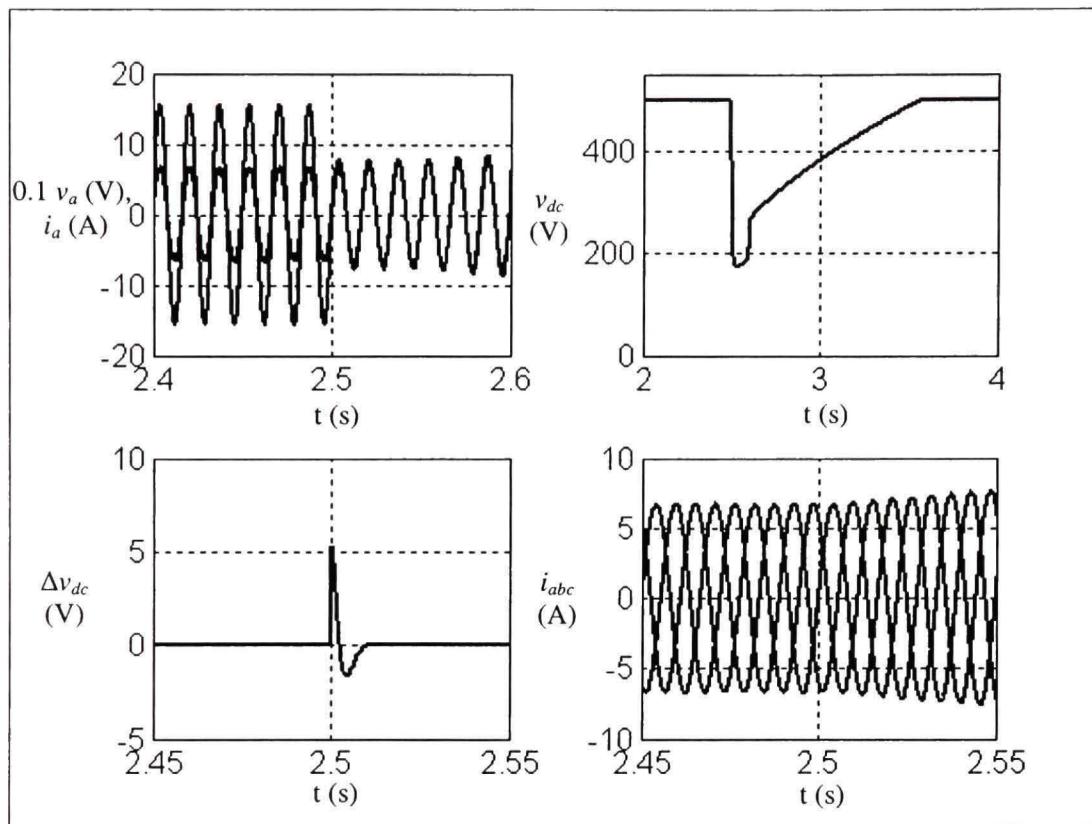


Figure 5.9 Résultats de simulation de la commande non-linéaire pour une variation de 12.5% de la charge R_{dc} , accompagnée d'une sous-tension triphasée.

5.4. Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe, la loi de commande non linéaire est testée en temps réel sur le prototype expérimental de 1.5 kW, tel que précédemment schématisé par **figure 5.2**. Tout comme les simulations en temps discret décrites dans le paragraphe précédent, le mode multi tâches est choisi avec deux pas d'échantillonnages T_s et T_{s2} de 39 μ s et 156 μ s, respectivement pour la MLI et le reste des tâches de l'algorithme (acquisition des variables, commande et protection contre les surintensités). Les résultats obtenus sont analysés dans les paragraphes suivants pour différentes conditions d'opération. Notons bien qu'au moment du relèvement de ces mesures, le TDH de la tension du réseau est évalué à 8%. Par suite, le contenu harmonique de la tension source est plus élevé que celui donné dans **Tableau 3.1**.

5.4.1. Fonctionnement en régime permanent

Dans des conditions de fonctionnement nominales, le courant et la tension de la phase (a), les tensions DC partielles, ainsi que le spectre du courant (i_a) sont donnés dans **figure 5.10**.

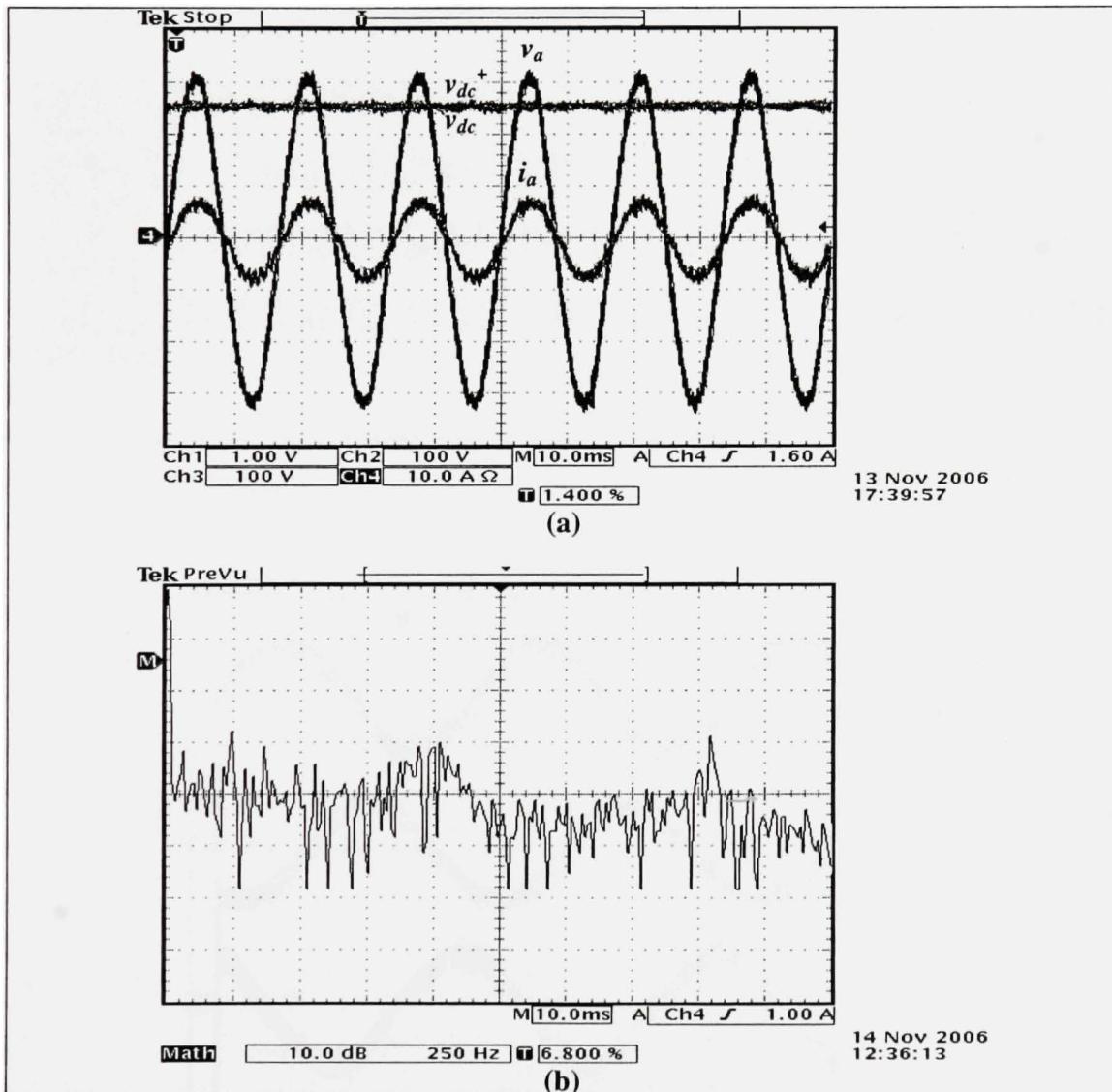


Figure 5.10 Résultats expérimentaux en régime permanent à puissance nominale,
(a): Courant et tension AC, tensions DC;
(b): Spectre harmonique de i_a .
Échelle: 250 Hz/div (horizontal); 10 dB/div (vertical)

Le contenu harmonique du courant AC est détaillé dans **tableau 5.1**. On peut bien noter la prédominance de la fondamentale par rapport aux autres composantes fréquentielles et l'atténuation considérable des harmoniques d'ordre supérieur.

Tableau 5.1

Contenu harmonique détaillé du courant AC sur la première phase ($I_{I,rms} = 4.6A$)

h	1	2	3	4	5	6	7	8
$I_h/I_1 (\%)$	99.8	1.2	1.3	0.8	3.2	0.6	3.2	0.3
h	9	10	11	12	13	14	15	16
$I_h/I_1 (\%)$	1.2	0.2	0.9	0.8	0.4	0.7	1.9	2.2
h	17	18	19	20	21	22	23	24
$I_h/I_1 (\%)$	1	4.4	0.6	1.6	0.4	0.3	0.6	0.1
h	25	26	27	28	29	30	31	
$I_h/I_1 (\%)$	0.1	0.5	0.4	0.1	0.5	0.2	0.9	

Les courants sur les trois phases sont rapportés dans **figure 5.11**, et sont bien équilibrés en amplitude et en phase.

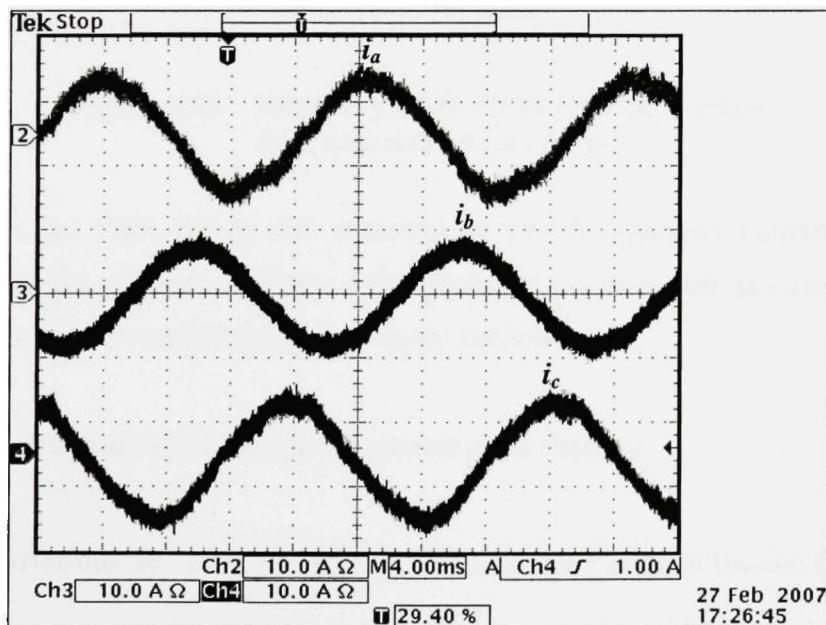


Figure 5.11 Courants triphasés i_a , i_b et i_c .

L'analyseur harmonique affiche un faible TDH de 6.2%, un FP de 0.98 et un FDP unitaire. En faisant varier la puissance des charges DC, ces trois critères suivent l'allure des courbes données dans **figure 5.12**.

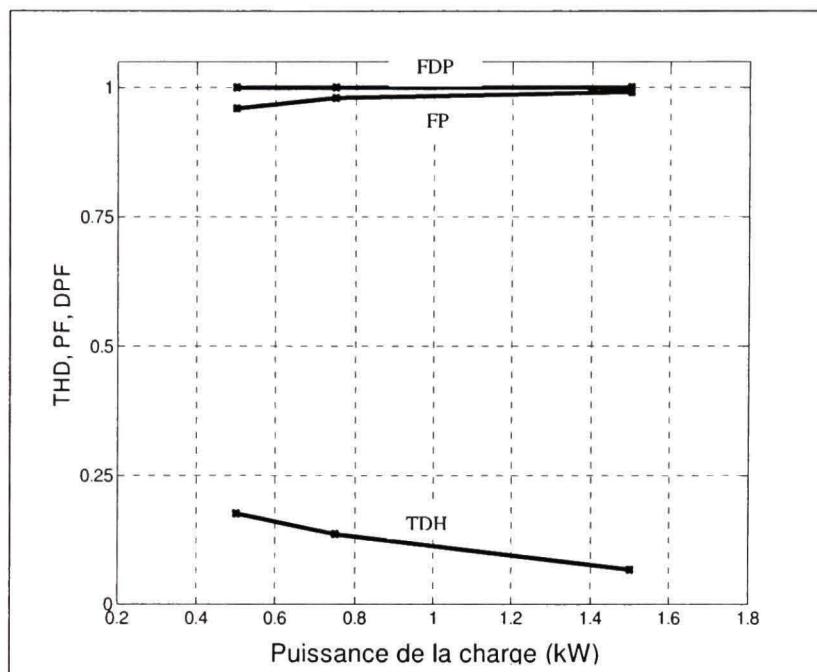


Figure 5.12 Allure des TDH, FP et FDP en fonction de la puissance de la charge.

Tel que prévu, les TDH, FP et FDP s'améliorent plus la puissance délivrée à la charge augmente. Par suite, on peut s'attendre à des performances en régime permanent nettement meilleures pour des convertisseurs de plus hautes puissances.

5.4.2. Fonctionnement en régime de fortes perturbations

5.4.2.1. Variations de +20% et -50% sur la référence V_{dc}^* de la tension DC

Pour les essais dynamiques, il est toujours intéressant de tester les caractéristiques de la commande en termes de poursuite. Pour ce faire, on se propose de faire varier la référence

V_{dc}^* de 500V, à respectivement 600V et 250V. Les réponses du convertisseur pour les deux cas sont données respectivement dans **figure 5.13** et **figure 5.14**.

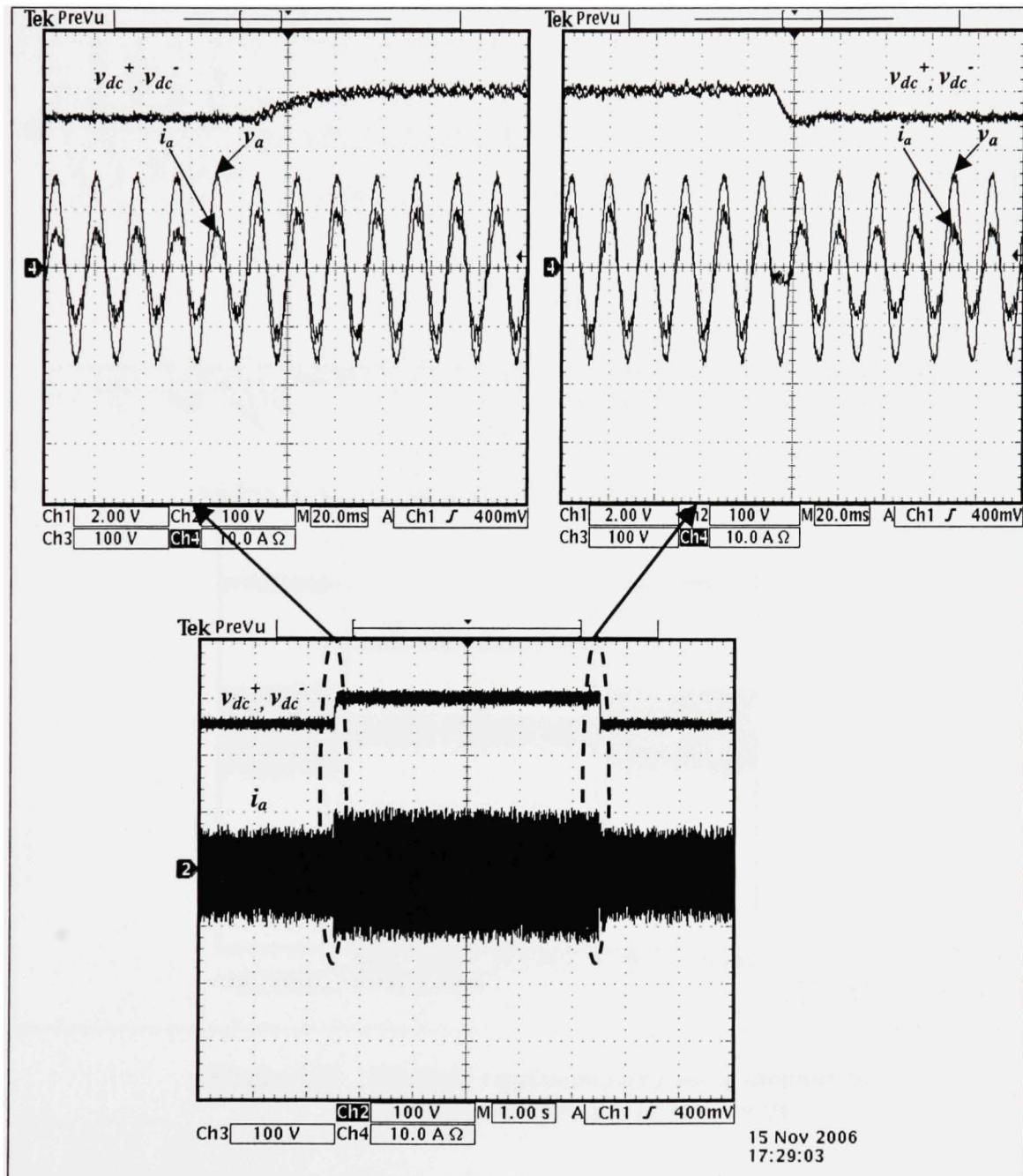


Figure 5.11 Résultats expérimentaux pour l'augmentation de 20% de la référence de tension DC.

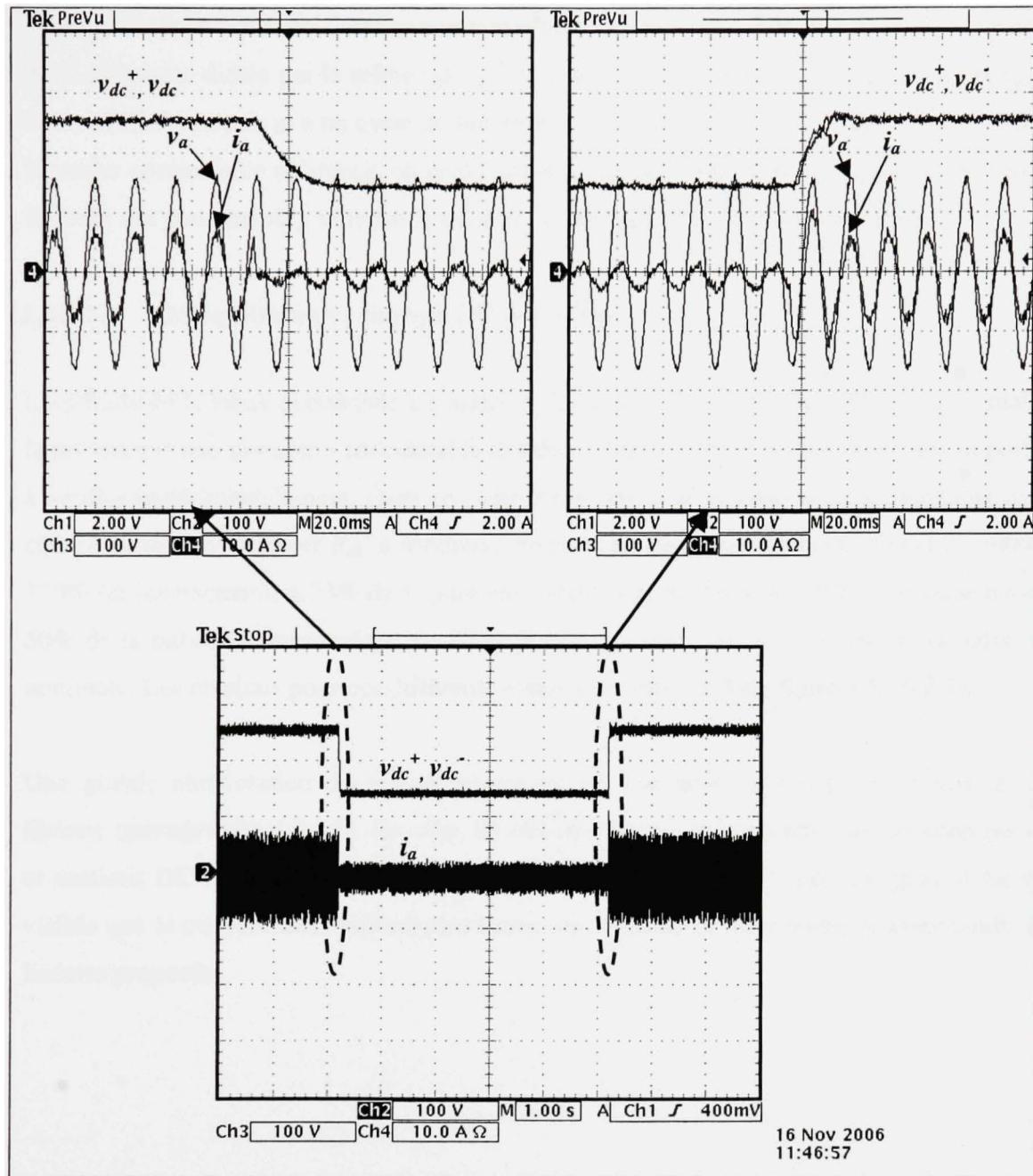


Figure 5.12 Résultats expérimentaux pour la diminution de 50% de la référence de tension DC.

Comme on peut constater, le convertisseur répond au bout de délais très brefs à la variation de la puissance dictée par la référence V_{dc}^* . Ces temps de réponse sont respectivement égaux à la moitié d'un cycle et à un cycle de fonctionnement. Dans le cas de la diminution à 50% de la valeur nominale de référence, on peut bien observer une dégradation notable sur les formes d'ondes des courants AC, puisque la tension DC est en dehors du rang admissible.

5.4.2.2. Déséquilibre des charges DC partielles

L'aptitude de la loi de commande à conserver l'égalité entre les deux bus DC partiels, malgré la présence d'une asymétrie considérable des deux charges DC, reste un critère très important à vérifier expérimentalement. Dans ce cadre, on se propose de générer trois variations sur la charge de niveau inférieur R_{dc}^- à différents niveaux de puissance, respectivement de 300% à 100% (et inversement) à 33% de la puissance nominale, de 200% à 100% (et inversement) à 50% de la puissance nominale et de 100% à 60% (et inversement) à 100% de la puissance nominale. Les résultats pour ces différents essais sont affichés dans **figures 5.15-5.17**.

Une grande amélioration du régime transitoire est constatée en comparaison avec le cas linéaire (**paragraphe 4.5.2.2**). En effet, les dépassements très importants sur les courants AC et tensions DC sont nettement réduits, voire même quasiment éliminés. De plus, il est très visible que le convertisseur répond plus beaucoup rapidement, moyennant la commande non linéaire proposée.

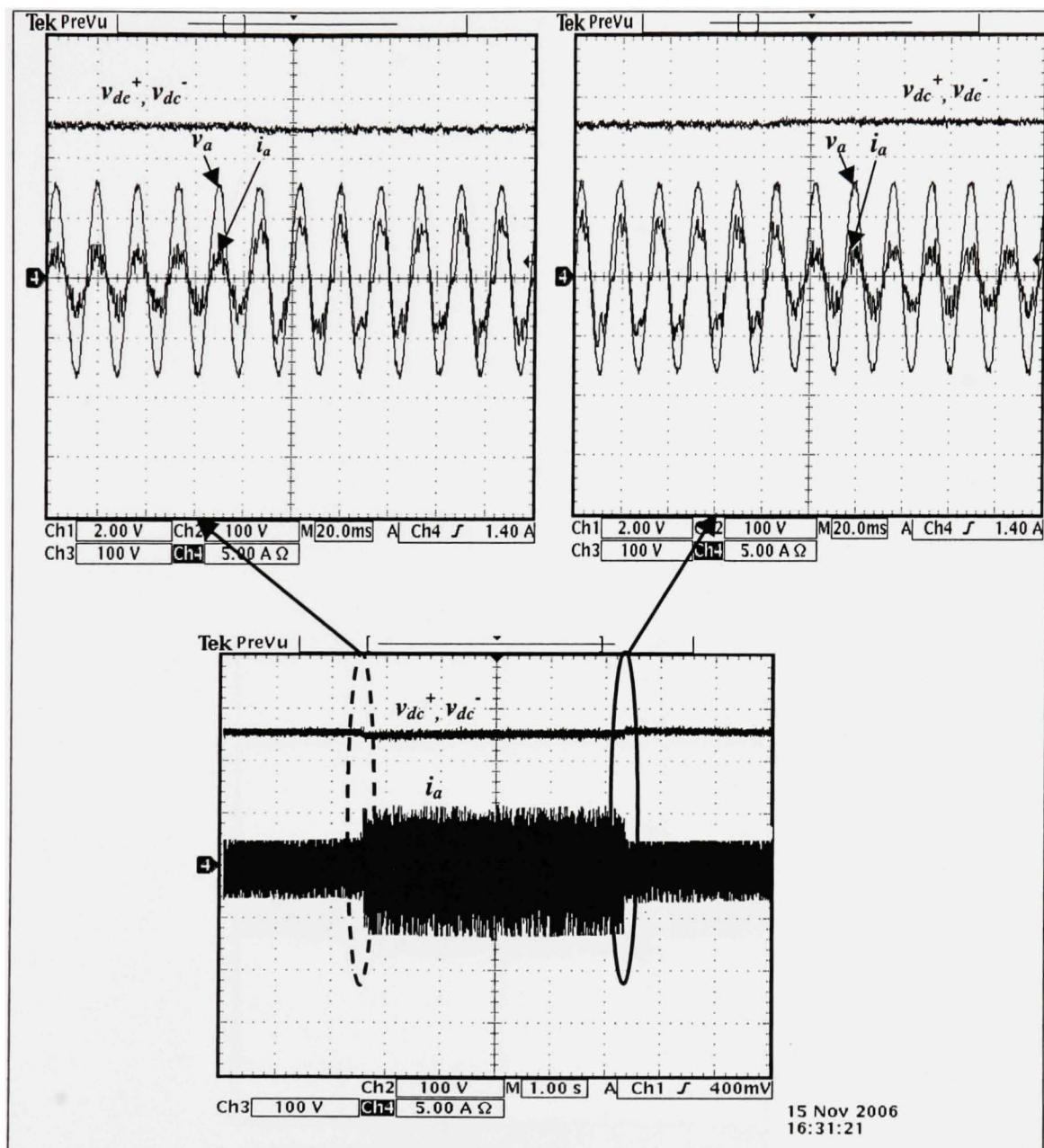


Figure 5.13 Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 300% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 33% de la puissance nominale.

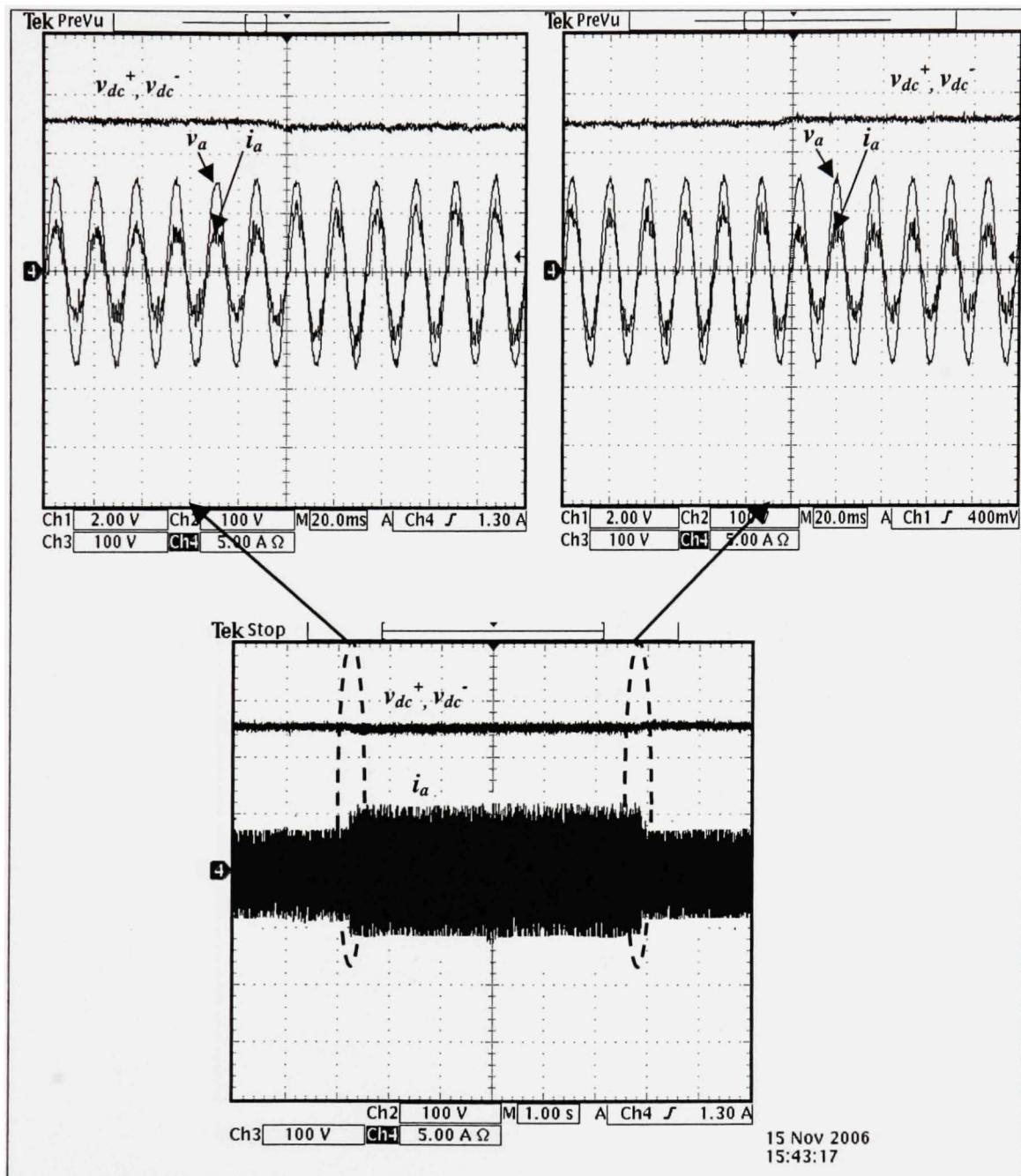


Figure 5.14 Résultats expérimentaux pour une variation de la charge inférieure R_{dc^-} de 200% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 50% de la puissance nominale.

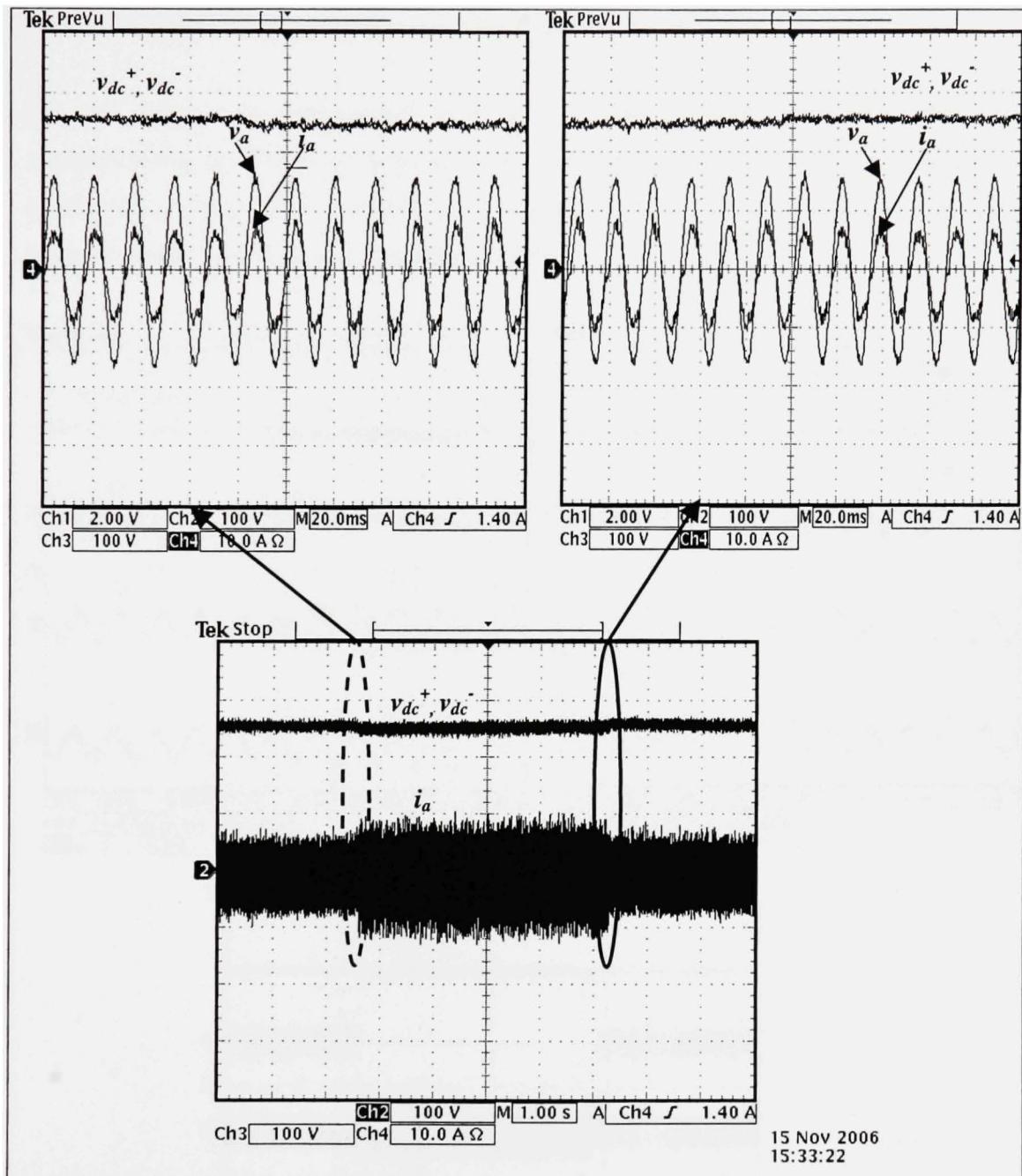


Figure 5.15 Résultats expérimentaux pour une variation de la charge inférieure R_{dc} de 100% à 60% (et inversement) de sa valeur nominale à 100% de la puissance nominale.

5.4.2.3. Perte temporaire d'une phase d'alimentation

Un cas critique de perturbation côté AC, qui est la perte temporaire d'une phase d'alimentation, est réalisé sur notre prototype expérimental pour deux niveaux de puissance différents, à savoir 33% et 100% de la puissance nominale. Les résultats sont montrés respectivement dans **figure 5.18** et **figure 5.19**.

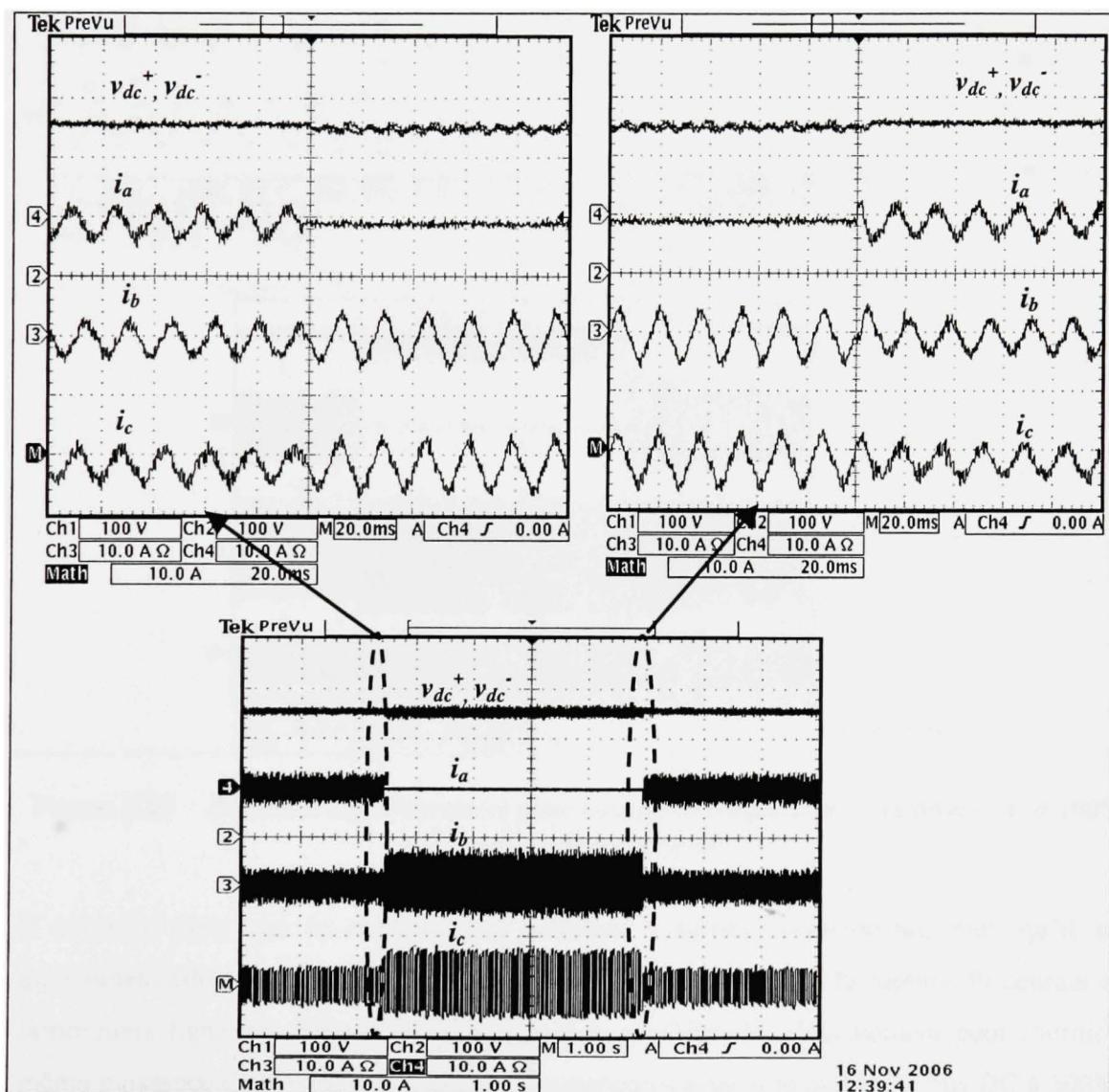


Figure 5.16 Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 33% de la puissance nominale.

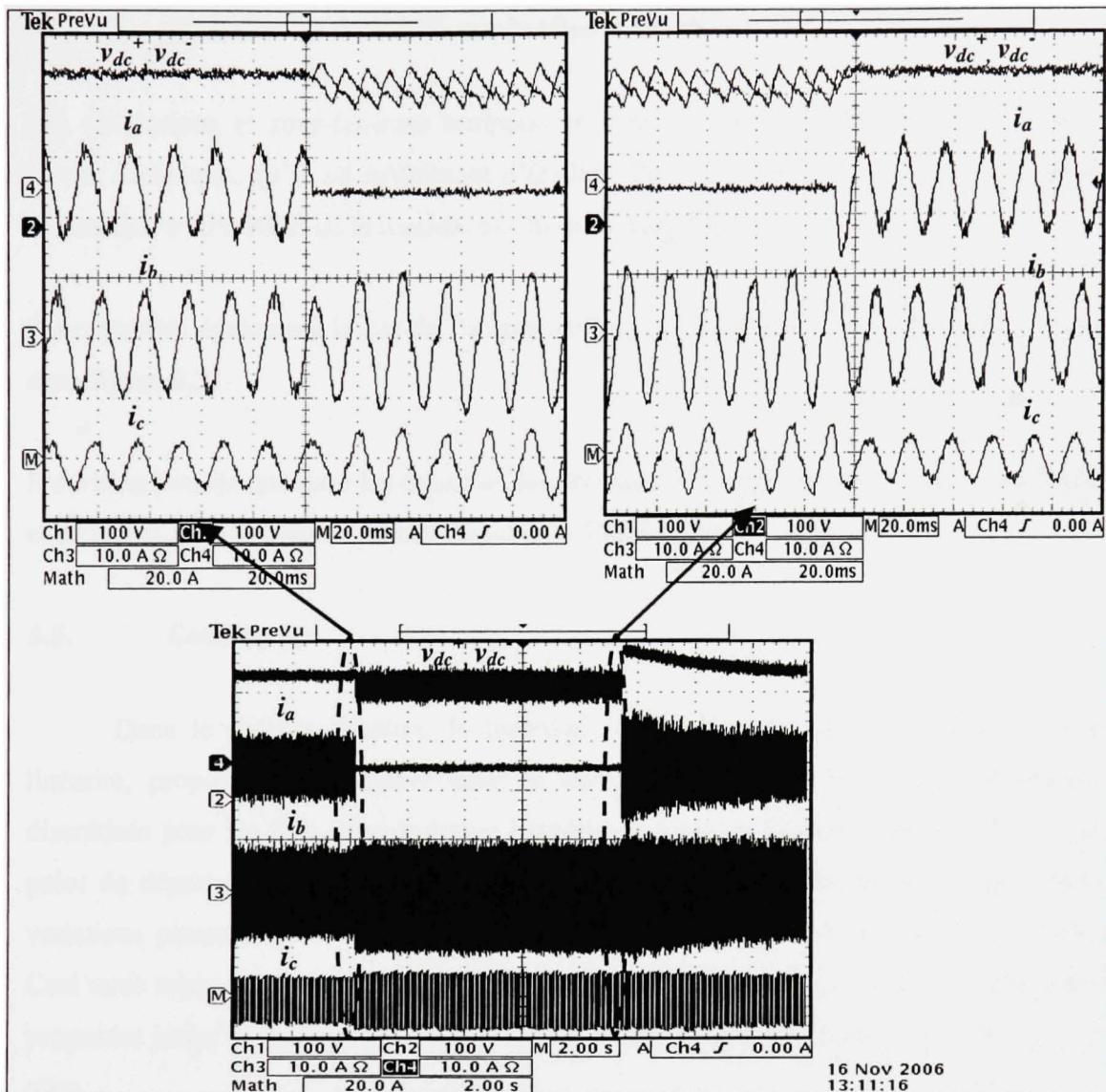


Figure 5.17 Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 100% de la puissance nominale.

Il est bien clair que le convertisseur continue à opérer correctement, bien qu'il soit uniquement alimenté uniquement sur deux phases. En effet, face à la rupture du courant sur la première ligne, les deux autres courants i_b et i_c s'ajustent adéquatement pour fournir la même puissance demandée par la charge. On parvient, ainsi, à maintenir le bus DC à 500V à 33% de la puissance nominale. Cependant, la limite du courant à 10A dans le circuit entraîne une erreur statique de 30V sur les tensions DC à puissance nominale.

5.4.2.4. Creux/ crête de $\pm 27\%$ sur la tension du réseau

Les surtensions et sous-tensions temporaires sont des cas fréquents de perturbations du réseau électrique, qu'il est intéressant d'étudier. Dans ce volet, on considère les cas de la diminution à 80V RMS de la tension AC, montré dans **figure 5.20**.

On considère également le cas de l'augmentation de la tension AC à 140V RMS, rapporté dans **figure 5.21**.

Il est bien notable que dans les deux cas, les courants AC restent bien équilibrés en amplitude et en phase, et les tensions DC bien régulées à 250V chacun.

5.5. Conclusion

Dans le présent chapitre, la technique de commande par compensation de non-linéarité, proposée en littérature dans le domaine continu, a été reprise, améliorée et discrétisée pour les fins d'implantation numérique. Dans le chapitre suivant, elle servira de point de départ pour la conception de la version non linéaire adaptative, compte tenu des variations paramétriques auxquelles le convertisseur est sujet lors de son fonctionnement. Ceci nous mène, à l'issue du chapitre suivant, à une étude comparative des trois commandes proposées jusqu'à lors, afin de conclure sur les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles.

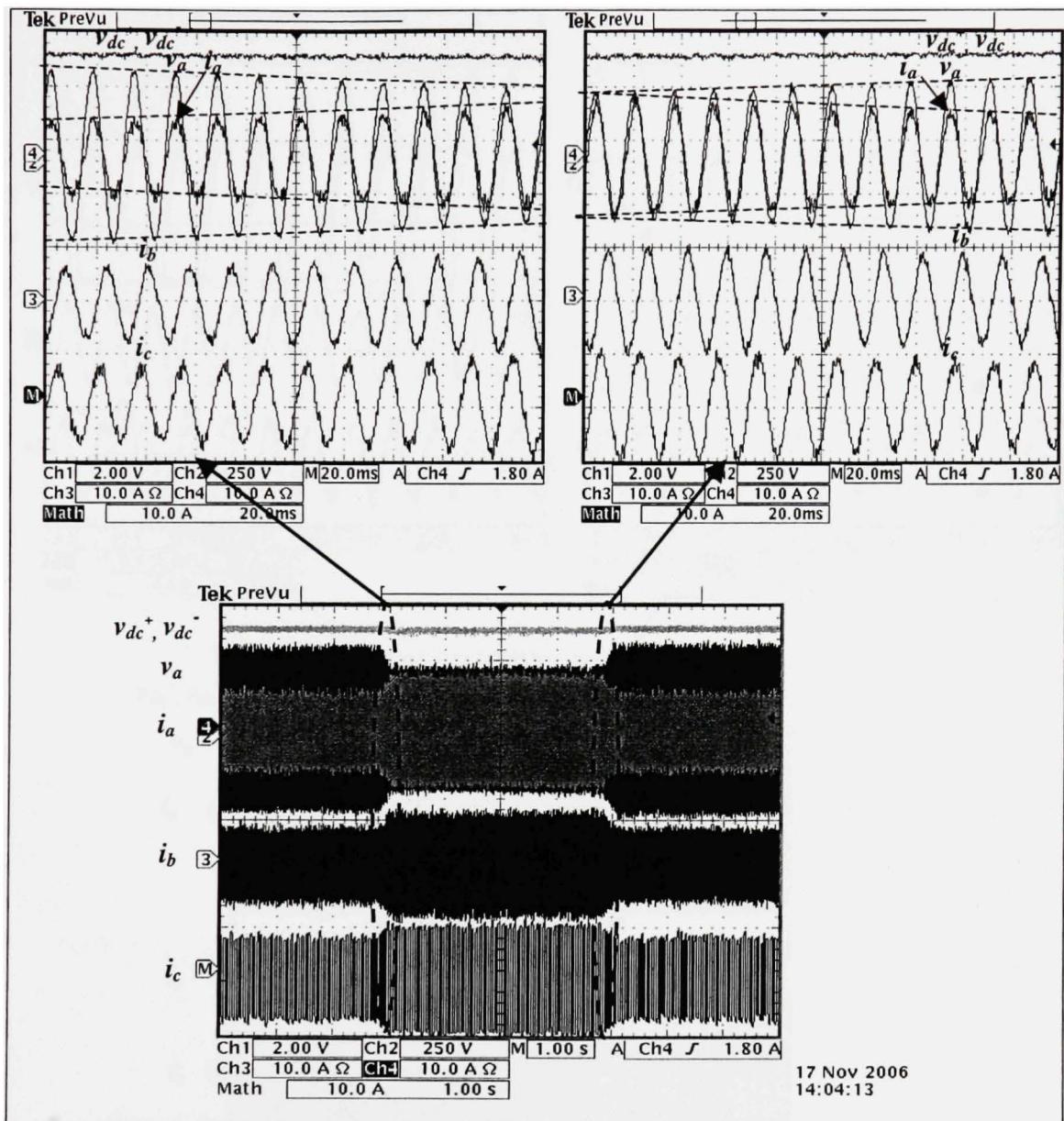


Figure 5.18 Résultats expérimentaux pour un creux de 27% sur les tensions d'alimentation.

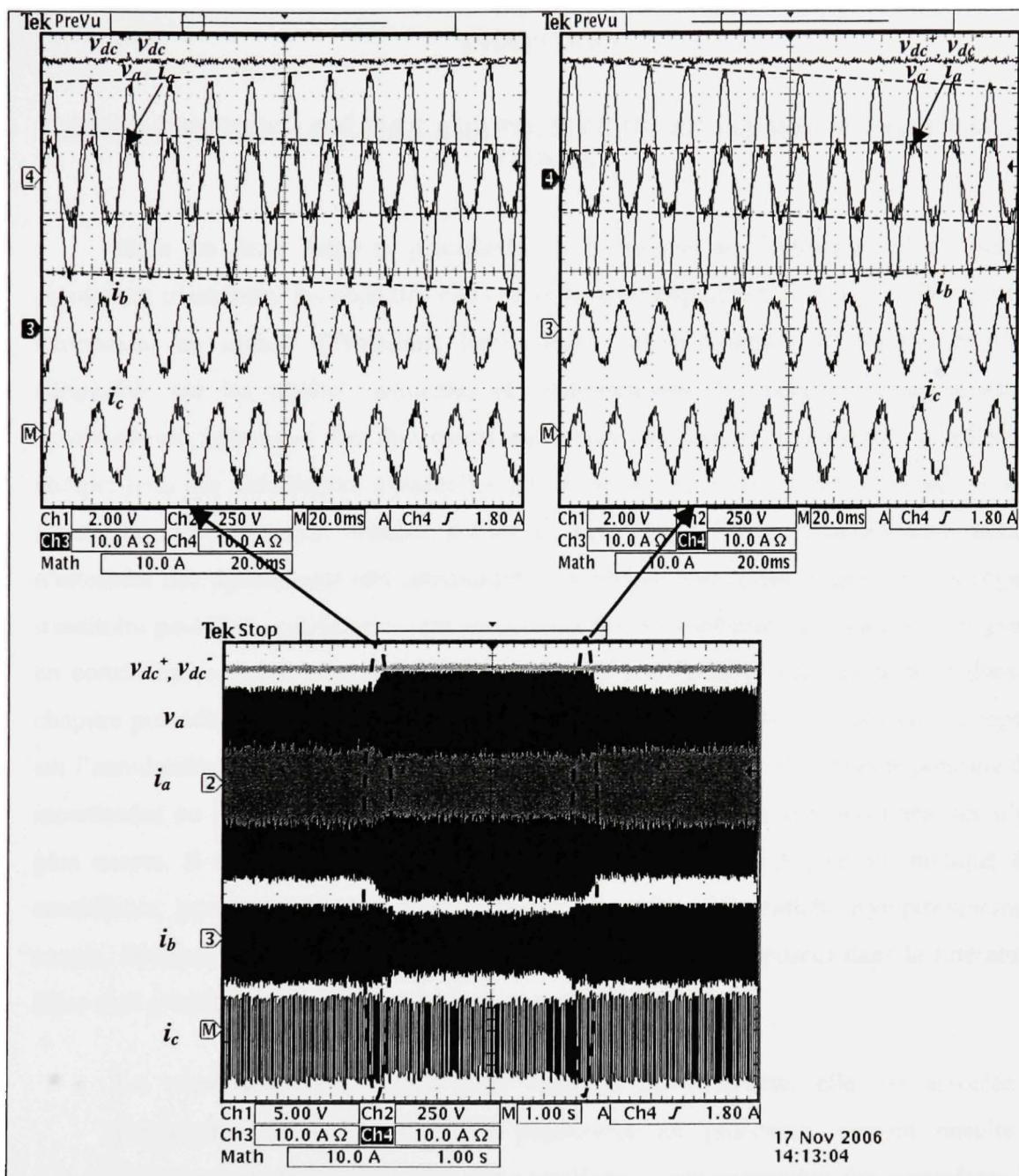


Figure 5.19 Résultats expérimentaux pour une crête de 27% sur les tensions d'alimentation.

CHAPITRE 6

COMMANDÉE NON-LINÉAIRE ADAPTATIVE DU REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE

Dans les deux chapitres précédents, on a proposé des techniques de commande permettant d'atteindre les objectifs visés en termes de régulation côté charge DC, tout en maintenant un niveau d'émissions harmoniques sur le courant du réseau électrique admissible par les normes nationales et internationales. De plus, un fonctionnement acceptable du redresseur doit être assuré en dehors des conditions normales d'opération, compte tenu des défaillances éventuelles du réseau et/ ou de la charge. Comme on a pu constater, une commande linéaire, à base de contrôleurs PI ou quasi-linéaires, permet d'atteindre des dynamiques très satisfaisantes en régime permanent. Cependant, le régime transitoire peut être significativement amélioré si les non-linéarités du système sont prises en considération, et ce moyennant une commande non-linéaire. Tel que détaillé dans le chapitre précédent, cette dernière est basée sur le modèle d'état du convertisseur, et repose sur l'annulation de ses non linéarités. Il est donc bien évident que si ce modèle présente des incertitudes ou des variations paramétriques, cette compensation des non-linéarités n'est plus exacte. Il est donc judicieux d'introduire une loi de mise à jour automatique des contrôleurs, permettant de rendre la compensation des non-linéarités asymptotiquement exacte. Diverses techniques de commande adaptive ont été proposées dans la littérature. Elles sont principalement classées en deux grandes catégories:

- **La commande adaptive auto réglable ou indirecte:** elle est associée à l'estimation en temps réel des paramètres du processus, servant ensuite à l'ajustement adéquat des gains des contrôleurs. Cette estimation des paramètres est faite moyennant des méthodes récurrentes, du type moindres carrés et ses variantes. La commande est réglée, en conséquence, moyennant les méthodes classiques, telles que le placement des pôles ou l'optimisation d'un critère quadratique. Le principe de ce type de commande est illustré dans **figure 6.1**.

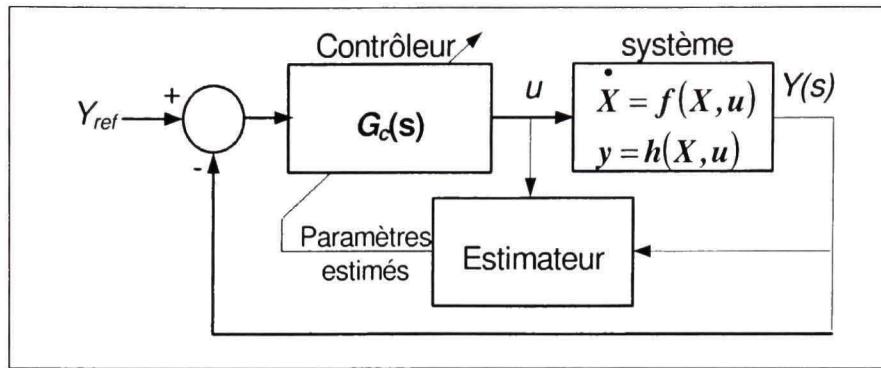


Figure 6.1 Principe de la commande adaptative auto-réglable.

- **La commande adaptative avec modèle de référence:** les performances dynamiques idéales du système sont spécifiées dans un modèle de référence. La loi d'adaptation des paramètres de la commande est, par conséquent, conçue de façon à minimiser l'erreur entre la réponse du modèle de référence et celle du système physique. Ceci est représenté dans le schéma simplifié de **figure 6.2**.

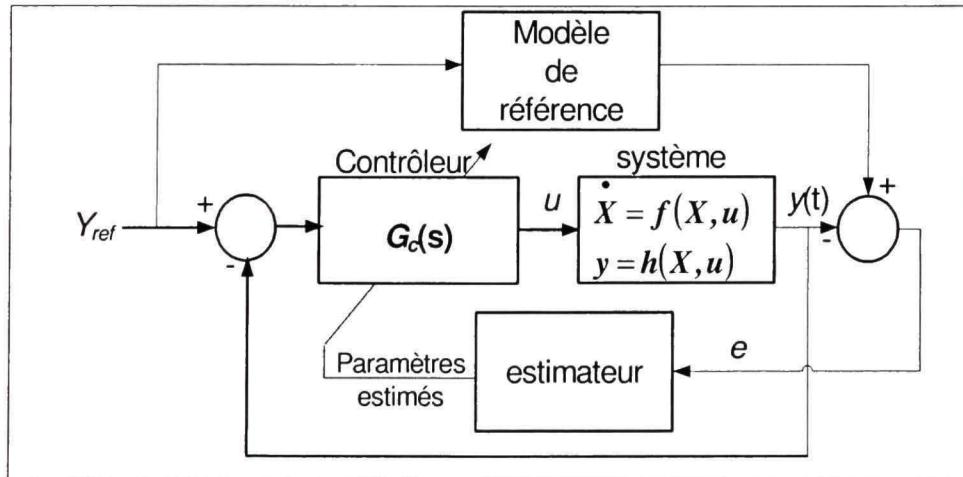


Figure 6.2 Principe de la commande adaptative avec modèle de référence.

Indépendamment de leurs différences structurelles, ces deux types de commande adaptative visent les mêmes objectifs, à savoir: assurer la stabilité du système et annuler l'erreur de

poursuite. La stabilité est généralement démontrée utilisant la méthode directe de Lyapunov [89], qui est la généralisation d'un principe physique intuitif. Selon ce principe, l'énergie d'un système peut être représentée par une fonction nulle au point d'équilibre et strictement positive ailleurs (fonction strictement définie positive), appelée fonction de Lyapunov. Si le système est dévié de son point d'équilibre, il faut que sa fonction énergie soit décroissante dans le temps et monotone, pour pouvoir affirmer que le point d'équilibre est asymptotiquement stable.

Dans notre cas, on se propose d'utiliser la commande adaptative avec modèle de référence, dont la stabilité se démontre beaucoup plus facilement que la commande auto réglable. De plus, les lois de commande et d'adaptation y sont étroitement liées, ce qui réduit énormément la taille de l'algorithme, ainsi simplifiant son implantation numérique.

6.1. Théorie de la commande adaptative basée sur la linéarisation au sens entrée/ sortie des systèmes multivariables

Tel que précédemment mentionné, le principe de la commande adaptative avec modèle de référence est basé sur une adaptation automatique des paramètres du contrôleur dans le sens de minimiser l'écart entre le modèle de référence et le système. L'algorithme utilisé dans le cadre de cette thèse est celui employant la linéarisation au sens entrée/ sortie proposé dans [90]. Ce choix est motivé par la structure multivariable non carrée du convertisseur étudié (3 entrées de commande \times 4 sorties) et par l'apparition des entrées de commande dans toutes les équations d'état du convertisseur (**eq. (5.1.a- 5.1.d)**). Ces deux points seront plus détaillés dans le paragraphe suivant, traitant de l'application de cette méthode sur le convertisseur.

6.1.1. Principe de la linéarisation au sens entrée/ sortie des systèmes multivariables

Pour comprendre le principe général de la méthode de linéarisation au sens entrée/ sortie, il est plus simple de partir du cas monovariable et de le généraliser par la suite aux systèmes multivariables. Pour un système à entrée et sortie uniques, décrit par:

$$\begin{aligned}\dot{X} &= f(X, \theta) + g(X, \theta)u \\ y &= h(X, \theta)\end{aligned}\tag{6.1}$$

Où $X \in \Re^n$ est le vecteur d'états, $y \in \Re$ est la sortie, $u \in \Re$ est la commande, $\theta \in \Re^q$ est le vecteur des paramètres du système connus à priori, f , g et h sont des fonctions non-linéaires continûment différentiables.

La méthode consiste à dériver la sortie λ fois jusqu'à ce que l'entrée apparaisse. λ s'appelle alors le degré relatif du système, et représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour voir l'entrée apparaître. Dans la linéarisation au sens entrée/ sortie, le degré relatif est toujours inférieur ou égal à l'ordre du système, c'est-à-dire ($\lambda \leq n$). On peut alors définir la commande u telle que:

$$u(X, \theta) = \frac{v - L_f^\lambda h(X, \theta)}{L_g L_f^{\lambda-1} h(X, \theta)}\tag{6.2}$$

avec $L_f h(X, \theta)$ et $L_g h(X, \theta)$ sont les dérivées de Lie par rapport à f et g respectivement, définies par:

$$L_f h(X, \theta) = \frac{\partial h}{\partial X} f(X, \theta), \quad L_g h(X, \theta) = \frac{\partial h}{\partial X} g(X, \theta)\tag{6.3.a- 6.3.b}$$

Cette loi de commande (u) permet de transformer la dynamique de la sortie y en:

$$y^{(\lambda)} = v\tag{6.4}$$

avec $y^{(\lambda)}$ la $\lambda^{\text{ème}}$ dérivée de y .

La commande auxiliaire v est alors choisie de façon à assurer la dynamique désirée pour la sortie y .

Considérons maintenant un système multivariable d'ordre n , ayant m entrées, m sorties et q paramètres, décrit par les équations d'état suivantes:

$$\begin{aligned}\dot{X} &= f(X, \theta) + g(X, \theta)u \\ Y &= h(X, \theta)\end{aligned}\tag{6.5}$$

Où $X \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $Y \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur des sorties, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur des entrées de commande, $\theta \in \mathbb{R}^q$ est le vecteur des paramètres supposé connu à priori, f , g et h sont des fonctions non-linéaires continûment différentiables. Les non-linéarités du système sont assumées être de la forme suivante:

$$\begin{aligned}f(X, \theta) &= f_o(X) + \sum_{i=1}^m f_i(X) \theta_i \\ g(X, \theta) &= g_o(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X) \theta_i\end{aligned}\tag{6.6.a-6.6.b}$$

Chaque sortie y_j est dérivée indépendamment jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse. On définit alors le degré relatif λ_j associé à la sortie y_j . Ceci se traduit mathématiquement par:

$$\begin{aligned}y_j^{(\lambda_j)} &= L_f^{\lambda_j} h_j(X, \theta) + \sum_{i=1}^m L_{gi} L_f^{\lambda_j - 1} h_j(X, \theta) u_i, \quad i \in \{1, \dots, m\}, \quad j \in \{1, \dots, m\} \\ L_{gi} L_f^{\lambda_j - 1} h_j(X, \theta) &\neq 0, \quad \forall X\end{aligned}\tag{6.7}$$

La somme des degrés relatifs (λ_j) de tous les entrées ne peut en aucun cas dépasser l'ordre du système (n), autrement dit:

$$\sum_j \lambda_j \leq n\tag{6.8}$$

Si le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, il faut s'assurer que la partie non-linéaire ignorée par la linéarisation (dynamique interne) est asymptotiquement stable. Pour ce faire, on considère la dynamique du zéro du système, qui est la dynamique obtenue lorsque l'entrée de commande est telle que la sortie est maintenue à zéro. Si cette dernière condition est vraie, on est bien sûr que toutes les dérivées de la sortie sont nulles également.

Chaque sortie du système et ses dérivées constituent un sous-système. Le nombre total des sous-systèmes ainsi obtenu doit être impérativement égal au nombre d'entrées (m), c. à d. que l'on peut écrire l'ensemble des dérivées de la sortie sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} y_I^{(\lambda_I)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m^{(\lambda_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{(\lambda_I)} h_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L_f^{(\lambda_m)} h_m \end{bmatrix} + A(X, \theta) \begin{bmatrix} u_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$A(X, \theta)$ est la matrice de découplage de dimension ($m \times m$) définie par:

$$A(X, \theta) = \begin{pmatrix} L_{gI} L_f^{\lambda_I-1} h_I(X, \theta) & \dots & \dots & L_{gm} L_f^{\lambda_I-1} h_I(X, \theta) \\ \cdot & \ddots & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{gI} L_f^{\lambda_m-1} h_m(X, \theta) & \dots & \dots & L_{gm} L_f^{\lambda_m-1} h_m(X, \theta) \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

Si cette matrice est inversible, on peut alors en déduire l'expression des lois de commande linéarisantes, transformant le système global en m sous-systèmes linéaires, découplés et contrôlables de la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} y_I^{(\lambda_I)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m^{(\lambda_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_m \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Ce qui implique l'expression suivante de la loi de commande:

$$u(X, \theta) = A^{-1}(X, \theta) \begin{bmatrix} L_f^{(\lambda_I)} h_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L_f^{(\lambda_m)} h_m \end{bmatrix} + A(X, \theta) \begin{bmatrix} v_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_m \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Les entrées auxiliaires stabilisantes v_i sont conçues de façon à ce que chaque sous-système, constitué par la sortie y_j et ses dérivées, suive un modèle de référence de la forme suivante:

$$\dot{y}_{ref}^i = A_{ref}^i y_{ref}^i + B_{ref}^i r_i \quad (6.13)$$

avec $y_{ref}^i \in \Re^{\lambda_i}$, A_{ref}^i et B_{ref}^i les matrices définies par:

$$A_{ref}^i = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -k_1^i & -k_2^i & \cdot & \cdot & -k_{\lambda_i}^i \end{pmatrix}, \quad B_{ref}^i = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ I \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

Les paramètres k_j^i , $i \in \{1, \dots, m\}$, $j \in \{1, \dots, \lambda_i\}$ sont strictement positifs.

6.1.2. Version adaptative de la linéarisation au sens entrée/ sortie des systèmes multivariables

Les paramètres du système (θ) sont maintenant supposés variables dans le temps. Ils sont remplacés par leurs estimées ($\hat{\theta}$), telles que:

$$\hat{\theta} = \theta - \Delta\theta \quad (6.15)$$

Où $\Delta\theta$ est l'erreur d'estimation sur les paramètres θ .

Toutes les fonctions non-linéaires décrivant le système sont alors remplacées par leurs estimées, c. à d.:

$$\begin{aligned}\hat{f} &= f\left(X, \hat{\theta}\right) = \hat{f}_o(X) + \sum_{i=1}^m \hat{f}_i(X) \hat{\theta}_i \\ \hat{g}(X, \theta) &= \hat{g}_o(X) + \sum_{i=1}^m \hat{g}_i(X) \hat{\theta}_i\end{aligned} \quad (6.16)$$

De même, les dérivées de Lie sont redéfinies en fonction des paramètres estimés:

$$L_f^\wedge h = \frac{\partial h}{\partial X} f\left(X, \hat{\theta}\right), \quad L_g^\wedge h = \frac{\partial h}{\partial X} g\left(X, \hat{\theta}\right) \quad (6.17.a - 6.17. b)$$

La même démarche de dérivation des sorties jusqu'à l'apparition d'au moins une entrée est effectuée. La loi de commande linéarisante est alors déduite comme:

$$\hat{u} = u(X, \hat{\theta}) = A^{-1}(X, \hat{\theta}) \begin{bmatrix} L_f^{(\lambda_I)} \hat{h}_I \\ \vdots \\ \vdots \\ L_f^{(\lambda_m)} \hat{h}_m \end{bmatrix} + A(X, \hat{\theta}) \begin{bmatrix} \hat{v}_I \\ \vdots \\ \vdots \\ \hat{v}_m \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

avec:

$$A(X, \hat{\theta}) = \begin{pmatrix} L_{gI} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I & \dots & L_{gm} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{gI} L_f^{\lambda_m-1} \hat{h}_m & \dots & L_{gm} L_f^{\lambda_m-1} \hat{h}_m \end{pmatrix} \quad (6.19)$$

En appliquant cette loi de commande, le système est transformé dans la forme suivante:

$$\dot{\hat{Y}} = \hat{A} \hat{Y} + \hat{B} \hat{v} + W^1(X, \hat{\theta}, \hat{v}) \Delta \theta + W^2(X, \hat{\theta}) \dot{\hat{\theta}} \quad (6.20)$$

Avec $W^1 = [W_I^1, \dots, W_m^1]^T$, dont chaque matrice W_i^1 est définie par:

$$W_i^1(X, \hat{\theta}, \hat{v}) = \begin{pmatrix} L_{fI} \hat{h}_I & \dots & L_{fq} \hat{h}_I \\ L_{fI} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I & \dots & L_{fq} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{fI} L_f^{\lambda_I-2} \hat{h}_I & \dots & L_{fq} L_f^{\lambda_I-2} \hat{h}_I \\ L_{fI} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I + L_{gI} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I \hat{u} & \dots & L_{fq} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I + L_{gq} L_f^{\lambda_I-1} \hat{h}_I \hat{u} \end{pmatrix} \quad (6.21)$$

La matrice W^2 est définie par:

$$W^2\left(X, \hat{\theta}\right) = \frac{\partial \hat{h}}{\partial \hat{\theta}} \quad (6.22)$$

Idem que dans le cas non adaptatif du paragraphe précédent, on vise assurer la poursuite parfaite entre les m sous-systèmes obtenus et leurs modèles de références respectifs, prédefinis dans **eq. (6.13)**. Les commandes auxiliaires \hat{v}_i doivent alors être choisies telles que:

$$\hat{v}_i = -\sum_{j=1}^{\lambda_i} k_j^i \hat{y}_j + r_i \quad (6.23)$$

Les paramètres k_j^i , $i \in \{1, \dots, m\}$, $j \in \{1, \dots, \lambda_i\}$ doivent être strictement positifs, de façon à placer les pôles des sous-systèmes découplés en boucle fermée à gauche de plan complexe, très loin de la limite d'instabilité. Le choix de ses paramètres influe, bien évidemment sur les temps de réponse de chaque variable.

D'autre part, la loi d'adaptation des paramètres doit être conçue de façon à minimiser l'erreur entre les nouveaux coordonnées (\hat{Y}) et leurs références, définie par:

$$\hat{E} = \hat{Y} - \hat{Y}_{ref} \quad (6.24)$$

La dynamique de l'erreur de poursuite s'écrit:

$$\dot{\hat{E}} = A_{ref} \hat{E} + W^1\left(X, \hat{\theta}, \hat{v}\right) \Delta \theta + W^2\left(X, \hat{\theta}\right) \dot{\hat{\theta}} \quad (6.25)$$

On constate bien l'existence du terme en comparaison avec la forme connue de la dynamique de l'erreur en commande adaptative linéaire. Ceci conduit à la définition du concept de l'erreur augmentée comme étant:

$$\begin{aligned}\hat{\eta} &= \hat{E} - \hat{\varepsilon}, \\ \dot{\hat{\varepsilon}} &= A_{ref} \hat{\varepsilon} + W^2 \left(X, \hat{\theta} \right) \dot{\hat{\theta}}\end{aligned}\tag{6.26.a – 6.26.b}$$

Une fonction candidate de Lyapunov peut alors être choisie comme:

$$V = \eta^T P \eta + \Delta \theta^T \Gamma^{-1} \Delta \theta\tag{6.27}$$

Où P est une matrice strictement définie positive, constituée par les matrices P_i , satisfaisant la condition de Lyapunov suivante pour chaque sous-système:

$$A_{ref}^{iT} P_i + P_i A_{ref}^i = -I_{\lambda_i}, \quad i \in \{1, \dots, m\}\tag{6.28}$$

$\Gamma > 0$ est la matrice d'adaptation. Les éléments de cette matrice sont déterminants quant à la vitesse de convergence de l'algorithme, et doivent être judicieusement choisis. Selon le concept introduit par Lyapunov dans sa méthode directe, la fonction de Lyapunov (V) doit être décroissante dans le temps, autrement dit sa dérivée doit être négative, c'est-à-dire:

$$\dot{V} = -\eta^T \eta + 2\eta^T P W^1 \Delta \theta + 2\Delta \theta^T \Gamma^{-1} \Delta \theta \leq 0\tag{6.29}$$

Cette dernière condition peut être garantie en annulant les deux derniers termes de la sommation dans la partie droite d'**eq. (6.29)**, soit:

$$2\eta^T P W^1 \Delta \theta + 2\Delta \theta^T \Gamma^{-1} \Delta \theta = 0\tag{6.30}$$

Ce qui implique la loi d'adaptation des paramètres suivante:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\Delta \dot{\theta} = \Gamma \sum_{i=1}^m W_i^{-1T} \begin{pmatrix} X, \hat{\theta}, u \end{pmatrix} P_i \hat{\eta}_i \quad (6.31)$$

6.1.3 Version discrète de la commande non-linéaire adaptative des systèmes multivariables

Comme la commande est numériquement implantée dans notre cas, la discréétisation de certains éléments de l'algorithme, décrit dans le paragraphe précédent, s'impose. Globalement, la même procédure s'applique aussi bien sur les équations d'état continues que discrètes du système. Les expressions des lois de commande linéarisantes et stabilisantes, données respectivement dans **eq. (6.18)** et **eq. (6.23)**, demeurent les mêmes dans le domaine discret. Cependant, les éléments suivants doivent être pris en considération:

- Les paramètres k_j^i , $i \in \{1, \dots, m\}$, $j \in \{1, \dots, \lambda_i\}$ doivent être choisis de façon à placer les pôles en boucle fermée des sous – systèmes découplés dans le cercle unitaire du domaine discret,
- La condition de Lyapunov sur les matrices P_i n'est plus celle définie dans **eq. (6.28)**, mais s'écrit dans le domaine discret comme suit:

$$A_{ref}^{iT} P_i A_{ref}^i - P_i = -Q_{\lambda_i}, \quad i \in \{1, \dots, m\}, \quad Q_{\lambda_i} > 0 \quad (6.32)$$

- La discréétisation de la loi d'adaptation des paramètres, définie dans **eq. (6.31)**, implique:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T_s \Gamma \sum_{i=1}^m W_i^{-1T} \begin{pmatrix} X, \hat{\theta}, u \end{pmatrix} P_i \hat{\eta}_i \quad (6.33)$$

6.2. Application de la commande non-linéaire adaptative au convertisseur de Vienne

La théorie précédemment détaillée est maintenant adaptée au cas particulier du convertisseur étudié. Cette démarche consiste en 8 étapes, détaillées dans les paragraphe ci suit.

6.2.1. Paramétrisation du modèle d'état discret

La paramétrisation des équations d'état discrètes du convertisseur, définies au chapitre précédent dans **eq. (5.1.a, 5.1.b, 5.1.d)**, implique:

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \\ X_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1(k) + \theta_{1d} + \theta_{2d} X_2(k) \\ X_2(k) + \theta_{4d} - \theta_{2d} X_1(k) \\ X_4(k) + \theta_{8d} X_3(k) + \theta_{7d} X_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\theta_{3d} X_3(k) & 0 & 0 \\ 0 & -\theta_{3d} X_3(k) & 0 \\ -\theta_{5d} \frac{X_4(k)}{X_3(k)} X_1(k) & -\theta_{5d} \frac{X_4(k)}{X_3(k)} X_2(k) & \theta_{6d} X_1(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ u_3(k) \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

Avec:

$X = [X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4]^T = [i_d \ i_q \ \Delta v_{dc} \ v_{dc}]^T$ est le vecteur d'état, $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [d'_d \ d'_q \ d'_o]^T$ est le vecteur de commande et $\theta_d = [\theta_{1d} \ \theta_{2d} \ \theta_{3d} \ \theta_{4d} \ \theta_{5d} \ \theta_{6d} \ \theta_{7d} \ \theta_{8d}]^T$ est le vecteur des paramètres discrets du système, donnés par:

$$\begin{aligned} \theta_{1d} &= v_d T_s / L; \theta_{2d} = \omega_o T_s; \theta_{3d} = T_s / (2L); \theta_{4d} = v_q T_s / L; \theta_{5d} = 3T_s / (2C_{dc}); \theta_{6d} = \alpha T_s / C_{dc}; \\ \theta_{7d} &= -T_s (R_{dc}^+ + R_{dc}^-) / (2C_o R_{dc}^+ R_{dc}^-); \theta_{8d} = -T_s (R_{dc}^+ - R_{dc}^-) / (2C_{dc} R_{dc}^+ R_{dc}^-); \end{aligned}$$

Les conditions initiales des paramètres θ_{id} , $i = \{1, \dots, 8\}$ correspondent au régime nominal et sont les suivantes:

$$\begin{aligned} \theta_{1d}(0) &= 1.17; \theta_{2d}(0) = .0588; \theta_{3d}(0) = .0039; \theta_{4d}(0) = 0; \theta_{5d}(0) = .4979; \theta_{6d}(0) = .2124; \\ \theta_{7d}(0) &= -.0041; \theta_{8d}(0) = 0; \end{aligned}$$

6.2.2. Choix des sorties et définition du nouveau modèle d'état

Cette deuxième étape consiste à choisir le vecteur des sorties à différencier jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse. À l'issue de cette étape, le système global doit être décomposé en 3 sous – systèmes, puisque le nombre d'entrées dans notre cas est égal à 3. D'après le modèle d'état du convertisseur, on peut constater que les entrées de commande apparaissent dans toutes les sorties/ états du système, c'est-à-dire dans la première dérivée de chaque sortie. Ceci peut être résolu en choisissant le vecteur des sorties à différencier comme étant:

$$\hat{y}_1 = \hat{X}_1, \quad \hat{y}_2 = \hat{X}_2, \quad \hat{y}_3 = \hat{X}_3 \quad (6.35.a - 6.35.c)$$

Dans ce cas, le degré relatif total (λ) est égal à 3, ce qui est inférieur à l'ordre du système qui est égal à 4. La dynamique du zéro relative à la variable ($X_4 = v_{dc}$), rendue inobservante par cette linéarisation partielle doit être alors étudiée. Une fois on parvient à prouver la stabilité asymptotique de la dynamique interne, elle peut être contrôlée via un simple contrôleur propre $H_v(z)$. Ceci est détaillé dans le **paragraphe 6.2.7**. Tenant compte du choix des sorties (eq. (6.35.a - 6.35.c)) et de l'erreur d'estimation sur les paramètres, les nouvelles équations d'état du convertisseur s'écrivent:

$$\begin{aligned} \hat{y}_1(k+1) &= \left(\hat{y}_1(k) + \hat{\theta}_{1d} \hat{y}_2(k) - \hat{\theta}_{3d} \hat{X}_4(k) \hat{u}_1(k) \right) + \left(\Delta \theta_{1d} + \Delta \theta_{2d} \hat{y}_2(k) - \Delta \theta_{3d} \hat{X}_4(k) \hat{u}_1(k) \right); \\ \hat{y}_2(k+1) &= \left(\hat{y}_2(k) + \hat{\theta}_{4d} - \hat{\theta}_{2d} \hat{y}_1(k) - \hat{\theta}_{3d} \hat{X}_4(k) \hat{u}_2(k) \right) + \left(\Delta \theta_{4d} - \Delta \theta_{2d} \hat{y}_1(k) - \Delta \theta_{3d} \hat{X}_4(k) \hat{u}_2(k) \right); \\ \hat{y}_3(k+1) &= \left[\hat{y}_3(k) + \hat{\theta}_{6d} \hat{y}_1(k) \hat{u}_1(k) + \hat{\theta}_{7d} \hat{y}_2(k) \hat{u}_1(k) + \hat{\theta}_{8d} \hat{X}_4(k) - \hat{\theta}_{5d} \frac{\hat{y}_3(k)}{\hat{X}_4(k)} \left(\hat{y}_1(k) \hat{u}_1(k) + \hat{y}_2(k) \hat{u}_2(k) \right) \right] \\ &+ \left[\Delta \theta_{6d} \hat{y}_1(k) \hat{u}_1(k) + \Delta \theta_{7d} \hat{y}_2(k) \hat{u}_1(k) + \Delta \theta_{8d} \hat{X}_4(k) - \Delta \theta_{5d} \frac{\hat{y}_3(k)}{\hat{X}_4(k)} \left(\hat{y}_1(k) \hat{u}_1(k) + \hat{y}_2(k) \hat{u}_2(k) \right) \right] \end{aligned} \quad (6.36.a- 6.36.c)$$

6.2.3. Déduction des lois de commande linéarisantes

Dans cette étape, les nouvelles équations d'état du système, précédemment établies, doivent être réduites à la forme canonique:

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_1(k+1) \\ \hat{y}_2(k+1) \\ \hat{y}_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_1(k) \\ \hat{v}_2(k) \\ \hat{v}_3(k) \end{bmatrix} \quad (6.37)$$

Pour ce faire, appliquant **eq. (6.18)**, les entrées de commande doivent être choisies ainsi:

$$\begin{aligned} \hat{u}_1(k) &= -\frac{1}{\hat{\theta}_{3d} X_4(k)} \left[-\hat{y}_1(k) - \hat{\theta}_{1d} - \hat{\theta}_{2d} \hat{y}_2(k) + \hat{v}_1(k) \right]; \\ \hat{u}_2(k) &= -\frac{1}{\hat{\theta}_{3d} X_4(k)} \left[-\hat{y}_2(k) - \hat{\theta}_{4d} + \hat{\theta}_{2d} \hat{y}_1(k) + \hat{v}_2(k) \right]; \\ \hat{u}_3(k) &= -\frac{\hat{\theta}_{5d} \hat{y}_3(k)}{\hat{\theta}_{3d} \hat{\theta}_{6d} X_4^2(k)} \left[-\hat{y}_1(k) - \hat{\theta}_{1d} - \hat{\theta}_{2d} \hat{y}_2(k) + \hat{v}_1(k) \right] \\ &\quad - \frac{\hat{\theta}_{5d} \hat{y}_2(k) \hat{y}_3(k)}{\hat{\theta}_{3d} \hat{\theta}_{6d} \hat{y}_1(k) X_4^2(k)} \left[-\hat{y}_2(k) - \hat{\theta}_{4d} + \hat{\theta}_{2d} \hat{y}_1(k) + \hat{v}_2(k) \right] \\ &\quad + \frac{1}{\hat{\theta}_{6d} \hat{y}_1(k)} \left[-\hat{\theta}_{7d} \hat{y}_3(k) - \hat{\theta}_{8d} X_4(k) + \hat{v}_3(k) \right] \end{aligned} \quad (6.38.a- 6.38.c)$$

6.2.4 Définition des entrées auxiliaires stabilisantes

Afin d'assurer la parfaite suivie entre les sorties du système \hat{y}_i et leurs références y_{ref}^i , les entrées auxiliaires \hat{v}_i sont définies ainsi:

$$\hat{v}_i(k) = -k_i^i \hat{y}_i(k) + b_i y_{ref}^i(k); \quad i = \{1,2,3\} \quad (6.39)$$

6.2.5 Choix du modèle de référence

Le modèle de référence est de la forme suivante:

$$Y_{ref}(k+1) = A_{ref} Y_{ref}(k) + B_{ref} R(k) \quad (6.40)$$

Où $R(k)$ est le vecteur d'entrées de références bornées. Le choix des entrées auxiliaires, définies dans eq. (6.39), implique les expressions suivantes des matrices A_{ref} et B_{ref} :

$$A_{ref} = \begin{pmatrix} -k_1^I & 0 & 0 \\ 0 & -k_2^I & 0 \\ 0 & 0 & -k_3^I \end{pmatrix}; \quad B_{ref} = \begin{pmatrix} b_1 & 0 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & b_3 \end{pmatrix} \quad (6.41)$$

avec:

$$\boxed{\begin{pmatrix} k_1^1 \\ k_1^2 \\ k_1^3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} .001 \\ .001 \\ .1 \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} .999 \\ .999 \\ .9 \end{pmatrix}}$$

6.2.6. Conception de la loi d'adaptation des paramètres

La loi d'adaptation doit être conçue de façon à assurer la convergence de l'erreur entre les sorties du système \hat{y}_i et leurs références y_{ref}^i , donnée par:

$$E(k) = \hat{Y}(k) - Y_{ref}(k) \quad (6.42)$$

Dans notre cas, la dynamique de l'erreur s'écrit:

$$E(k+1) = A_{ref} E(k) + W^1 \Delta \theta_d(k) \quad (6.43)$$

avec: $W^1(\cdot) = \begin{pmatrix} T_s & X_2 T_s & -X_3 T_s \hat{u}_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -X_1 T_s & -X_3 T_s \hat{u}_2 & T_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{X_4}{X_3} T_s \left(\hat{X}_1 u_1 + \hat{X}_2 u_2 \right) & \hat{X}_1 T_s \hat{u}_3 & X_4 T_s & X_3 T_s \end{pmatrix} \quad (6.44)$

On peut bien noter qu'en comparaison avec l'expression théorique donnée dans **eq. (6.25)**, la dynamique de l'erreur ne contient pas les termes relatifs aux dérivées des paramètres ($W^2 \dot{\theta}$). Ce fait nous épargne alors de définir l'erreur augmentée et nous permet d'appliquer le même raisonnement de la stabilité directement sur l'erreur de poursuite ($E(k)$). Une fonction de Lyapunov candidate est alors:

$$V(E, \Delta \theta_d) = E^T P E + \Delta \theta_d^T \Gamma^{-1} \Delta \theta_d \quad (6.45)$$

La matrice P est choisie symétrique, définie positive, satisfaisant la condition exprimée dans **eq. (6.32)**.

avec:

$$\boxed{Q = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & .005 \end{pmatrix}; \quad P = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & .0051 \end{pmatrix}}$$

$$\Gamma = \gamma_{ii} I_8, \quad i = \{1, \dots, 8\}, \quad \gamma_{ii} = .5, \quad \forall i$$

En remplaçant η par E , la condition donnée dans **eq. (6.30)** est suffisante afin d'obtenir une dérivée négative de la fonction de Lyapunov. La loi d'adaptation des paramètres s'écrit alors:

$$\hat{\theta}_d(k+1) = \hat{\theta}_d(k) + \hat{\Gamma} W^{1T} P E \quad (6.46)$$

6.2.7. Étude de la dynamique en zéro de la quatrième variable

La dynamique en zéro décrit le comportement interne du système quand les entrées et les conditions initiales sont choisies de façon à annuler la sortie. Selon **eq. (5.1.c)**, elle s'écrit dans le cas du convertisseur de vienne comme étant:

$$v_{dc}(k+1) = v_{dc}(k) \left[1 - \frac{T_s}{2C_{dc}} \left(\frac{1}{R_{dc}^+} + \frac{1}{R_{dc}^-} \right) \right] \quad (6.47)$$

Ce qui est asymptotiquement stable pour $\left[1 - \frac{T_s}{2C_{dc}} \left(\frac{1}{R_{dc}^+} + \frac{1}{R_{dc}^-} \right) \right] \neq 0$.

6.2.8 Régulation de la tension DC totale

La boucle externe de tension DC assure la génération des courants de référence, basée sur des considérations de balance de puissance entre les côtés AC et DC du convertisseur. Le courant de référence pic est alors déduit comme:

$$\hat{I}^*(k) = \frac{C_{dc}v_{dc}(k)v_4(k) + v_{dc}(k)(i_{dc}^+(k) + i_{dc}^-(k))}{3\sqrt{v_d^2(k) + v_q^2(k)}} \quad (6.48)$$

Les références respectives des courants i_d et i_q en sont déduites ainsi:

$$i_d^* = \frac{\hat{I}^*}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} v_d, \quad i_q^* = \frac{\hat{I}^*}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} v_q \quad (6.49.a- 6.49.b)$$

Le signal v_4 est délivré par un régulateur propre de tension d'expression:

$$H_v(z) = \frac{K_v}{(z - z_v)} \quad (6.50)$$

$$K_v = 9.5844; \quad z_v = .9446$$

Figure 6.3 illustre bien la procédure d'implantation de l'algorithme proposé. L'étape suivante est celle de simulation en temps réel, qui demeure une étape nécessaire quant à l'ajustement des différents paramètres de la commande adaptative proposée et la fixation des pas d'échantillonnage.

6.3. Résultats de simulation

Idem aux techniques de commandes précédemment proposées dans cette thèse, la commande adaptative est d'abord implantée sur le modèle d'état moyen du convertisseur dans sa version discrète (**eq. (5.1.a - 5.1.d)**). Les périodes d'échantillonnage primaire (T_s) et secondaire (T_{s2}) sont optimisées à respectivement 39 µs et 156 µs. Les résultats de simulation sont rapportés et commentés ci-suit pour diverses conditions de fonctionnement.

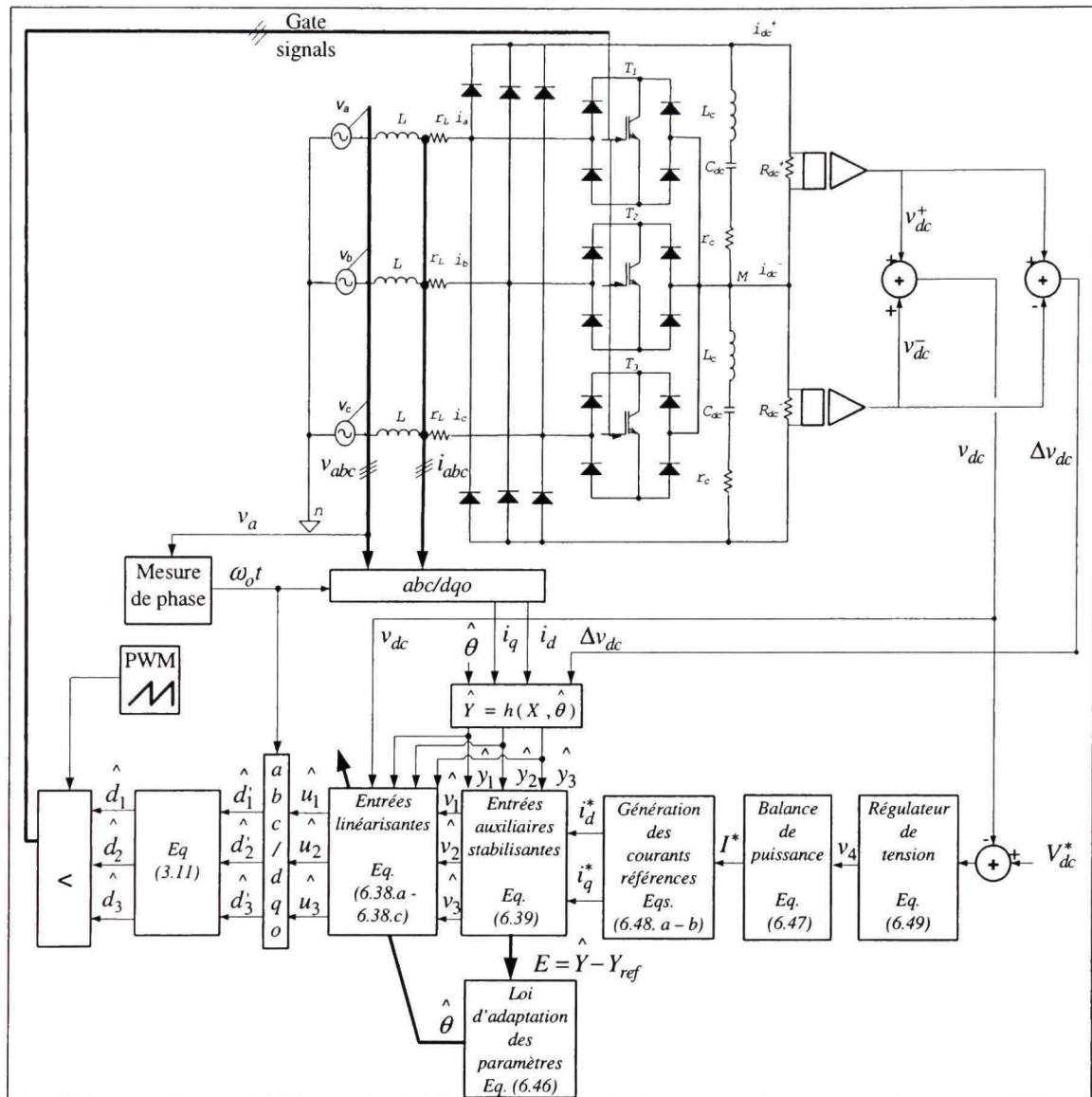


Figure 6.3 Schéma bloc de l'implantation pratique de l'algorithme de commande adaptative proposé.

6.3.1. Résultats en régime permanent

Dans des conditions de fonctionnement normales, et à puissance nominale, le convertisseur exhibe les formes d'ondes côtés AC (i_a, v_a) et DC ($v_{dc}, \Delta v_{dc}$), ainsi que les courants i_{dq} montrés dans **figure 6.4**.

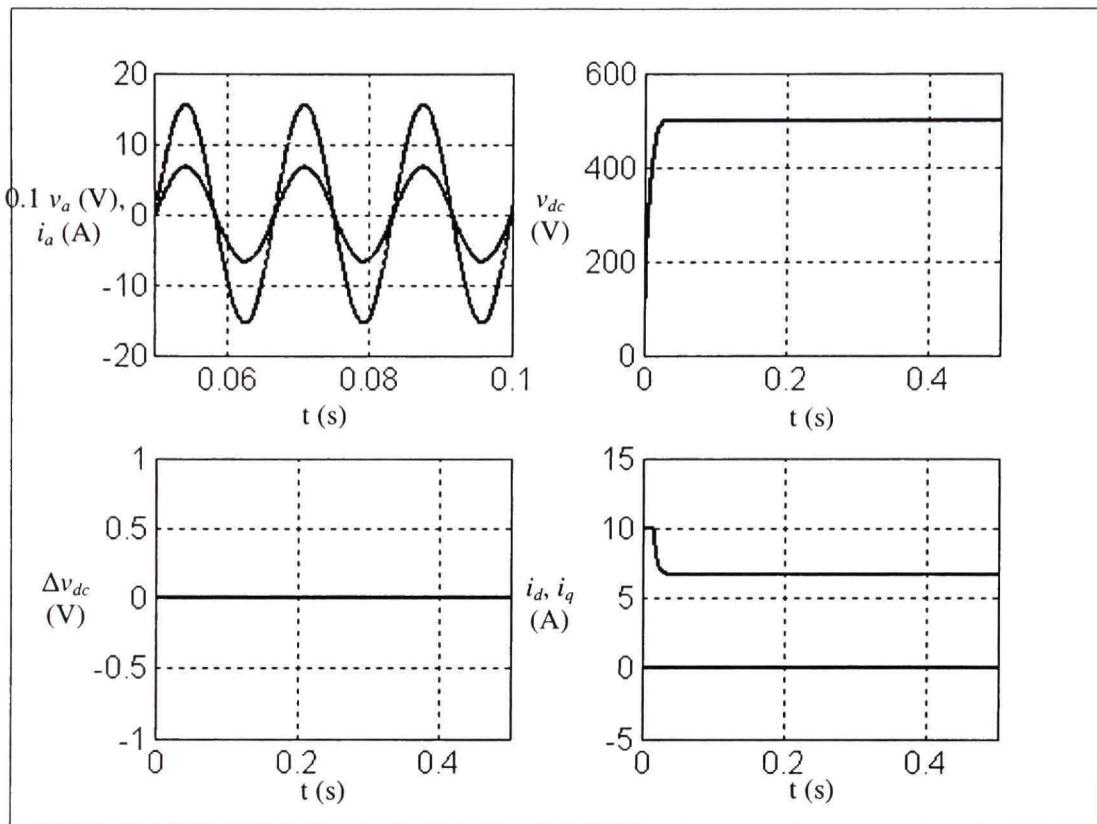


Figure 6.4 Résultats de simulation en régime permanent à puissance nominale.

Côté alimentation, la mise en forme des courants ainsi que la correction du facteur de puissance sont bien assurées. Au niveau des charges DC, la tension totale est bien régulée à 500V et les deux bus DC partiels sont bien équilibrés. Les différentes variables contrôlées (i_d , i_q , v_{dc} , Δv_{dc}) convergent vers leurs références avec des temps de stabilisation très acceptables.

6.3.2 Fonctionnement en régime de fortes perturbations

La capacité de la commande à assurer le bon fonctionnement du convertisseur en dehors des conditions de fonctionnement nominales doit être démontrée, et ce en appliquant diverses variations sur les paramètres du système.

6.3.2.1. Variations de $\pm 20\%$ sur la référence V_{dc}^* de la tension DC

Cet essai consiste à faire varier la référence de tension DC de $\pm 20\%$ par rapport à la valeur nominale (500V). Ceci correspond en pratique à augmenter ou diminuer le niveau de puissance transférée à la charge. Dans **figure 6.5**, les résultats relatifs à l'augmentation de la référence de 500V à 600V sont rapportés.

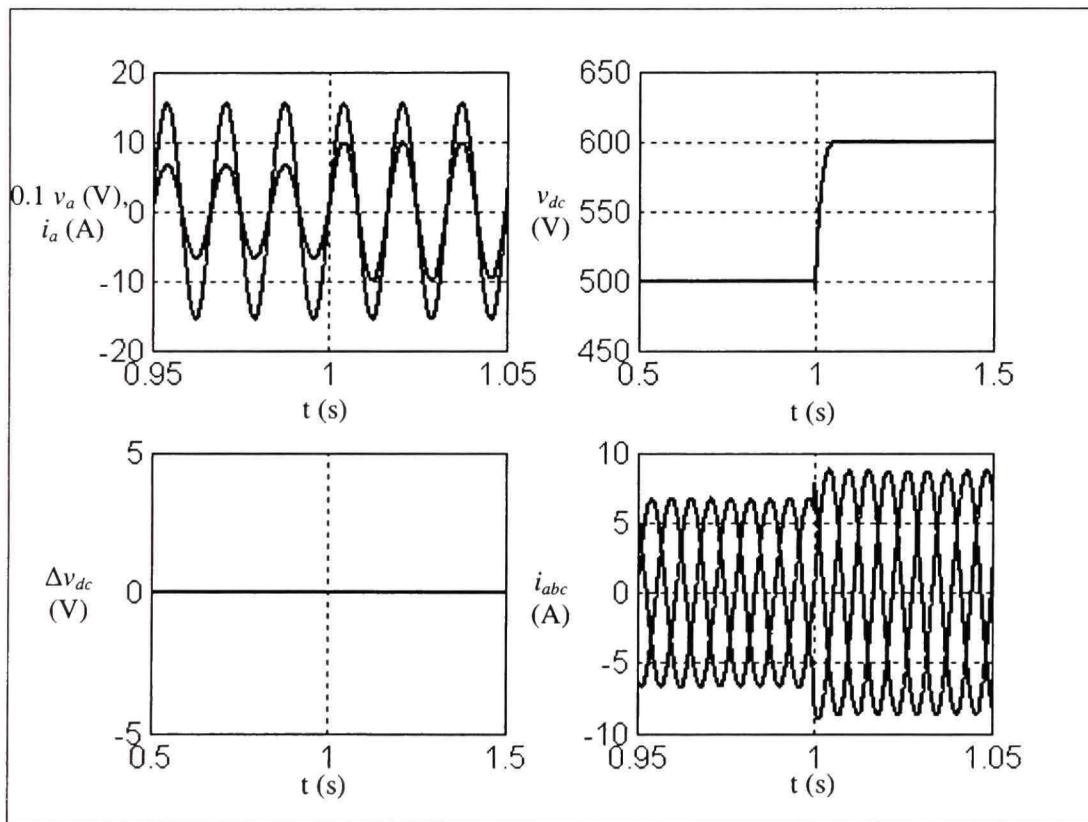


Figure 6.5 Résultats de simulation pour une variation de $+20\%$ de la tension DC de référence.

La balance de puissance entre les côtés AC et DC permet aux courants triphasés de s'augmenter quasi-instantanément, afin de fournir la puissance demandée. Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire et à bus DC partiels équilibrés est également maintenu. Idem dans le cas de la diminution de la référence de 500V à 400V (**figure 6.6**), le convertisseur répond au bout d'un demi-cycle à cette variation. Les conditions d'équilibre des courants

triphasés, ainsi que des deux bus DC demeurent également assurés, malgré la perturbation momentanée durant les transitoires.

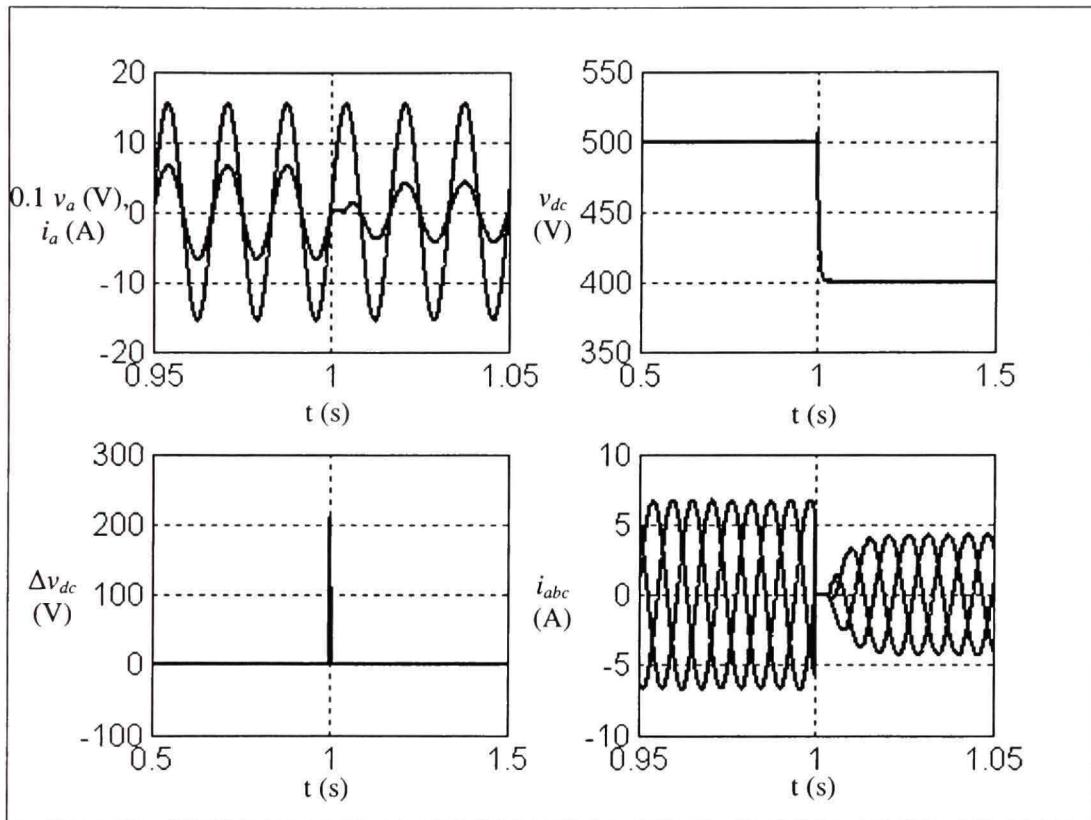


Figure 6.6 Résultats de simulation pour une variation de -20% de la tension DC de référence.

6.3.2.2. Déséquilibre des charges DC partielles

Comme le convertisseur est destiné à fournir deux alimentations DC symétriques et indépendantes, quelle que soit la nature des charges DC, il est toujours intéressant de tester la réaction du convertisseur face à un fort déséquilibre au niveau de ces charges. Idem aux techniques de commande précédentes (**chapitres 4 et 5**). On se propose alors de simuler les cas où la charge DC de niveau inférieur R_{dc} varie à deux puissances différentes, plus précisément de 300% à 100% (et inversement) à 33% de la puissance nominale et de 100% à

60% (et inversement) à 100% de la puissance nominale. Les résultats pour ces deux essais sont rapportés respectivement dans **figures 6.7- 6.8**.

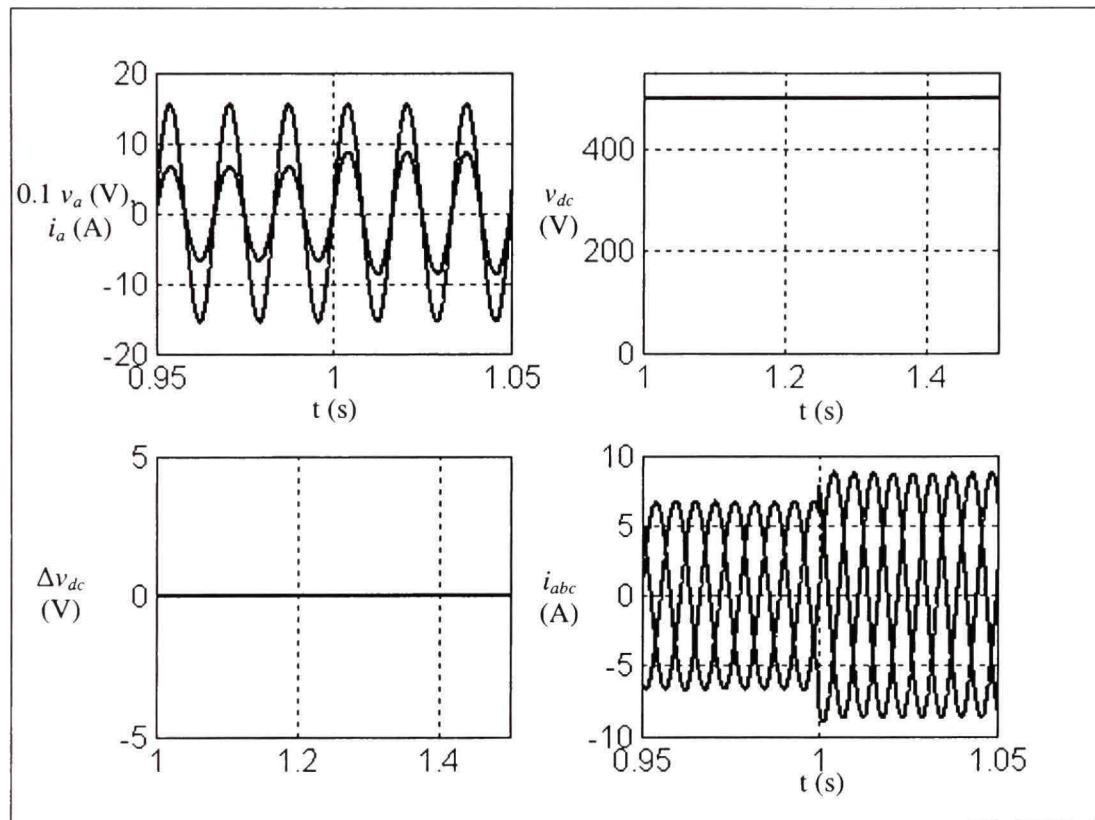


Figure 6.7 *Résultats de simulation pour une variation de la charge R_{dc} à 33% de sa valeur nominale à 33% de la puissance nominale.*

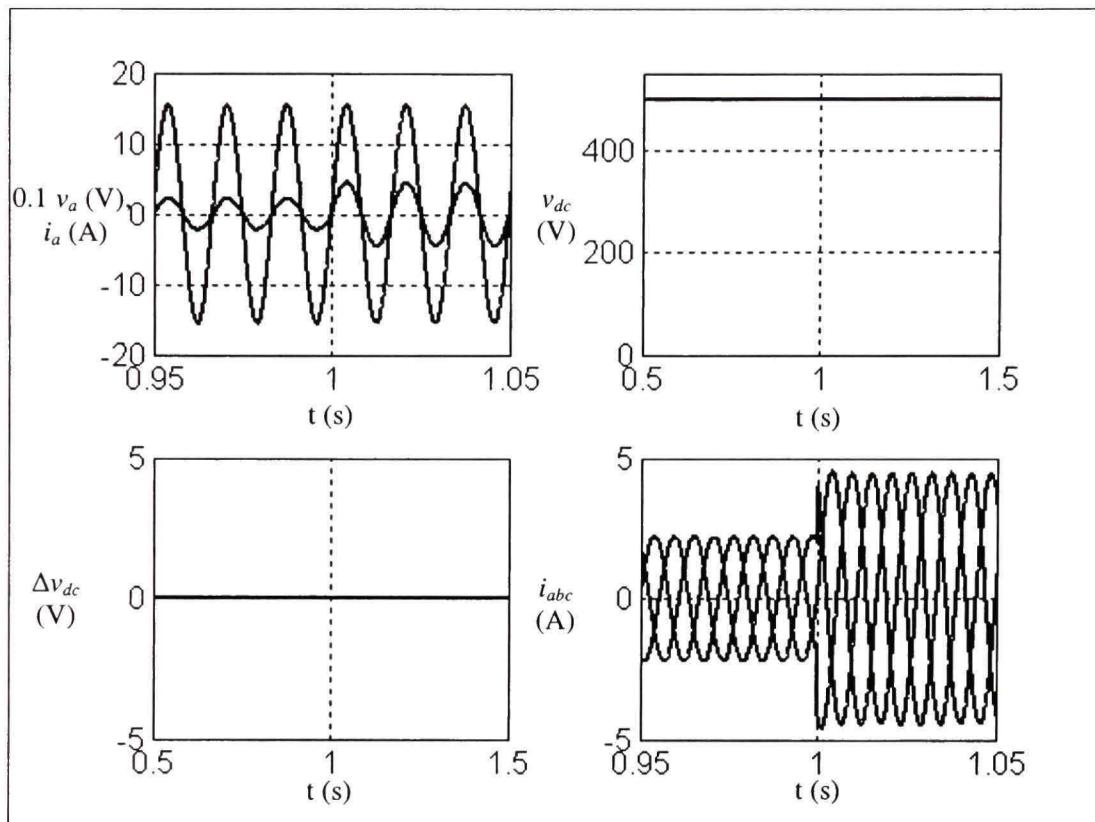


Figure 6.8 Résultats de simulation pour une variation de la charge R_{dc} à 60% de sa valeur nominale à 100% de la puissance nominale.

Le constat majeur est que ces variations (dans les deux cas) n'a pas d'effet visible sur la robustesse des deux bus DC, ce qui veut dire que le convertisseur muni de la commande proposée continue à générer deux alimentations DC identiques et stables, indépendamment des variations sur les charges.

6.3.2.3 Court-circuit de la phase (a)

Le court-circuit d'une phase est un cas pratique pouvant survenir fréquemment sur le réseau électrique. Il est donc intéressant de considérer ce cas extrême de déséquilibre sur les tensions triphasées d'alimentation, dont les résultats sont affichés dans **figure 6.9**. Comme on peut noter, le convertisseur continue à opérer quasi-normalement, avec un léger déséquilibre

en amplitude, ainsi que des distorsions au niveau des trois courants triphasés. D'autre part, la tension DC retrouve sa valeur de référence avec une nette augmentation de son ondulation.

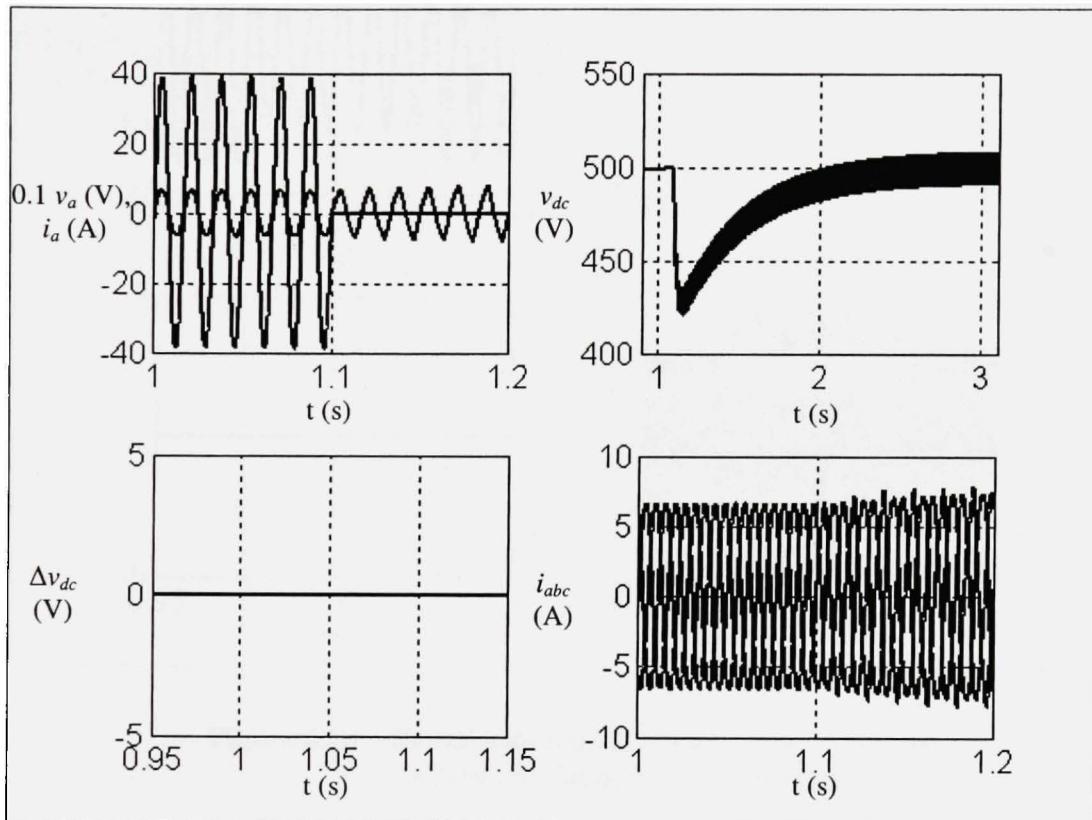


Figure 6.9 Résultats de simulation en cas de court-circuit monophasé.

6.3.2.4 Creux/ crête de $\pm 27\%$ sur la tension du réseau

Le réseau électrique étant sujet à des sur/ sous tensions assez fréquentes, le fonctionnement du convertisseur sous de telles conditions doit être également simulé. Ceci nous permettra, entre autres, de vérifier si la balance de puissance est toujours maintenue en dehors des conditions nominales de fonctionnement.

Pour ce faire, un creux de 27% sur les tensions sources est appliqué au convertisseur pendant 6 cycles de fonctionnement, à partir de ($t = 1s$). Le comportement des variables côtés AC et DC est montré dans **figure 6.10**.

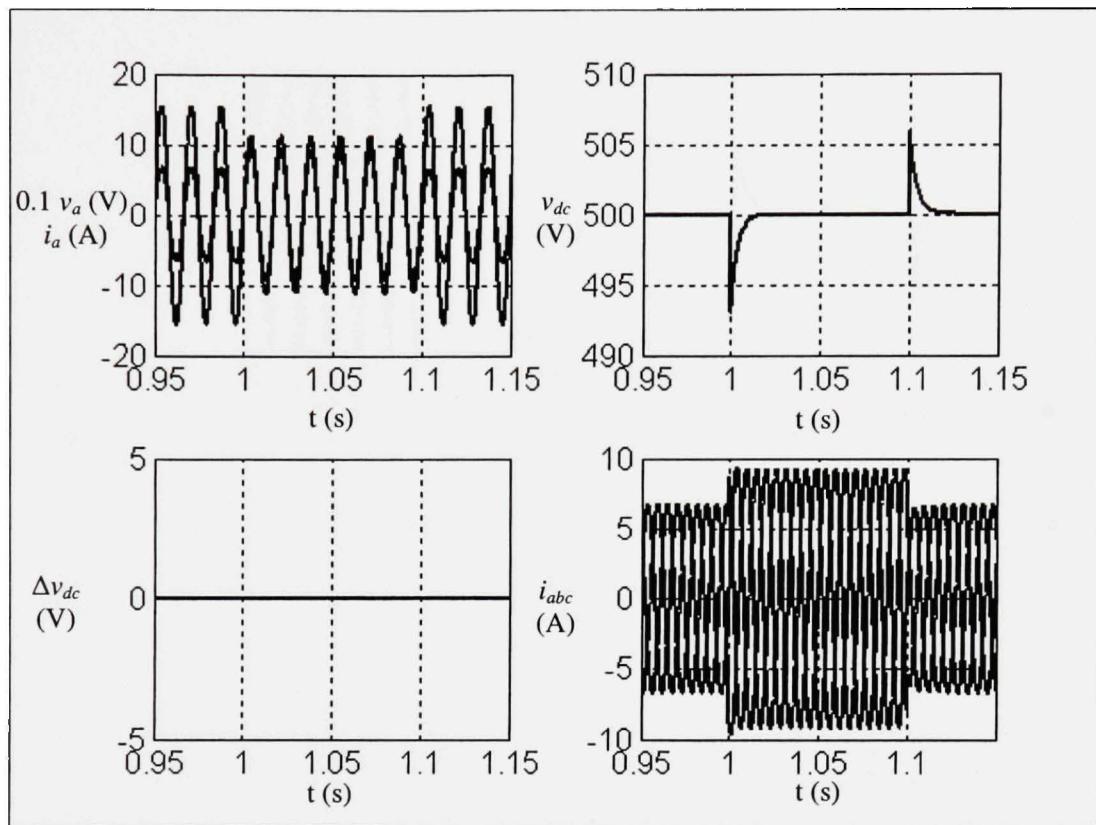


Figure 6.10 Résultats de simulation en cas de sous-tension de 27% sur l'alimentation triphasée.

Similairement, une crête de 27% sur les tensions sources est appliquée au convertisseur pendant 6 cycles de fonctionnement, à partir de ($t = 1\text{s}$). Les grandeurs AC et DC est montré dans **figure 6.11**.

Dans les deux cas, on rapport le même constat: la balance d'énergie est bel et bien assurée entre la source et la charge. La réponse du convertisseur face à ces variations est instantanée, permettant ainsi d'assurer la robustesse du bus DC de sortie, ainsi que l'équilibre des tensions DC partielles. Les dépassemens en tension sont respectivement estimés à 1% dans le premier cas et 0.4% dans le deuxième cas, ce qui est insignifiant.

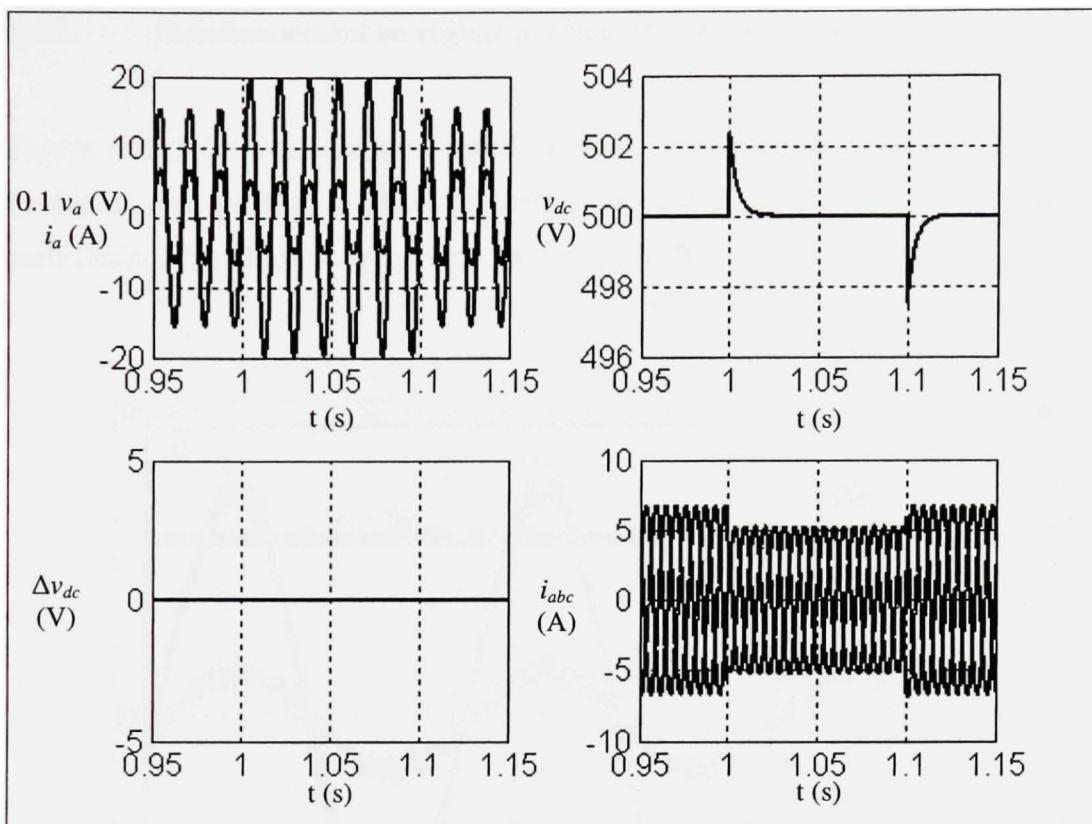


Figure 6.11 Résultats de simulation en cas de surtension de 27% sur l'alimentation triphasée.

6.4. Résultats expérimentaux

La commande adaptative proposée est maintenant implantée en temps réel sur le prototype expérimental de puissance nominale 1.5 kW, utilisant la carte de commande DS1104 de dSPACE® et l'environnement Real Time Workshop de Simulink/ Matlab®. Le mode multi tâches est utilisé avec deux pas d'échantillonnage T_s et T_{s2} de valeurs respectives 39 µs et 156 µs. L'ensemble des résultats expérimentaux enregistrés est reporté dans les sous paragraphes suivants, aussi bien en régime permanent qu'en régime de fortes perturbations côtés source et charge.

6.4.1. Fonctionnement en régime permanent à puissance nominale

Figure 6.12 montre les formes d'ondes en régime permanent à puissance nominale de la tension et courant dans la phase (a), respectivement v_a et i_a , ainsi que les tensions DC partielles aux bornes de chaque charge, respectivement v_{dc}^+ et v_{dc}^- .

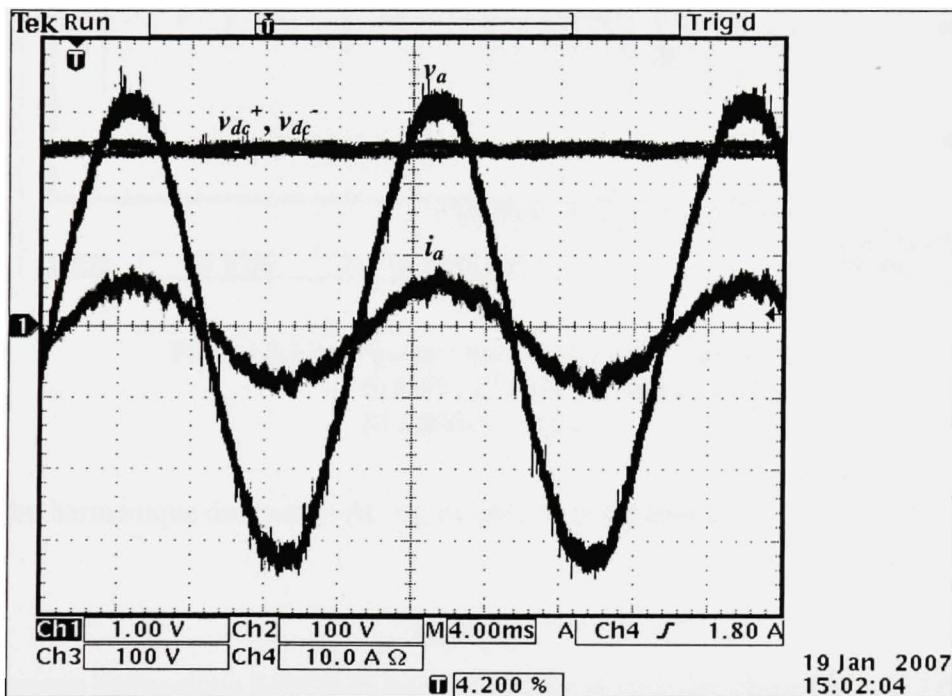


Figure 6.12 Résultats expérimentaux en régime permanent à puissance nominale

Le spectre harmonique du courant i_a est rapporté dans figure 6.13.

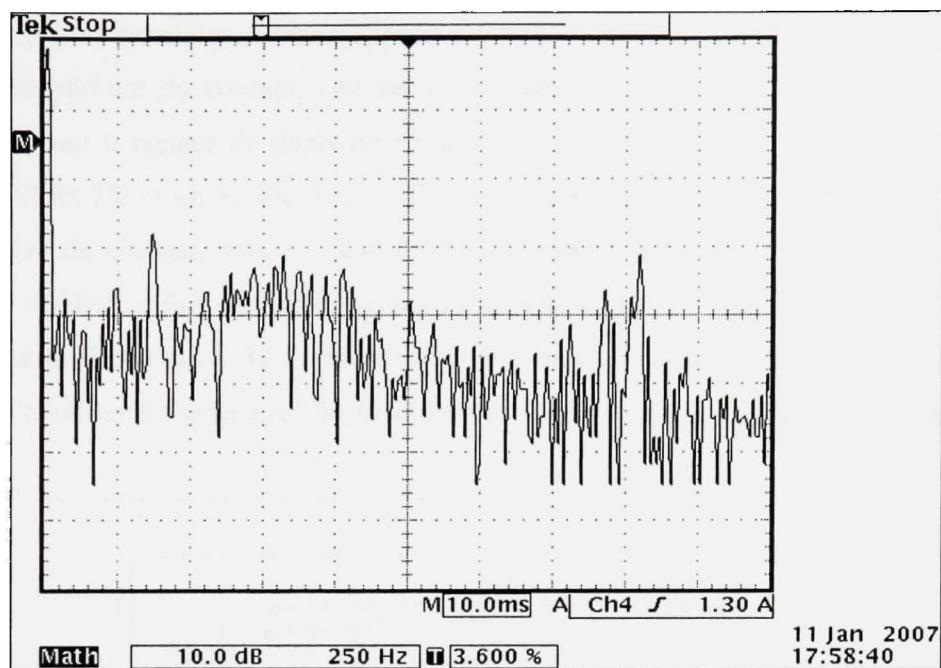


Figure 6.13 Spectre harmonique du courant i_a .
Échelle: 250 Hz/div (horizontal);
 10 dB/div (vertical)

Le contenu harmonique du courant AC est détaillé dans **tableau 6.1**.

Tableau 6.1

Contenu harmonique détaillé du courant AC sur la première phase ($I_{1,rms} = 4.6A$)

h	1	2	3	4	5	6	7	8
$I_h/I_1(\%)$	99.7	1.4	1.7	0.8	1.4	0.2	4.3	0.8
h	9	10	11	12	13	14	15	16
$I_h/I_1(\%)$	0.4	0.7	1.3	0.7	2.2	2.7	0.5	3.1
h	17	18	19	20	21	22	23	24
$I_h/I_1(\%)$	2.4	1.3	0.5	0.2	0.6	0.4	0.5	0.2
h	25	26	27	28	29	30	31	
$I_h/I_1(\%)$	0.2	0.1	0.1	0.1	0.3	0.2	0.7	

Comme on peut constater, la technique de commande proposée assure une mise en forme sinusoïdale parfaite du courant, une nette atténuation des harmoniques de courants et un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire du convertisseur. Ceci se traduit par un faible TDH de 7% et un FP élevé de 0.99. La fondamentale constitue la composante la plus significative du courant, avec un taux de 99.7% de sa valeur RMS totale. La variation du TDH, PF et FDP en fonction de la puissance transférée à la charge suit l'allure des courbes retracées dans **figure 6.14**. Bien évidemment, on s'attend à ce que ces trois critères (TDH, PF et FDP) s'améliorent davantage plus on augmente la puissance de la charge.

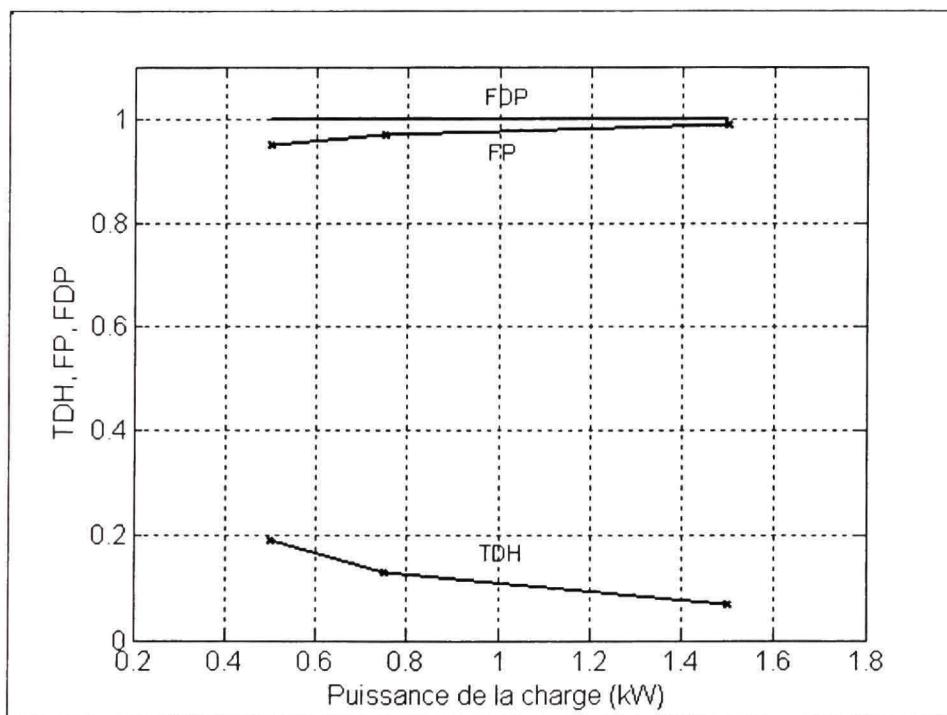


Figure 6.14 Allure des TDH, FP et FDP en fonction de la puissance transférée à la charge.

Figure 6.15 montre les formes d'ondes des courants triphasés i_a , i_b et i_c , dont la commande proposée assure un bon équilibre en amplitude et en phase, avec une mise en forme sinusoïdale parfaite.

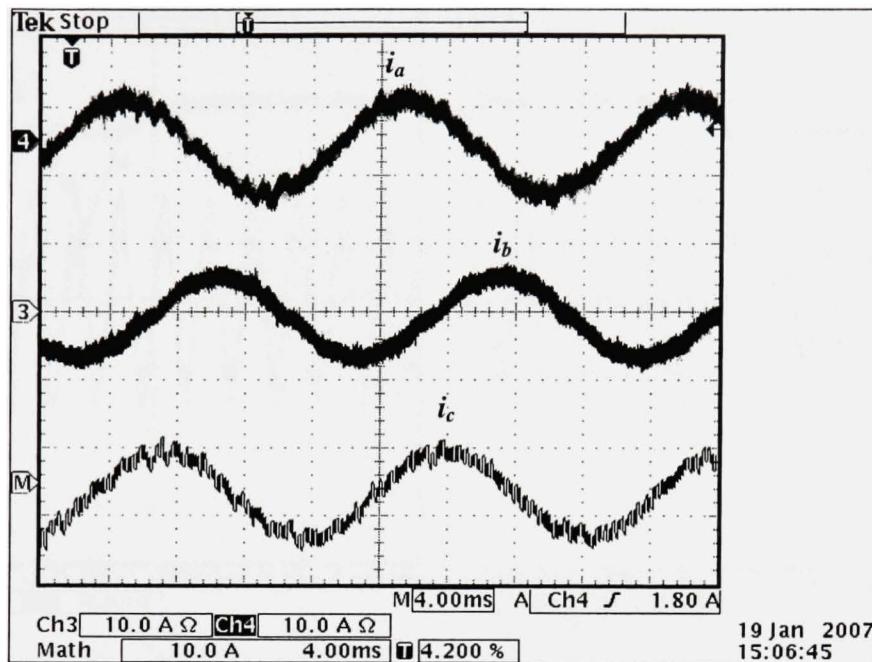


Figure 6.15 Courants triphasés i_a , i_b et i_c .

6.4.2 Fonctionnement en régime de fortes perturbations

6.4.2.1 Variations de $\pm 20\%$ sur la référence V_{dc}^* de la tension DC

Identiquement aux autres techniques de commande proposées antérieurement dans cette thèse, ce test sert à déterminer les capacités en poursuite du convertisseur, muni de la commande non-linéaire adaptative. À cet effet, on se propose d'appliquer deux variations dynamiques sur la tension DC de référence V_{dc}^* , respectivement de + 20% et de - 20% de sa valeur nominale (500V). La réponse du système est rapporté respectivement dans **figure 6.16** et **figure 6.17**. Comme on peut noter, la suivie des nouvelles références est assurée dans les deux cas, avec des temps de réponse assez brefs, estimés à 1 cycle dans le cas de l'augmentation de la référence et à 2 cycles dans le cas de sa diminution. Il est également intéressant d'étudier l'impact de la variation de la tension DC de référence sur les performances du système en général, et plus particulièrement sur le TDH du courant AC et sur le FP.

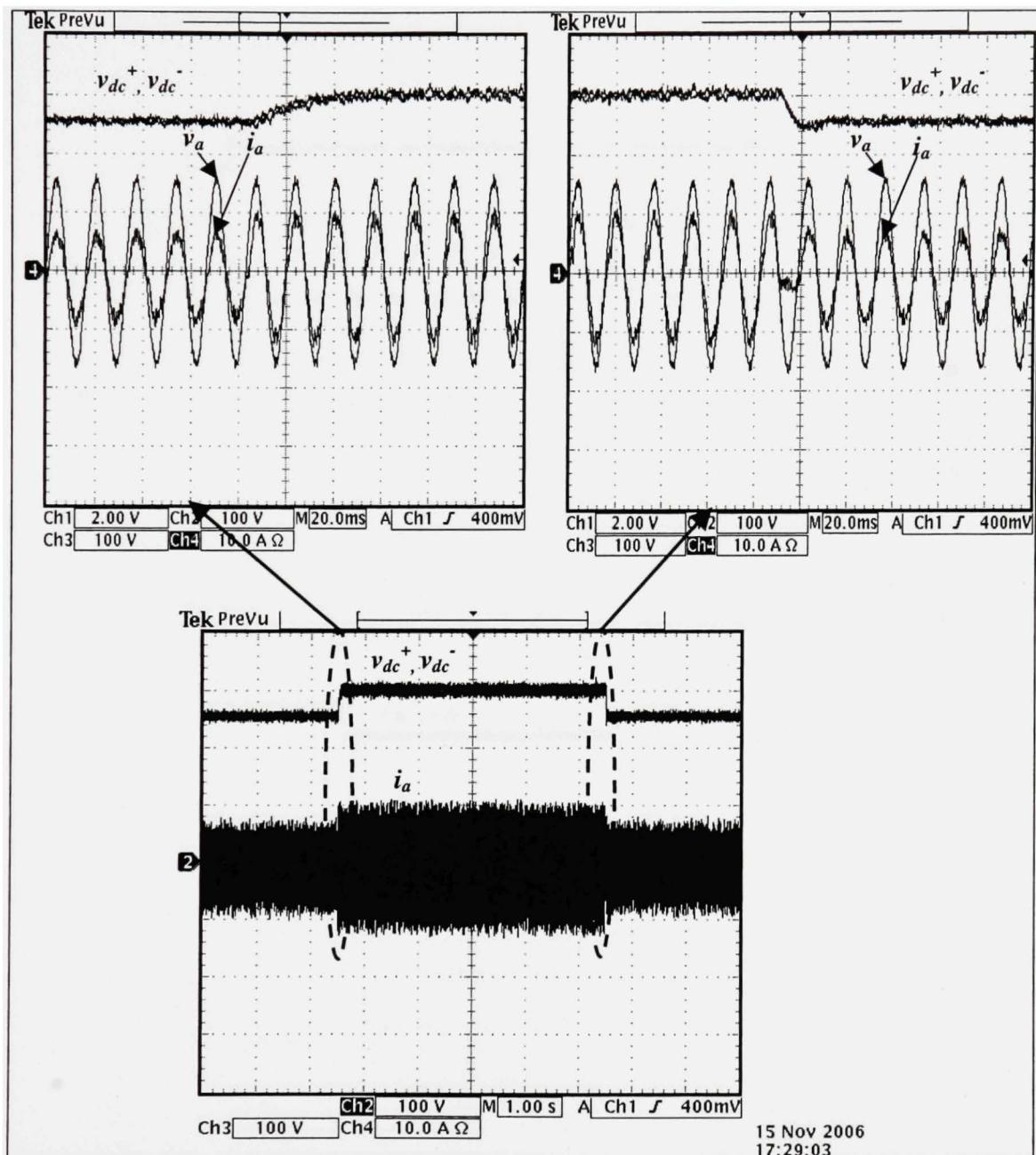


Figure 6.16 Résultats expérimentaux pour l'augmentation de 20% de la référence de tension DC.

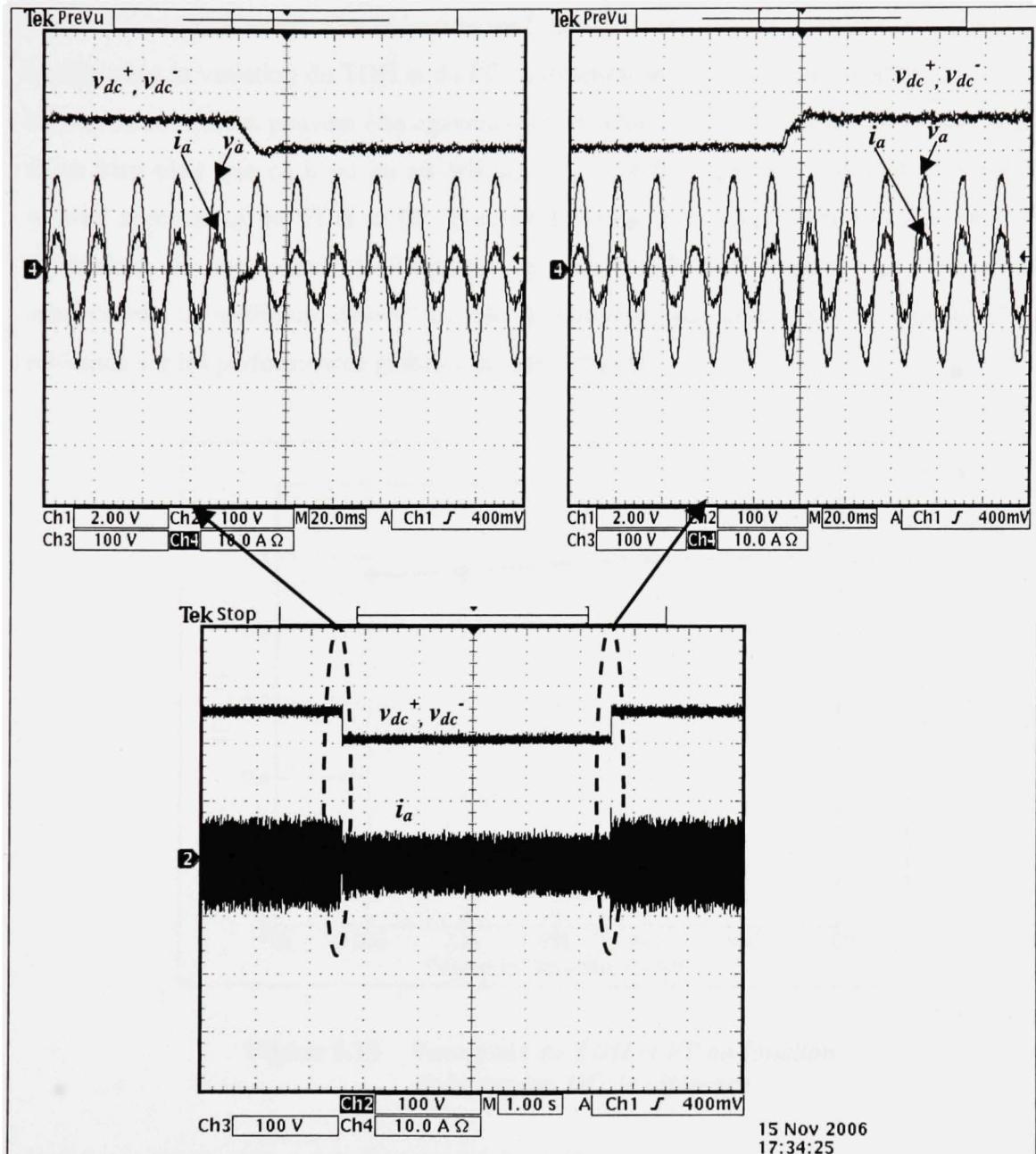


Figure 6.17 Résultats expérimentaux pour la diminution de 20% de la référence de tension DC.

En effet, on a bien vu dans **chapitre 2** que cette valeur joue un rôle primordial quant au dimensionnement des inductances d'élevage. De plus, elle doit être judicieusement choisie à l'intérieur d'un certain intervalle, faute de quoi, on risque de perdre le contrôle sur la mise en

forme du courant source. Ces éléments sont bien illustrés dans les graphes de **figure 6.18**, représentant la variation du TDH et du FP en fonction de la tension DC de référence. Notons bien que ces courbes peuvent également extrapolées aux autres méthodes de commande. Il est bien clair que ce n'est qu'au-delà de ($V_{dc}^* = 400V$) que l'on parvient à obtenir des valeurs acceptables de TDH et FP. Bien évidemment, ces valeurs peuvent être nettement améliorées en augmentant la fréquence de commutation. N'empêche que ces courbes représentent la meilleure preuve du rôle déterminant que peut jouer la tension DC de référence sur les performances globales du convertisseur.

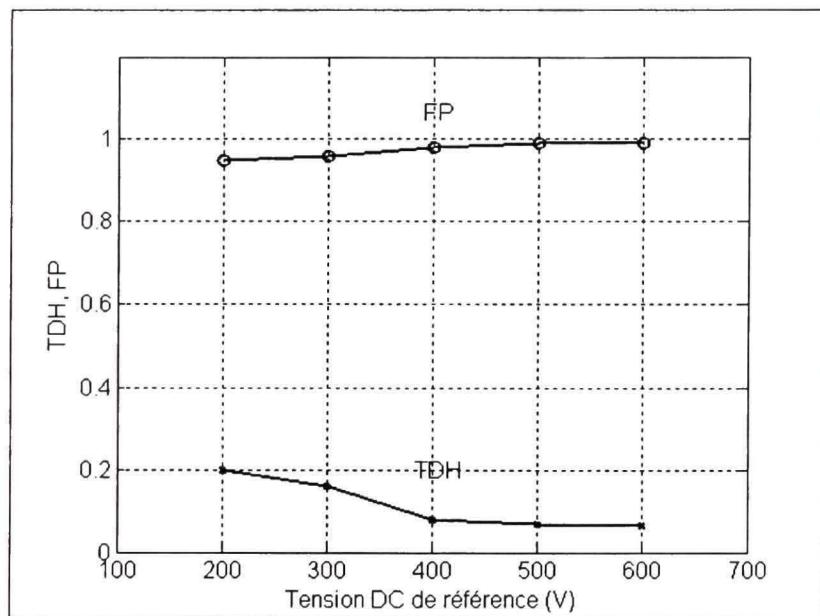


Figure 6.18 Variations du TDH et FP en fonction de la tension DC de référence.

6.4.2.2. Déséquilibre des charges DC partielles

On se propose ici de générer trois variations sur la charge de niveau inférieur R_{dc}^- pour différentes puissances, plus précisément de 300% à 100% (et inversement) à 33% de la puissance nominale, de 200% à 100% (et inversement) à 50% de la puissance nominale et de 100% à 60% (et inversement) à 100% de la puissance nominale. Les résultats pour ces différents essais sont rapportés dans **figures 6.19- 6.21**.

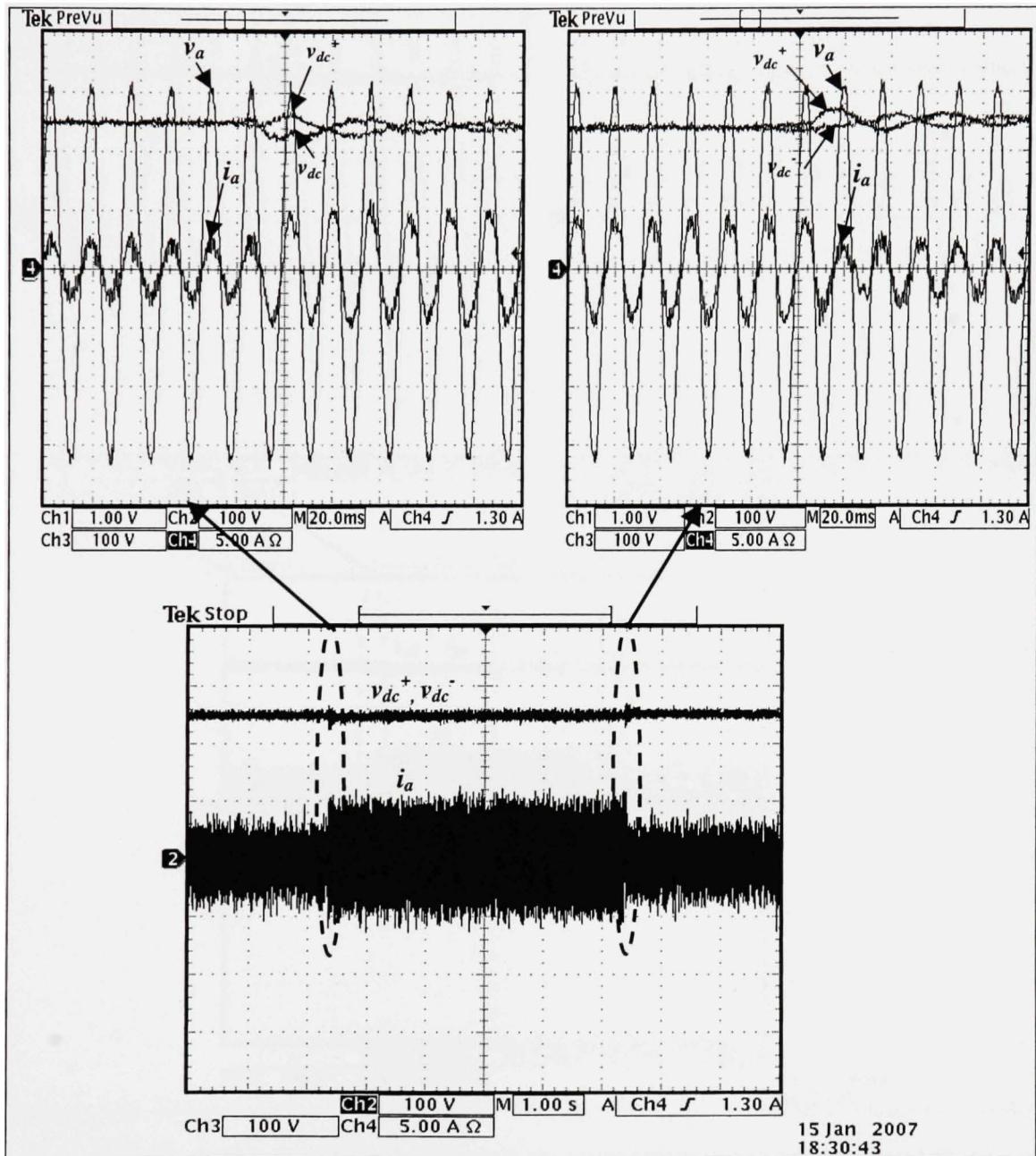


Figure 6.19 Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 300% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 33% de la puissance nominale.

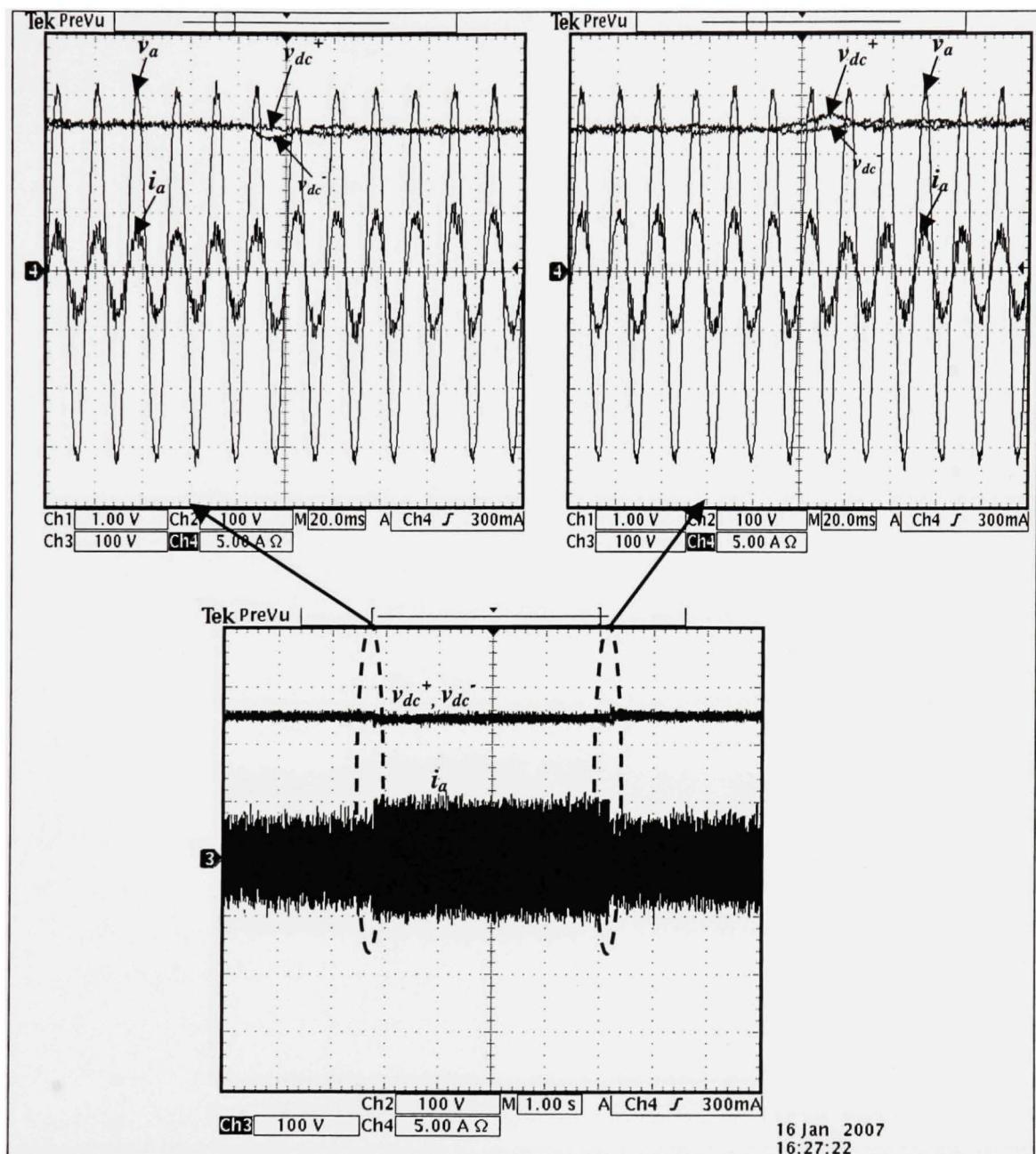


Figure 6.20 Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 200% à 100% (et inversement) de sa valeur nominale à 50% de la puissance nominale.

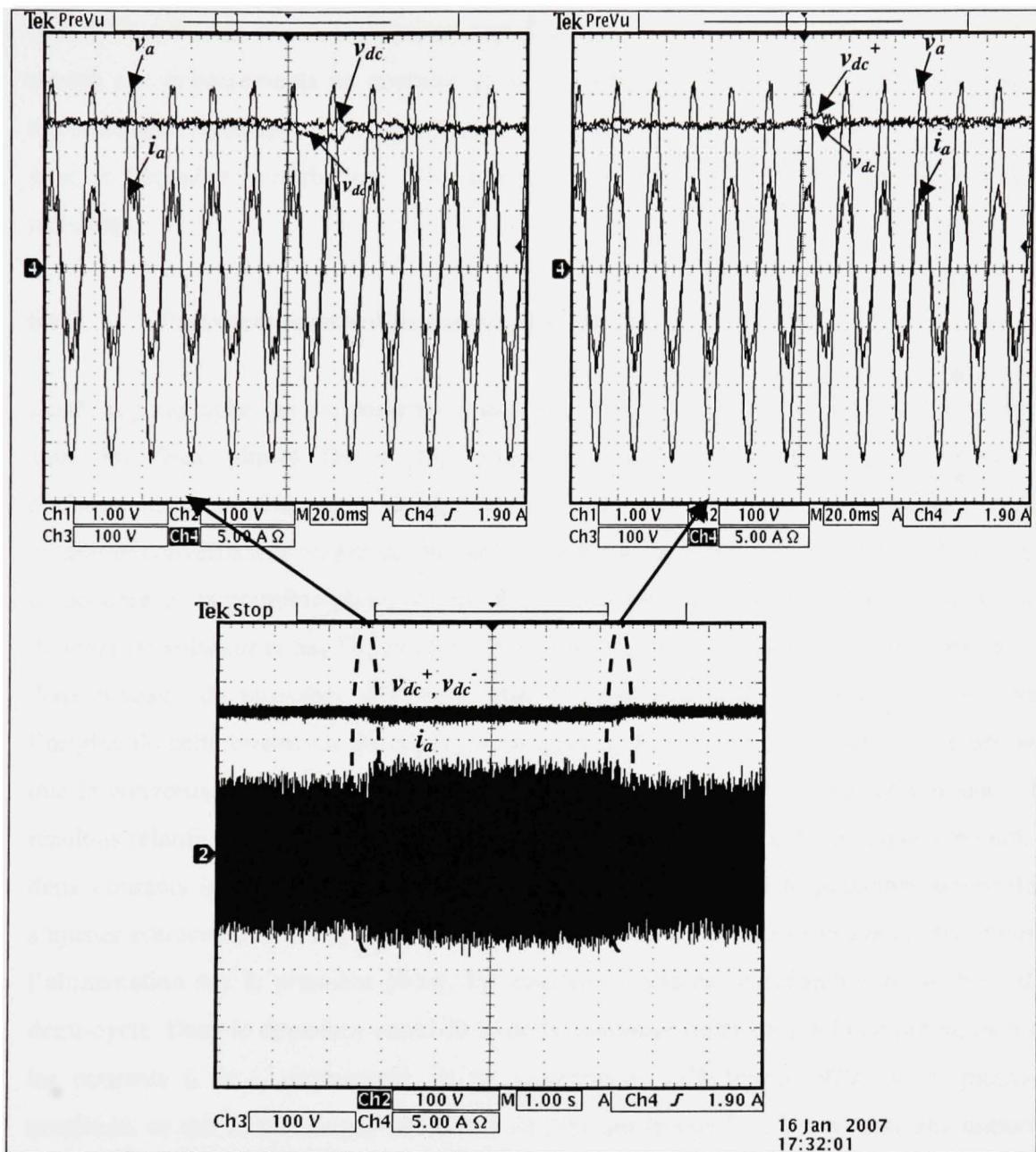


Figure 6.21 Résultats expérimentaux pour une variation de la charge R_{dc} de 100% à 60% (et inversement) de sa valeur nominale à 100% de la puissance nominale.

Le constat majeur dans ces différents essais est que l'équilibre entre les deux bus DC est parfaitement maintenu, quelle que soit la sévérité de l'asymétrie des charges. De plus, une visible amélioration du régime transitoire en comparaison avec les techniques de commande

(quasi) linéaire est observée. Ceci se manifeste par la réduction significative constatée au niveau des dépassemens en courants et en tensions, permettant ainsi au convertisseur de répondre plus rapidement à la perturbation. Les temps de réponse enregistrés sont de 3 cycles pour la première perturbation, d'1 cycle pour la deuxième et d'un demi-cycle pour la troisième.

6.4.2.3. Perte temporaire d'une phase d'alimentation

Dans ce paragraphe, on expérimente le cas où le convertisseur est temporairement alimenté sous les deux phases (b) et (c) uniquement. Ceci représente un cas critique de disfonctionnement côté source. À cause de la limite en courant dans le circuit, on s'attend à ce que le convertisseur ne puisse fournir la totalité de la puissance demandée par la charge, en absence de la première phase, ce qui se manifesterait par une erreur statique de quelques dizaines de volts sur le bus DC de sortie. Pour cette raison, on se propose d'effectuer ce test à deux niveaux de puissance différents, afin de démontrer que la commande n'est pas à l'origine de cette erreur. La déconnexion temporaire de la phase (a) est alors effectuée alors que le convertisseur opère respectivement à 33% et à 100% de sa puissance nominale. Les résultats relatifs à ces deux essais sont montrés dans **figures 6.22 et 6.23** respectivement. les deux courants i_b et i_c parviennent dans le premier cas (33 % de la puissance nominale) à s'ajuster correctement de façon à maintenir les deux bus DC constants et égaux. Au retour de l'alimentation sur la première phase, les courants triphasés se rééquilibreront au bout d'un demi-cycle. Dans le deuxième cas (100 % de la puissance nominale), tel que prévu, bien que les courants i_b et i_c augmentent, ils ne parviennent qu'à fournir 92% de la puissance nominale, ce qui se traduit par une erreur de 30V sur le bus DC. Un constat très important quant à cet essai est la nette réduction des surtensions et surintensités au retour de la phase (a).

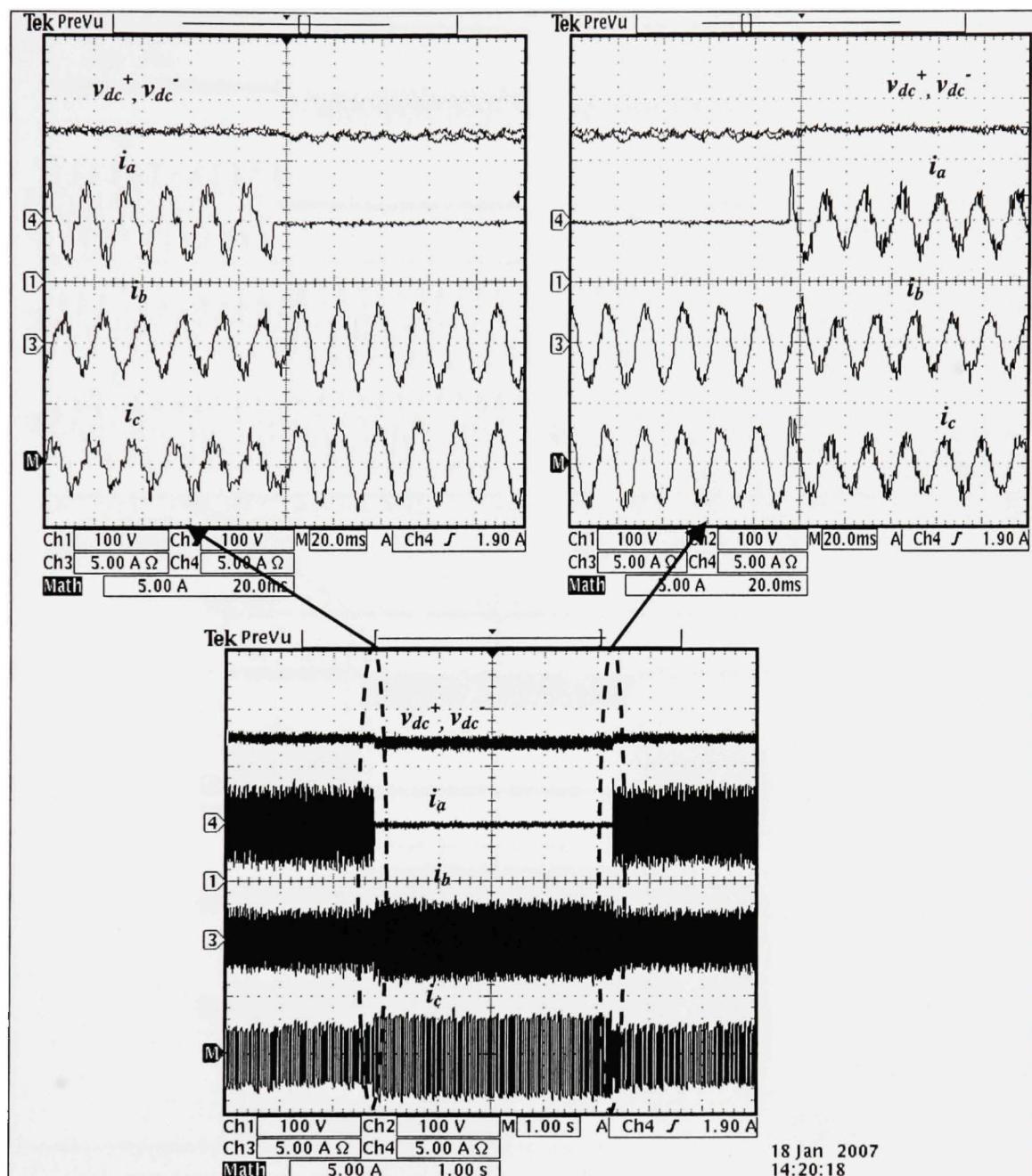


Figure 6.22 Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 33% de la puissance nominale.

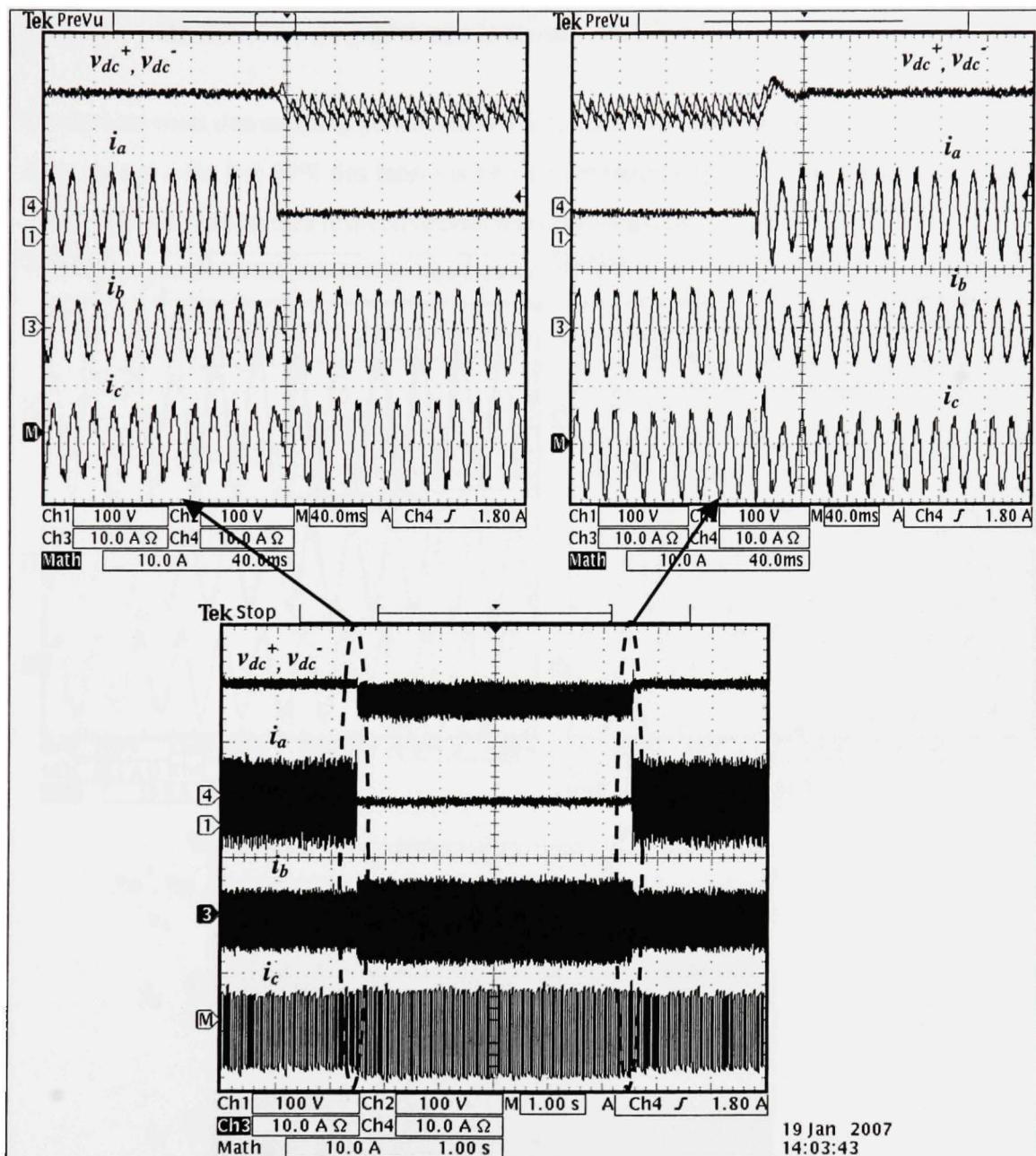


Figure 6.23 Résultats expérimentaux pour une perte temporaire de la phase (a) à 100% de la puissance nominale.

6.4.2.4. Creux/ crête de $\pm 27\%$ sur la tension du réseau

Ce dernier volet des essais expérimentaux s'intéresse au comportement du convertisseur face à un creux/ crête à $\pm 27\%$ des tensions de l'alimentation triphasée. Les formes d'ondes côté AC et DC sont rapportées respectivement dans **figures 6.24** et **6.25**.

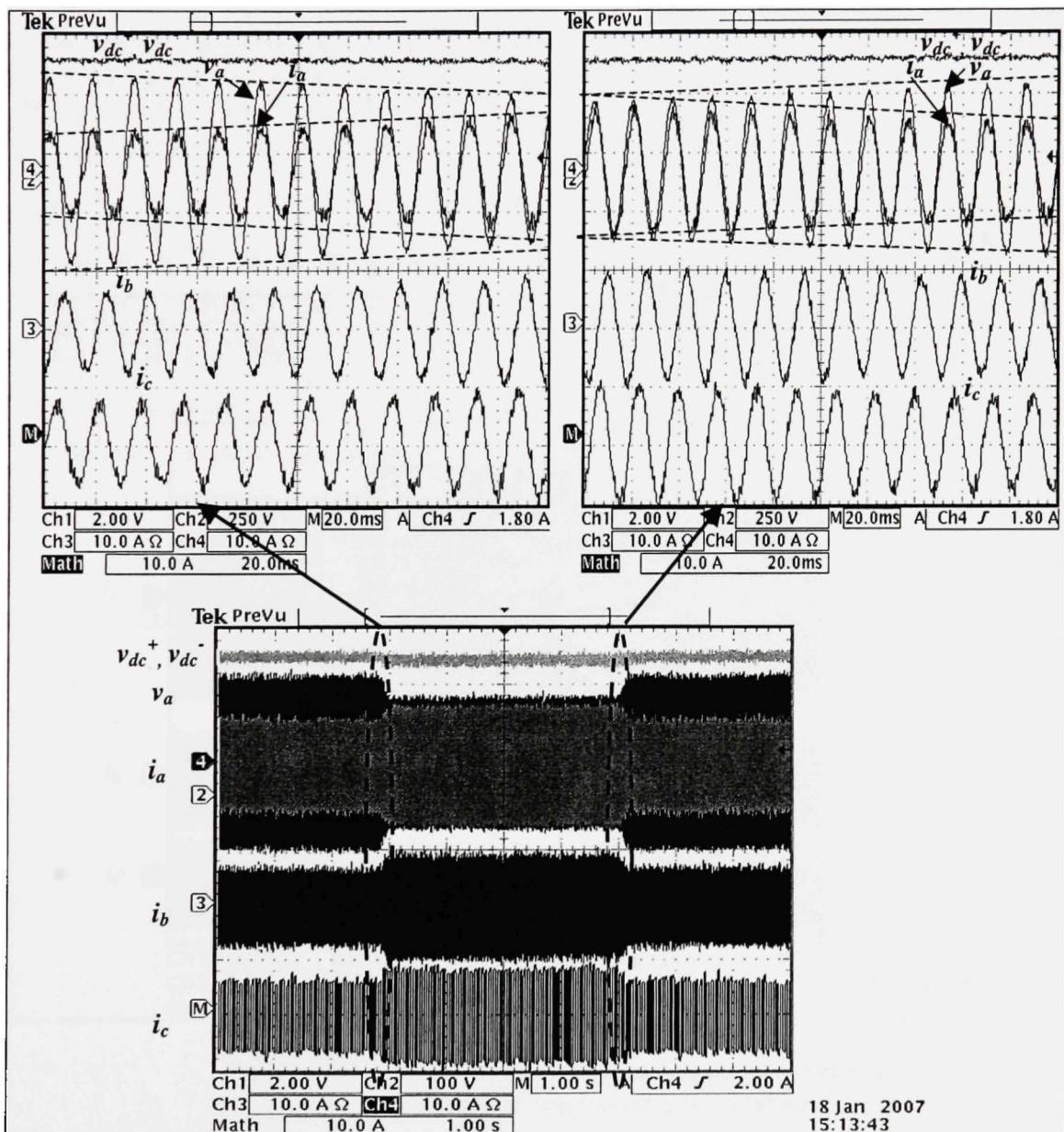


Figure 6.24 Résultats expérimentaux pour un creux de 27% sur les tensions d'alimentation.

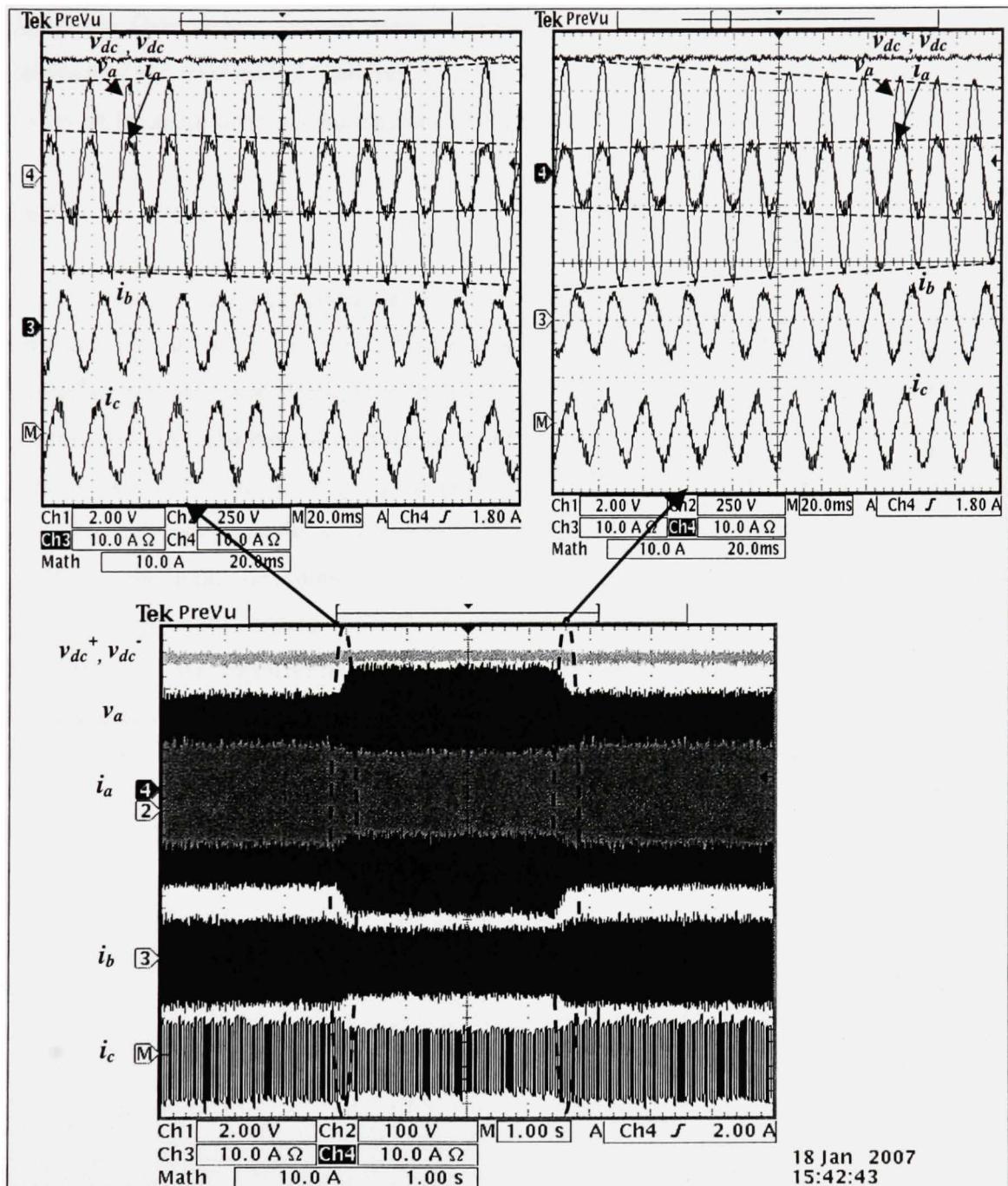


Figure 6.25 Résultats expérimentaux pour une crête de 27% sur les tensions d'alimentation.

La balance de puissance est constatée dans les deux cas, puisque les courants AC suivent les variations des tensions correspondantes, tout en maintenant l'équilibre requis en amplitude et

en phase. D'autre part, aucune atteinte à la constance du bus DC de sortie n'est signalée, et le convertisseur continue à délivrer la totalité de la puissance demandée par la charge indépendamment des sous/ surtensions côté alimentation.

6.5. Conclusion

Dans le présent chapitre, les principaux fondements théoriques de la commande non-linéaire adaptative, basée sur la linéarisation au sens entrée/ sortie, est rappelée dans le domaine continu, puis réadaptée au domaine discret en vue de son implantation ultérieure en temps réel. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus attestent bien de la haute performance de cette technique pour gérer aussi bien les non-linéarités du système que les variations de ses paramètres. À l'issue de chapitre, il s'avère intéressant de faire le point sur les trois méthodes de commande proposées dans les trois derniers chapitres. Une étude comparative multi-critères détaillée s'avère donc nécessaire, afin de conclure sur les avantages et les inconvénients que présente chacune d'entre elles. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 7

SYNTHÈSE DES TECHNIQUES DE COMMANDE PROPOSÉES POUR LE REDRESSEUR TRIPHASÉ DE VIENNE

À l'issue des trois derniers chapitres, il est intéressant de faire le point sur les trois techniques de commande, quasi-linéaire (QL), non-linéaire (NL) et non-linéaire adaptative (NLA), qui y ont été proposées. Les résultats expérimentaux obtenus nous permettront d'effectuer une étude comparative multicritères, afin de mettre l'accent sur les avantages et inconvénients que présente chaque technique. Les critères de comparaison se résument à ce qui suit:

- 1) **Efforts de calcul:** complexité de l'algorithme, nombre de paramètres à régler, pas de calcul, temps d'exécution, matériel nécessaire,
- 2) **Efforts de mesure:** nombre de variables mesurées en temps réel,
- 3) **Performances en régime permanent sur toute la plage de fonctionnement:** TDH du courant AC, facteur de puissance, facteur de déplacement, contenu harmonique du courant AC, comportement dynamique du courant source et de la tension DC pour différentes conditions initiales,
- 4) **Performances en régime de fortes perturbations:**
 - a. Forte perturbation côté tension du réseau,
 - b. Variation de la charge et du point de consigne,
 - c. Temps de stabilisation,
 - d. Ondulation basse fréquence du bus DC.

La comparaison critère par critère des trois techniques de commande est détaillée dans les paragraphes suivants, avec données et courbes expérimentales à l'appui.

7.1 Efforts de calcul

7.1.1. Complexité de l'algorithme

Pour évaluer approximativement la complexité des algorithmes de commande, on peut se référer aux schémas d'implantation des trois techniques, rapportés dans **chapitres 4, 5 et 6**, respectivement dans **figure 4.17** pour la commande quasi-linéaire, **figure 5.2** pour la commande non linéaire et **figure 6.3** pour la commande non linéaire adaptative. Les tâches exécutées dans chaque algorithme sont les suivantes:

- **Commande QL:**

- 3 contrôleurs quasi-linéaires pour les boucles internes,
- 1 régulateur quasi-linéaire pour la boucle externe de tension,
- 1 transformées abc/dqo pour les trois courants AC,
- 1 transformée abc/dqo inverse pour les trois rapports cycliques,
- 1 changement des trois variables de commande,
- 1 bloc de protection contre les surintensités,
- 1 mesure de phase,
- 3 signaux PWM,

- **Commande NL:**

- Compensation de non-linéarité pour les trois boucles internes,
- 3 contrôleurs linéaires pour les boucles internes linéarisées,
- Compensation de non-linéarité pour la boucle externe de tension,
- 1 régulateur linéaire pour la boucle externe de tension,

1 bloc de génération des courants de référence,
 2 transformées abc/dqo pour les courants et les tensions triphasées,
 1 transformée abc/dqo inverse pour les trois rapports cycliques,
 1 changement des trois variables de commande,
 1 bloc de protection contre les surintensités,
 1 mesure de phase,
 3 signaux PWM,

- **Commande NLA:**

3 lois de commande linéarisantes pour les boucles internes,
 3 entrées auxiliaires stabilisantes pour les boucles internes,
 1 bloc de balance d'énergie entre les côtés AC et DC,
 1 régulateur linéaire pour la boucle externe de tension,
 1 bloc de génération des courants de référence,
 8 lois d'adaptation des paramètres,
 2 transformées abc/dqo pour les courants et les tensions AC,
 1 transformée abc/dqo inverse pour les rapports cycliques,
 1 changement des trois variables de commande,
 1 bloc de protection contre les surintensités,
 1 mesure de phase,
 3 signaux PWM,

On peut donc déduire que la commande non linéaire adaptative est celle impliquant le plus grand nombre d'opérations numériques (multiplications, divisions, inversions, intégrations, etc.), ce qui augmente les efforts d'implantation et de calcul relatifs à cet algorithme.

7.1.2 Nombre de paramètres à régler

Le nombre de paramètres à régler est également un bon indicateur quant aux efforts de conception et de mise en œuvre suscités par chaque type de commande. Ces paramètres sont regroupés dans **tableau 7.1**.

Tableau 7.1

Récapitulatif des paramètres de chaque technique de commande proposée

Type de commande	Paramètres à régler
QL	$k_{idd}, z_{idd}, a_{idd}, k_{iqd}, a_{iqd}, k_{\Delta vd}, z_{\Delta vd}, a_{\Delta vd}, k_{vd}, z_{vd}, a_{vd},$
NL	$a_i, b_i, c_i, a_{\Delta v}, b_{\Delta v}, c_{\Delta v}, d_{\Delta v}, e_{\Delta v}, z_v, k_v, a_v,$
NLA	$A_{ref} = \text{diag}(3 \times 3), B_{ref} = \text{diag}(3 \times 3), P = \text{diag}(3 \times 3), Q = \text{diag}(3 \times 3), \Gamma = \text{diag}(8 \times 8), K_v, z_v,$

Pour résumer **tableau 7.1**, le réglage des contrôleurs quasi-linéaires exige le calcul de 11 paramètres au total, et telle est la commande non linéaire. Alors que pour la commande adaptative, il faut déterminer 22 paramètres au total. Il s'ensuit donc que la dernière est la plus exigeante en termes de réglage des paramètres.

7.1.3 Pas de calcul

Malgré les efforts de calcul supplémentaires impliqués par les techniques de commande non linéaires (adaptative ou non), on peut noter que les pas de calcul, nécessaires à l'exécution des différentes tâches en temps réels, sont d'un même ordre de grandeur pour les trois techniques de commande. Ces périodes sont, rappelons-le, de 38 µs pour la commande quasi-linéaire, de 39 µs pour la commande non linéaire et de 39 µs également pour la commande non linéaire adaptative.

7.2. Efforts de mesure

L'optimisation du nombre des capteurs utilisés dans le montage expérimental est un élément très important, puisqu'il permet de réduire les coûts et efforts de réalisation pratique. Dans **tableau 7.2**, on énumère les variables devant être mesurées pour chaque technique de commande.

Tableau 7.2
Nombre de variables mesurées pour chaque technique de commande

Type de commande	Grandeur à mesurer
QL	$(i_a, i_b, v_a, v_{dc}^+, v_{dc}^-)$
NL	$(i_a, i_b, v_{dc}^+, v_{dc}^-, v_a, v_b, v_c, i_{dc}^+, i_{dc}^-)$
NLA	$(i_a, i_b, v_{dc}^+, v_{dc}^-, v_a, v_b, v_c, i_{dc}^+, i_{dc}^-)$

Dans le cas de la commande quasi-linéaire, 5 grandeurs doivent être mesurées sur le circuit, qui sont $(i_a, i_b, v_a, v_{dc}^+, v_{dc}^-)$. Ce nombre s'élève à 9 pour les techniques de commande non-linéaires (adaptative ou non), puisqu'il faut mesurer la totalité des tensions sources (v_a, v_b, v_c), ainsi que les courants DC (i_{dc}^+, i_{dc}^-). Ceci implique un nombre plus important de capteurs et, par conséquent, un surplus d'encombrement sur le circuit et des coûts de réalisation.

7.3. Performances en régime permanent

7.3.1. Taux de distorsion harmonique, facteur de puissance et facteur de déplacement

Les performances en régime permanent se traduisent par l'aptitude du convertisseur à remplir sa principale fonction de redressement, tout en assurant des niveaux d'émissions harmoniques acceptables sur le réseau électrique, ainsi qu'une correction satisfaisante du facteur de puissance. Elles sont quantitativement estimées par les facteurs TDH, FP et FDP,

qui peuvent constituer de bons indicateurs quant à la qualité de la commande utilisée. Dans **figures 7.1 et 7.2**, on superpose, pour les trois techniques de commande, les courbes relatives aux variations du TDH et du FP en fonction de la puissance de la charge.

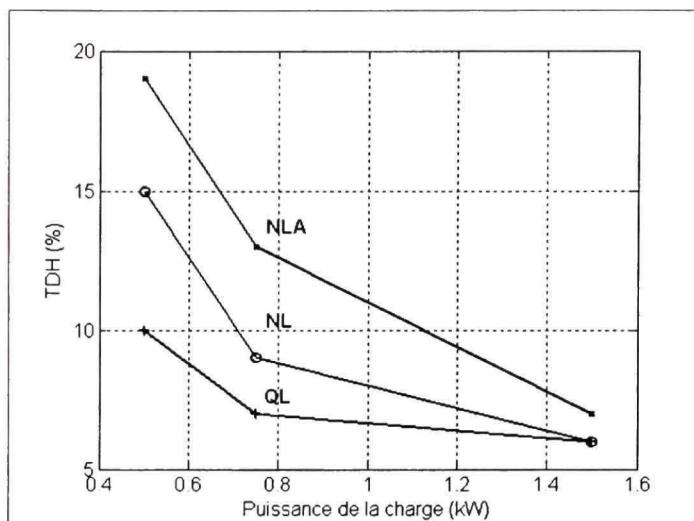


Figure 7.1 Comparaison des courbes du TDH pour les trois techniques de commande.

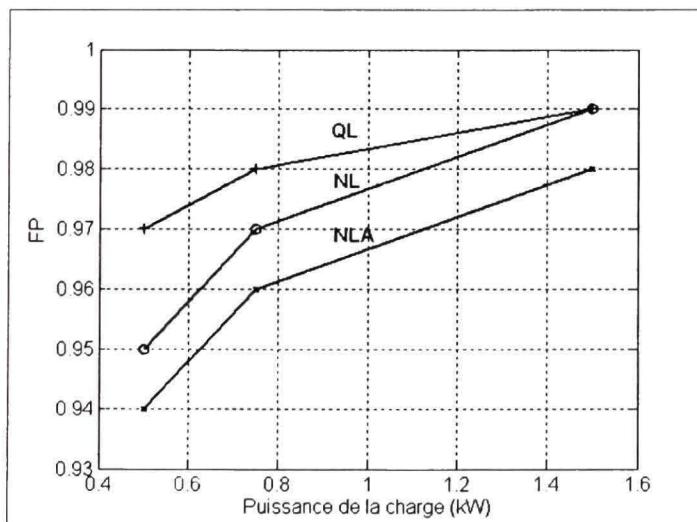


Figure 7.2 Comparaison des courbes de FP pour les trois techniques de commande.

Les légers écarts constatés au niveau des TDH et FP favorisent la commande quasi-linéaire point de vue distorsion harmonique et correction du facteur de puissance. De plus, tel que reporté dans les résultats expérimentaux en régime permanent des chapitres précédents, le convertisseur opère avec un facteur de déplacement unitaire entre les courants et les tensions triphasés, indépendamment de la technique de commande utilisée et sur toute la plage de puissances considérées ($33\% P_{nom} \rightarrow 100\% P_{nom}$).

7.3.2 Spectre harmonique du courant AC

La majorité des normes internationales en matière de limites d'émissions harmoniques, notamment celle d'Hydro-Québec (IEC-61000-4-7), impose des valeurs admissibles pour les composantes fréquentielles individuelles des courants d'alimentation. Il est donc intéressant de considérer le contenu harmonique du courant comme un facteur d'évaluation au cours de notre analyse. Pour ce faire, on rapporte dans **figure 7.3** les harmoniques du courant AC à partir de ($h=2$), obtenus moyennant les trois méthodes de commande.

Le premier constat est que les trois techniques de commande permettent d'atténuer la totalité des composantes fréquentielles au delà de 4.5% de la fondamentale. Pour les harmoniques de type ($h=6n\pm1$, n : entier), les raies les plus importantes sont constatées au niveau des 5^{ème}, 7^{ème}, 13^{ème} et 17^{ème} harmoniques.

Pour conclure, on peut dire que l'aptitude des trois commandes à assurer le filtrage des harmoniques indésirables est très comparable. Cependant, une légère supériorité de la commande quasi-linéaire se manifeste au niveau des fréquences d'ordre supérieur ($h>15$).

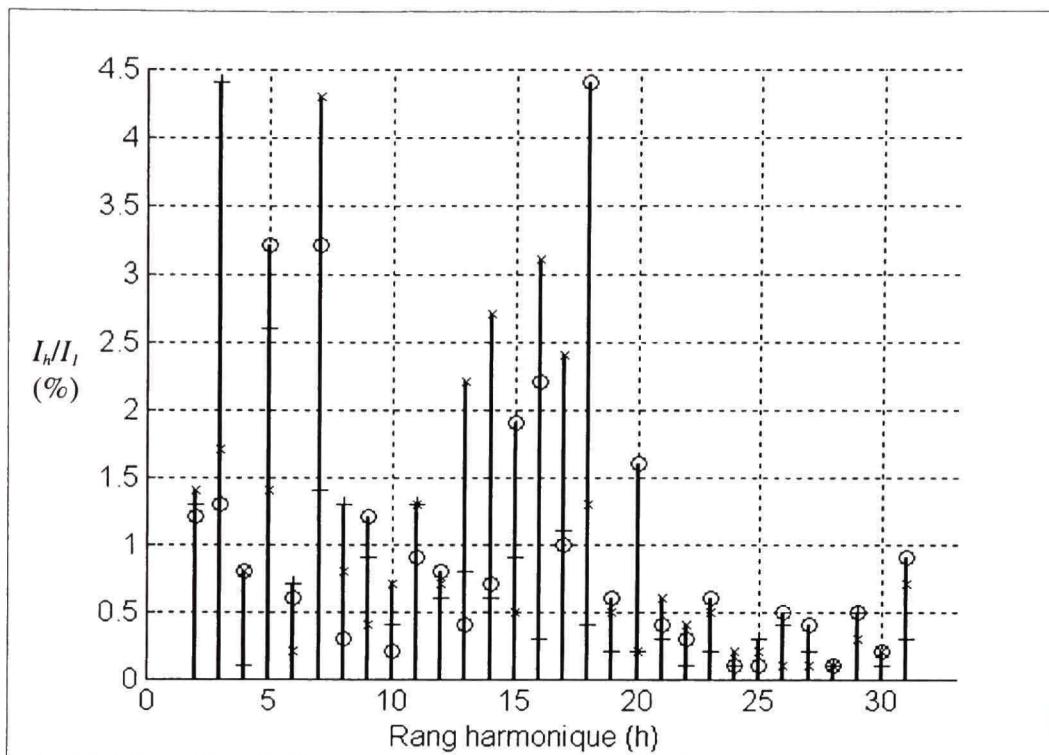


Figure 7.3 Comparaison des spectres harmoniques du courant pour les trois techniques de commande
 +: QL, x: NL, o: NLA.

7.3.3 Comportement dynamique pour différentes conditions initiales

La dynamique du système dans le plan de phase peut nous renseigner sur les dépassements et temps de réponse initiaux du convertisseur, et ce pour différentes conditions initiales. Pour ce faire, on retrace les courbes $\hat{i} = f(v_{dc})$, $\hat{i} = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)}$ pour chaque technique de commande dans **figure 7.4**.

Comme on peut constater, le redresseur répond beaucoup plus rapidement moyennant la commande adaptative, tout en faisant suivre à ses grandeurs (courant, tension) des trajectoires beaucoup plus optimales que celles des deux autres commandes.

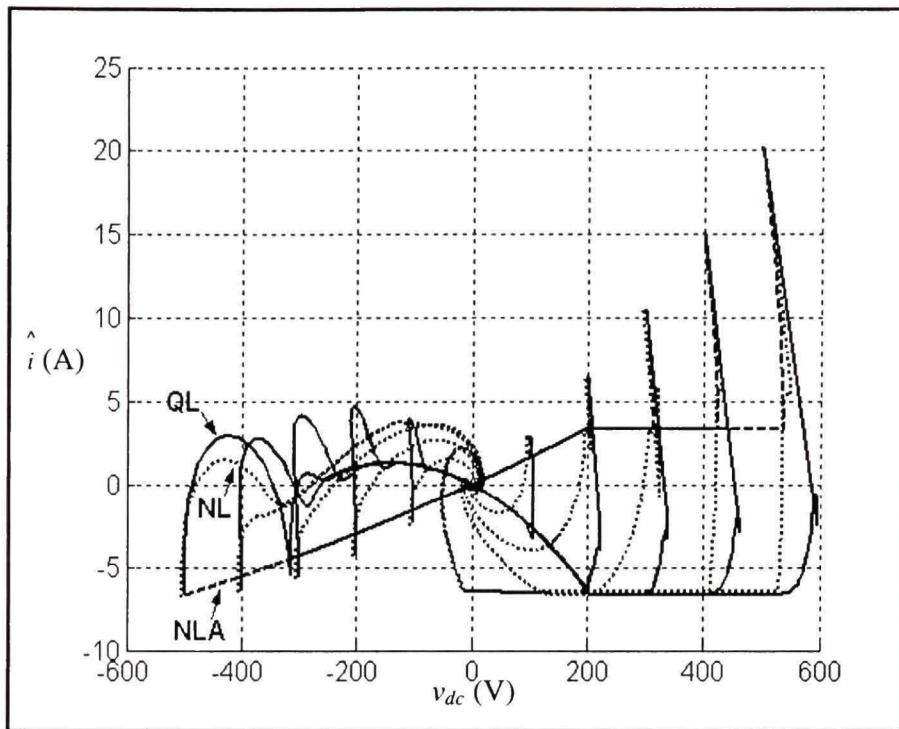


Figure 7.4 Trajectoires dans le plan de phase obtenues utilisant les trois commandes.

Cette trajectoire est également quasi-indépendante des conditions initiales du convertisseur. De plus, les dépassements initiaux en courants et en tensions générés par la commande adaptative sont beaucoup plus faibles, particulièrement sur les courbes correspondant à l'état initial expérimental (-500V, -6.5A). La configuration en boucles multiples est également visible sur les différentes courbes, puisque le courant se stabilise en premier, tout en maintenant la tension DC constante ou faiblement variable pendant un intervalle de temps. Ensuite, vient le tour de la tension pour s'ajuster à sa référence.

7.4 Performances en régime de fortes perturbations

Dans ce volet, les différentes techniques de commande sont évaluées en cas de déviation des conditions de fonctionnement nominale, ce que soit côté charge ou côté réseau. Dans ce cas, il est bien important de maintenir la distorsion harmonique des courants AC et l'oscillation de la tension DC à des niveaux acceptables au cours du disfonctionnement. De

plus, les limites en courants et en tensions des différents composants du circuit doivent être respectées pour éviter toute défaillance sur la carte de puissance. Il faut donc assurer un minimum de dépassements en courants et en tensions. Le convertisseur doit être, également, doté d'une rapidité de réponse suffisante, afin que cette perturbation n'affecte le fonctionnement normal de l'application en aval. La comparaison des performances dynamiques pour les trois techniques de commande est basée sur deux cas de perturbations étudiés lors des chapitres précédents: l'asymétrie des charges DC et la perte d'une phase d'alimentation.

7.4.1. Transitoires durant le déséquilibre des charges DC

On considère les trois échelons de variations sur la charge inférieure R_{dc^-} , précédemment expérimentés au cours des trois derniers chapitres, à savoir la diminution de R_{dc^-} de 300% à 100% à 33% de la puissance nominale, de 200% à 100% à 50% de la puissance nominale et de 100% à 60% à la puissance nominale. Le TDH du courant, temps de stabilisation à $\pm 5\%$ (t_{sv}) et dépassement en tension (D_v), obtenus moyennant les trois commandes proposées (QL, NL, NLA), sont mesurés et comparés dans **tableau 7.3**.

Pour résumer ce tableau, on peut dire que chacune des trois commandes présente un avantage sur l'un des critères de comparaison. Par exemple, la commande quasi-linéaire est la meilleure point de vue taux de distorsion harmonique du courant, mais c'est la plus lente point de vue réponse dynamique. C'est également celle qui entraîne des dépassements plus importants en tension. D'autre part, la commande non linéaire adaptative permet au bus DC de se stabiliser le plus rapidement, avec des dépassements beaucoup moins importants. Ceci est illustré dans **figure 7.5**, qui compare les réponses du système utilisant la commande adaptative avec celle obtenue avec la commande quasi-linéaire.

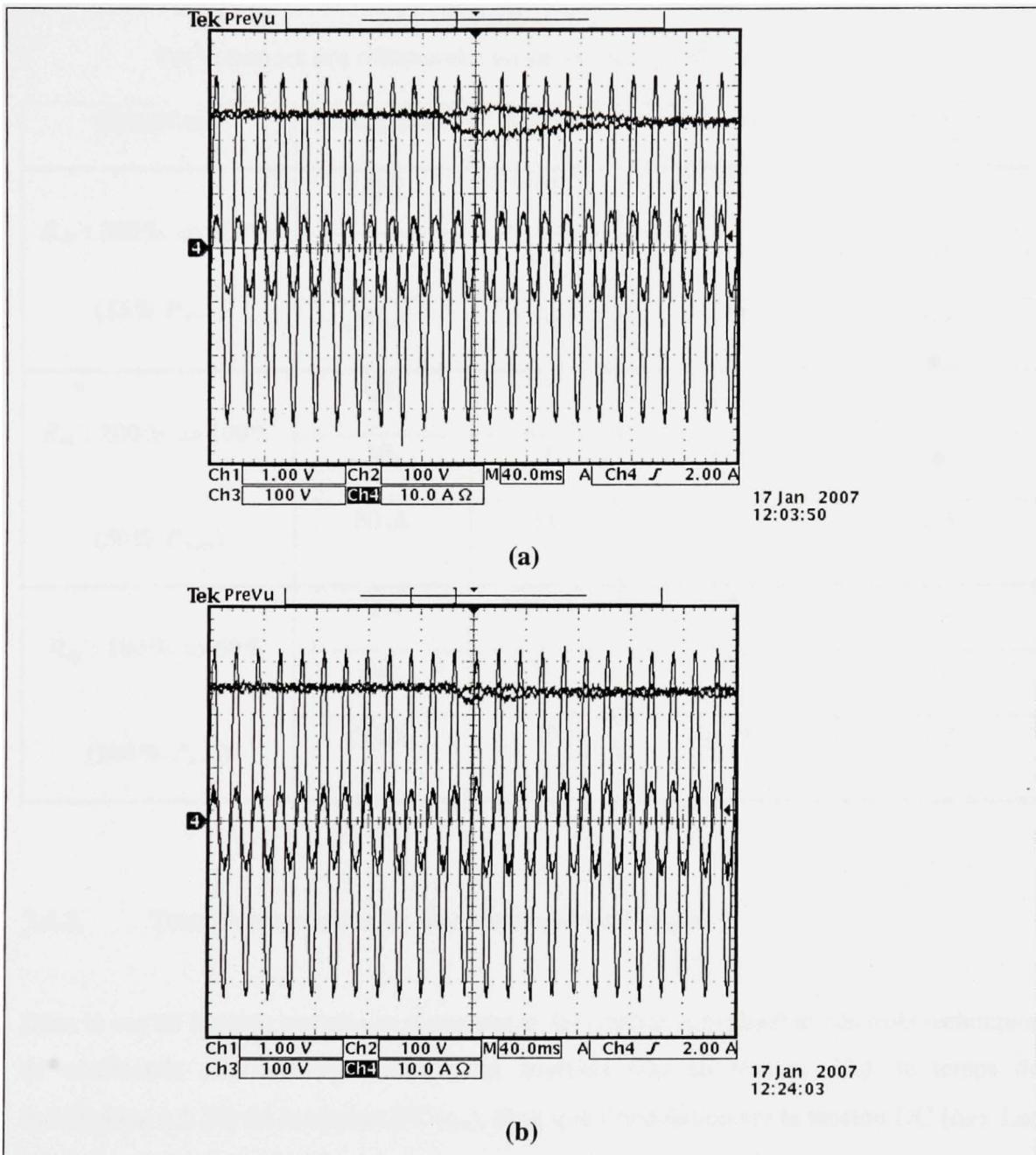


Figure 7.5 Formes d'ondes obtenues en cas de déséquilibre de charge ($R_{dc^-} = 60\% R_{dc^+}$) à puissance nominale,
(a): Commande QL, (b): Commande NLA,
Ch1: v_a , Ch2: v_{dc^+} , Ch3: v_{dc^-} , Ch4: i_a

Tableau 7.3
Performances des commandes en cas de déséquilibre des charges DC

Conditions	Commande	THD (%)	t_{sv} (s)	D_v (%)
$R_{dc}^- : 300\% \Rightarrow 100\%$ (33% P_{nom})	QL	13	6.24	40
	NL	15	0.24	0
	NLA	16	0.08	4.8
$R_{dc}^- : 200\% \Rightarrow 100\%$ (50% P_{nom})	QL	7	4.32	16
	NL	9	0.14	0
	NLA	11	0.05	2.5
$R_{dc}^- : 100\% \Rightarrow 60\%$ (100% P_{nom})	QL	6.5	1.31	9
	NL	8	0.2	0
	NLA	10	0.04	2.3

7.4.2. Transitoires durant la déconnexion d'une phase

Dans le cas de la perte temporaire d'une phase, les critères d'évaluation des trois techniques de commande sont les dépassements en courants (D_i) en tension (D_v), le temps de stabilisation à $\pm 5\%$ de la tension DC (t_{sv}), ainsi que l'ondulation sur la tension DC (Δv). Les résultats relatifs aux trois commandes sont rapportés dans **tableau 7.4**.

Tableau 7.4

Performances des techniques de commande en cas de perte d'une phase

Conditions	Commande	D_i (%)	D_v (%)	t_{sv} (s)	Δv (%)
100 % P_{nom}	QL	45	32	5	10.5
	NL	33	8	0.02	9.3
	NLA	33	5	0.032	11

D'après le tableau précédent, on peut déduire que les commandes non linéaires (adaptative ou non) permettent de réduire les dépassements et les temps de réponse des grandeurs AC et DC à la fois. Cet aspect est illustré dans **figure 7.6**, à travers une comparaison des formes d'ondes obtenues pour les commandes quasi-linéaire et non-linéaire adaptative.

D'autre part, une moindre ondulation de la tension DC est assurée par les contrôleurs quasi-linéaires. D'une manière générale, on peut conclure que c'est la commande non linéaire qui assure le meilleur compromis entre les différents critères de comparaison.

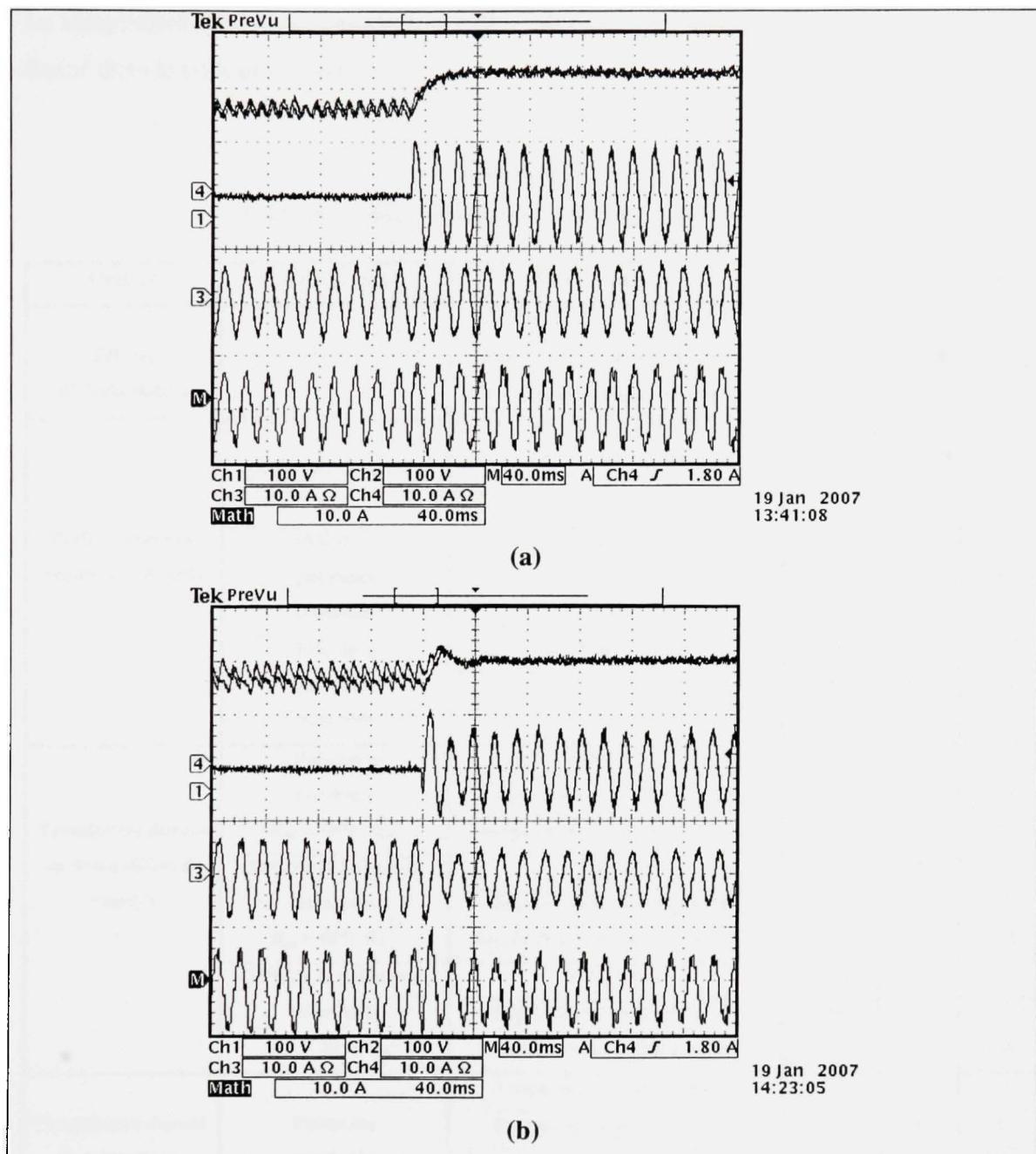


Figure 7.6 Formes d'ondes obtenues en cas de perte d'une phase à puissance nominale,
 (a): Commande QL,
 (b): Commande NLA,
 Ch1: v_{dc}^+ , Ch2: v_{dc}^- , Ch3: i_b , Ch4: i_a , M: i_c .

Le récapitulatif de l'étude comparative multicritères, effectuée tout au long de ce chapitre, est donné dans le tableau suivant:

Tableau 7.5

Tableau comparatif des trois techniques de commande

Critère	Conditions	Entités comparées	QL	NL	NLA
Efforts d'implantation	Toutes	Pas de calcul (μ s)	38	39	39
		Nombre de variables mesurées	5	10	10
		Nombre de paramètres à régler	11	11	22
Performances en régime permanent	Puissance nominale	THD (%)	6	6	7
		FP	0.99	0.99	0.98
		FDP	1	1	1
	50 % de la puissance nominale	THD (%)	7	9	13
		FP	0.98	0.97	0.96
		FDP	1	1	1
	30 % de la puissance nominale	THD (%)	10	15	19
		FP	0.97	0.95	0.94
		FDP	1	1	1
Transitoires durant un déséquilibre de charges	Puissance nominale $R_{dc^-} = 60\% R_{dc^+}$	THD (%)	6.5	8	10
		Dépassement en tension (%)	9	0	2.3
		temps de stabilisation à $\pm 5\%$ (s)	1.3	0.24	0.04
	50 % de la puissance nominale $R_{dc^-} = 50\% R_{dc^+}$	THD (%)	7	9	11
		Dépassement en tension (%)	16	0	2.5
		temps de stabilisation à $\pm 5\%$ (s)	4.32	140	0.05
	30 % de la puissance nominale $R_{dc^-} = 30\% R_{dc^+}$	THD (%)	13	15	16
		Dépassement en tension (%)	40	0	4.8
		temps de stabilisation à $\pm 5\%$ (s)	6.24	0.2	0.08
Transitoires durant la perte d'une phase	Puissance nominale	Dépassement en courant (%)	45	33	33
		Dépassement en tension (%)	32	8	5
		temps de stabilisation à $\pm 5\%$ (s)	5	0.02	0.032
		Ondulation de la tension DC (%)	10.5	9.3	11

7.5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de faire la synthèse des performances en régimes permanent et transitoire des différentes techniques de commande proposées dans cette thèse, et de mettre le point sur les avantages et inconvénients que présente chacune d'entre elles. Une étude comparative basée sur plusieurs critères d'évaluation a été conduite à cet effet. En guise de conclusion sur les résultats obtenus, on peut dire que les trois méthodes proposées permettent d'atteindre les objectifs visés, avec des performances en régime permanent très satisfaisantes et assez comparables. D'autre part, les techniques de commande non-linéaires permettent d'améliorer nettement les transitoires du convertisseur suite à de fortes perturbations, et ce en atténuant les dépassemens et en améliorant les temps de stabilisation des courants et des bus de tensions. Cependant ces lois de commande non linéaires présentent le majeur inconvénient de nécessiter un grand nombre de capteurs dans les chaînes de mesure, ce qui peut générer des efforts supplémentaires pour la mise en place des différents capteurs. Le surplus d'encombrement en est également un autre inconvénient, particulièrement pour les applications embarquées qui requièrent une optimisation du montage. La reconstruction numérique de certaines variables d'état du système peut constituer une alternative intéressante quant à la résolution de ce problème. Ceci nous amène vers le thème de “commande avec un minimum de capteurs”, ou “sensorless control”, qui sera abordé dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 8

COMMANDÉE NON LINÉAIRE À MOINDRES CAPTEURS PAR RECONSTRUCTION NUMÉRIQUE DES TENSIONS AC ET DC DU CONVERTISSEUR MOYENNANT UN FILTRE DE KALMAN ÉTENDU (FKE)

L'étude comparative des trois techniques de commande proposées nous a permis de mettre en lumière la supériorité des méthodes de commande non linéaires par rapport à la commande quasi-linéaire. Cependant, elles présentent le majeur inconvénient de nécessiter un nombre considérable de capteurs dans les chaînes de mesure. Une autre alternative quant à la mesure d'une variable serait de la reconstruire numériquement à partir du modèle d'état moyen du convertisseur. Par suite, certaines grandeurs mesurées du système pourraient être remplacées par leurs estimées dans les boucles de commande, éliminant ainsi leurs capteurs correspondants. Le concept de commande à moindres capteurs, communément connu sous son nom anglais "sensorless control", a été longtemps utilisé pour les machines synchrones et asynchrones. L'utilisation d'observateurs non linéaires permet d'estimer soit des grandeurs non mesurables, néanmoins importante pour la commande, tel que le flux [91], soit la résistance rotorique [92], pertinente information pour un diagnostic efficace des défauts dans une machine, soit la position et/ ou vitesse du rotor [93], pour la commande en vitesse et en couple. Cependant, l'implantation pratique de tels algorithmes en temps réel implique des manipulations vectorielles et matricielles, d'autant plus complexes que l'ordre du système en question est élevé. Par conséquent, elle nécessite la prise en considération de plusieurs aspects, dont principalement le temps de calcul par cycle du filtre et les caractéristiques du processeur numérique utilisé: temps d'exécution, capacité de calcul, type d'arithmétique utilisée (point fixe ou flottant), résolution des données (16 ou 32 bits), etc. [94]. Dans le cas des convertisseurs électriques, à ces contraintes s'ajoute la configuration variable de tels circuits à des fréquences de commutation assez élevées, ce qui peut contraindre l'observateur à des temps de réponse beaucoup plus rapide. Ceci a constitué une barrière quant à l'application de tels observateurs pour la commande des convertisseurs électriques. La réduction du nombre de capteurs dans la commande des convertisseurs s'est longtemps basée sur la reconstruction des courants sources à partir du courant DC [Réf.] ou

du courant milieu capacitif [95-96], utilisant des tables de correspondance ("lookup tables"). Ces dernières permettent de prédire l'allure approximative des courants triphasés, à partir de l'unique courant mesuré et des états de commutation. Face au progrès accru des calculateurs numériques et des techniques de modélisation au cours des dernières années, des tentatives intéressantes visant à appliquer les observateurs non linéaires aux convertisseurs ont commencé à voir le jour [97-98]. L'investigation de cette théorie pour le redresseur de Vienne, et sa généralisation à d'autres topologies plus complexes peuvent alors constituer une avenue innovatrice intéressante. Pour ce faire, on se propose dans ce chapitre de concevoir et implanter un observateur non linéaire pour la reconstruction des tensions AC et DC du redresseur de Vienne, et ce par simple mesure des courants AC. Ceci nous permettra d'épargner sept capteurs au total dans le circuit et d'en garder juste deux. Afin d'atteindre cet objectif, on se propose d'utiliser un observateur non linéaire de type filtre de Kalman étendu. Cette approche a été principalement motivée par le modèle d_{qo} ayant été défini pour le convertisseur, ce qui nous permettra de manipuler des grandeurs statiques dont la dynamique est beaucoup plus lente par rapport aux variables instantanées.

8.1. Présentation des observateurs

On a choisi de présenter les observateurs par la définition donnée dans [99]: "un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées". Le principe général d'un observateur est schématisé dans **figure 8.1**. Le processus d'observation se fait généralement en deux étapes principales: une étape de prédiction qui consiste à prédire les états du système à partir de son modèle mathématique, et une étape de correction, également appelée étape de filtrage, qui consiste à corriger ces valeurs prédites à partir de la différence entre les états estimés et ceux mesurés multipliée par un gain. Ce dernier joue un rôle très déterminant quant à la convergence et la dynamique de l'observateur. Il doit donc être judicieusement choisi.

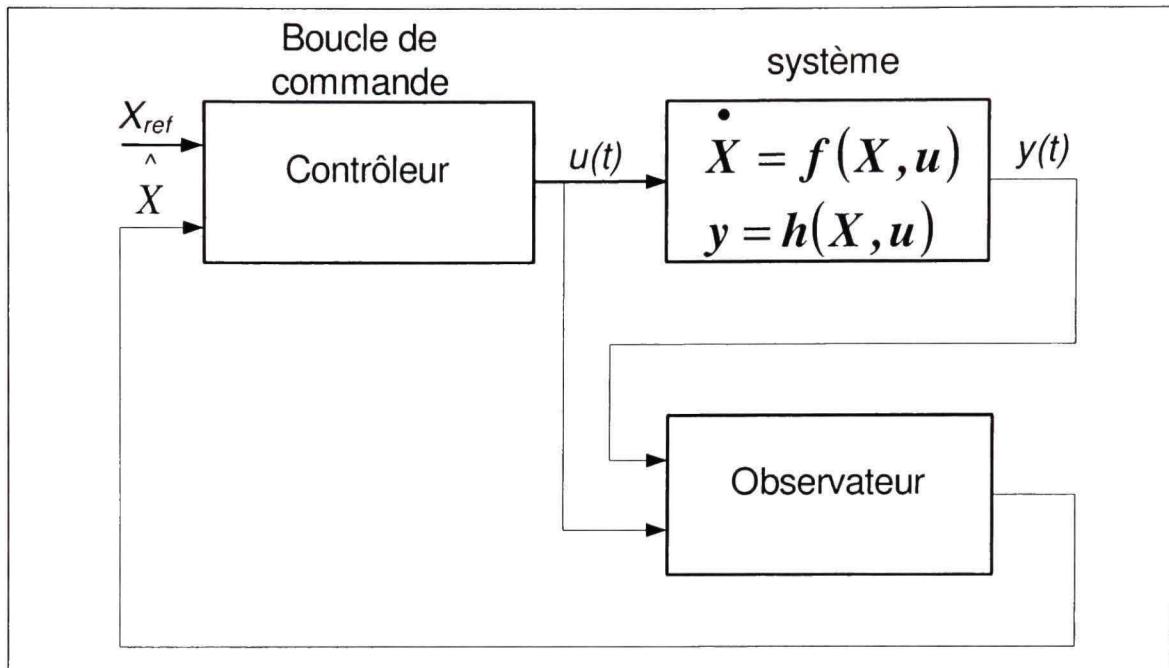


Figure 8.1 *Principe général de l'observation.*

On distingue divers types d'observateurs, qui sont principalement classés en quatre grandes catégories:

- **Les observateurs linéaires:** la détermination du gain de correction est basée sur une approximation linéaire du système. Elle se fait, donc, à partir d'une matrice linéaire et invariante dans le temps,
- **Les observateurs non linéaires:** le calcul de gain de correction est basé soit sur le modèle non-linéaire du système (exemple: observateur grand gain), soit par réactualisation des matrices du gain à chaque instant de fonctionnement (exemple: observateur de Kalman à état retardé),
- **Les observateurs déterministes:** ce genre d'observateurs considère un environnement de fonctionnement déterministe pour le système et ne tient pas compte des bruits de mesure et du processus. Exemple: observateurs de Luenberger, à modes glissants,

- **Les observateurs stochastiques:** contrairement au type précédent, ces observateurs tiennent compte des erreurs, bruits et incertitudes dans le système. Exemple: filtre de Kalman.

Le type d'observateur utilisé est étroitement lié aux caractéristiques du système observé. Dans notre cas, deux facteurs essentiels doivent être pris en compte: les fortes non-linéarités du convertisseur et l'implantation de l'algorithme d'observation en temps réel. Par conséquent, un observateur non linéaire avec un minimum de termes de correction doit être utilisé. Le filtre de Kalman étendu semble bien répondre à ces critères. Il est introduit dans le paragraphe suivant.

8.2. Filtres de Kalman étendus (FKE)

Le filtre de Kalman étendu (FKE) est un observateur optimal et stochastique basé sur un algorithme récursif dans le sens moindre carré. Il génère, à partir du modèle d'état stochastique du système et des mesures qui lui sont fournies, une estimation optimale des états ciblés. Cette estimation optimale est atteinte en minimisant la covariance de l'erreur d'estimation entre les variables observées et celles mesurées. La mise en place d'un filtre de Kalman étendu nécessite la connaissance à priori des éléments suivants:

- Les dynamiques du système et des interfaces de mesure,
- La répartition statistique des bruits, perturbations et incertitudes dans le système,
- Les conditions initiales des variables à estimer,

Afin de concevoir un FKE pour un système dynamique non linéaire, ce dernier doit être formulé dans la forme étendue suivante:

$$\begin{aligned} X_e(k+1) &= f_e(X_e(k), u_e(k)) + \omega_{x1}(k) \\ Z(k) &= H_e X_e(k) + \omega_{x2}(k) \end{aligned} \quad (8.1)$$

avec:

X_e : le vecteur d'état étendu du système incluant toutes ses variables d'état ainsi que les paramètres à estimer avec l'hypothèse d'une faible variation dans le temps,

f_e : la fonction non linéaire des états et des entrées,

u_e : le vecteur des entrées de commande,

Z : le vecteur des variables mesurées,

H_e : la matrice de mesure,

ω_{x1} et ω_{x2} respectivement les bruits du système et de mesure, supposés être des bruits blancs (moyenne nulle, covariance unitaire).

Pour un tel système, on définit le FKE par les relations récurrentes suivantes:

$$\begin{aligned} N(k) &= F_e(k)P(k)F_e^T(k) + F_u(k)D_uF_u^T(k) + Q_N \\ P(k+1) &= N(k) - N(k)H_e^T(D_\xi + H_eN(k)H_e^T)^{-1}H_eN(k) \quad (8.2.a - 8.2.c) \\ \hat{X}_e(k+1) &= \hat{f}_e\left(\hat{X}_e(k), \hat{u}_e(k)\right) + P(k+1)H_e^T D_\xi^{-1} \left(Z(k) - H_e \hat{X}_e(k) \right) \end{aligned}$$

avec:

Q_N : la matrice de covariance du bruit du système, constante définie positive,

D_ξ : la matrice de covariance de l'erreur de mesure,

D_u : la matrice de covariance du bruit sur les entrées de commande,

P : la matrice de covariance de l'erreur d'estimation,

N : la matrice de covariance de l'erreur d'extrapolation,

$\hat{X}_e(k+1)$: l'estimation suivante du vecteur d'états étendu,

Notons bien que le réglage de la matrice Q_N et des conditions initiales de la matrice P ($P(0)$) se fait généralement par essai et erreur. Il influe énormément la rapidité de convergence de

l'observateur et sa dynamique en régimes transitoire et permanent. Les matrices D_ξ et D_u sont déterminées à partir des erreurs de mesures inhérentes des capteurs de tensions et/ ou courants, ainsi que les erreurs de quantification des CADs.

Les matrices F_e et F_u sont respectivement définies par:

$$F_e = \left. \frac{\partial f_e(X_e, u_e)}{\partial X_e} \right|_{\hat{X}_e, \hat{u}_e}, \quad F_u = \left. \frac{\partial f_e(X_e, u_e)}{\partial u_e} \right|_{\hat{X}_e, \hat{u}_e} \quad (8.3.a - 8.3.b)$$

Comme on peut constater des deux dernières équations, les matrices F_e et F_u sont déterminées à partir d'une approximation linéaire de la fonction f_e aux alentours des estimées courantes des états $\hat{X}_e(k)$ et des entrées $\hat{u}_e(k)$. Leur réactualisation se fait à chaque nouvelle estimation des états.

D'après eq. (8.2), on peut distinguer les deux étapes principales de l'observation:

- 1) L'étape de prédiction: au cours de cette étape se fait la prédiction des états suivants \hat{f}_e à partir du modèle du système, ainsi que le calcul des matrices d'erreurs d'estimation et d'extrapolation, respectivement P et N .
- 2) L'étape de correction (ou de filtrage): l'estimation des états suivants se fait à partir de la correction de leurs valeurs prédites \hat{f}_e en utilisant l'erreur entre les valeurs observées \hat{X}_e et celles mesurées Z ,

L'organigramme de la **figure 8.2** résume les différentes étapes de calcul dans le FKE.

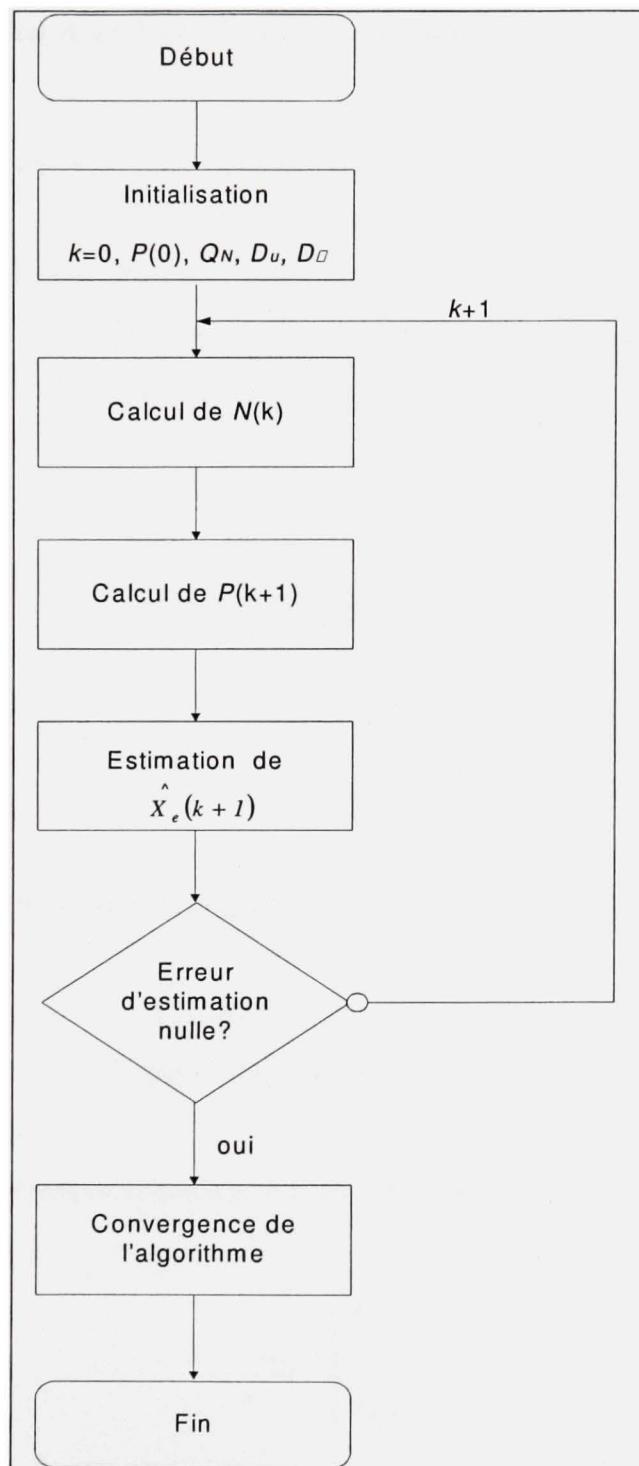


Figure 8.2 Algorithme du Filtre de Kalman étendu.

8.3 Conception d'un filtre de Kalman étendu discret pour le convertisseur de Vienne

Tel que précédemment mentionné, avant de procéder à la conception du FKE, les équations d'état du convertisseur doivent être réécrites sous la forme étendue d'**eq. (8.1)**. Pour ce faire, on se propose d'estimer les tensions AC et DC du système, autrement dit (v_{dc} , Δv_{dc} , v_d , v_q) à partir de la mesure des courants AC, représentés par leurs composantes (i_d , i_q). Ceci est équivalent à définir les vecteurs d'états étendus X_e et le vecteur des mesures Z comme étant:

$$X_e = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Delta v_{dc} \\ v_{dc} \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad Z = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (8.4.a - 8.4.b)$$

Le choix précédent des vecteurs X_e et Z implique les équations d'état étendues suivantes:

$$\begin{aligned} X_e(k+1) &= f_e(X_e(k), u_e(k)) + \omega_{x1} \\ Z(k) &= H_e X_e(k) + \omega_{x2} \end{aligned} \quad (8.5)$$

avec le vecteur des entrées de commande est, dans notre cas, défini par:

$$u_e = \begin{bmatrix} d_d' \\ d_q' \\ d_o' \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

La fonction non-linéaire des états et des entrées f_e est donnée par:

$$f_e = \begin{bmatrix} i_d(k) + \frac{T_s}{L} \left(v_d(k) + L\omega_o i_q(k) - \frac{v_{dc}(k)}{2} d_d^+(k) \right) \\ i_q(k) + \frac{T_s}{L} \left(v_q(k) - L\omega_o i_d(k) - \frac{v_{dc}(k)}{2} d_q^+(k) \right) \\ \Delta v_{dc}(k+1) = \Delta v_{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\alpha d_o'(k) i_d(k) - \frac{3}{2} \frac{\Delta v_{dc}(k)}{v_{dc}(k)} (d_d'(k) i_d(k) + d_q'(k) i_q(k)) - i_{dc}^+(k) + i_{dc}^-(k) \right] \\ v_{dc}(k+1) = v_{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\frac{3}{2} (d_d'(k) i_d(k) + d_q'(k) i_q(k)) - \alpha \frac{\Delta v_{dc}(k)}{v_{dc}(k)} d_o'(k) i_d(k) - i_{dc}^+(k) - i_{dc}^-(k) \right] \\ v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

La matrice de mesure est déduite comme étant:

$$H_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

Les matrices F_e et F_u en sont, alors, déduites appliquant **eq. (8.3.a-8.3.b)** à la fonction f_e , (**eq. (8.7)**) ce qui résulte en:

$$F_e = \begin{bmatrix} 1 & T_s \omega_o & 0 & -\frac{T_s}{2L} \hat{d}_d^+ & \frac{T_s}{L} & 0 \\ -T_s \omega_o & 1 & 0 & -\frac{T_s}{2L} \hat{d}_q^+ & 0 & \frac{T_s}{L} \\ \frac{\partial T_s}{C_{dc}} \left(\hat{d}_o^+ - \frac{3}{2\alpha} \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} \hat{d}_d^+ \right) & -\frac{3T_s}{2C_{dc}} \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} \hat{d}_q^+ & 1 - \frac{T_s}{C_{dc} R_{dc}} & -\frac{3T_s}{2C_{dc}} \frac{\left(\hat{d}_d^+ \hat{i}_d^+ + \hat{d}_q^+ \hat{i}_q^+ \right)}{v_{dc}} & -\frac{3T_s}{2C_{dc}} \frac{\Delta v_{dc}}{\left(\frac{v_{dc}}{2} \right)^2} \left(\hat{d}_d^+ \hat{i}_d^+ + \hat{d}_q^+ \hat{i}_q^+ \right) & 0 & 0 \\ \frac{\partial T_s}{C_{dc}} \left(\frac{3}{2\alpha} \hat{d}_d^+ - \hat{d}_o^+ \frac{\Delta v_{dc}}{v_{dc}} \right) & \frac{3T_s}{2C_{dc}} \hat{d}_q^+ & 0 & 1 - \frac{T_s}{C_{dc} R_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

$$F_u = \begin{pmatrix} -\frac{T_s}{2L}\hat{v}_{dc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{2L}\hat{v}_{dc} & 0 \\ -\frac{3}{2}\frac{T_s}{C_{dc}}\frac{\hat{\Delta v}_{dc}}{\hat{v}_{dc}}\hat{i}_d & -\frac{3}{2}\frac{T_s}{C_{dc}}\frac{\hat{\Delta v}_{dc}}{\hat{v}_{dc}}\hat{i}_q & \frac{\alpha T_s}{C_{dc}}\hat{i}_d \\ \frac{3T_s}{2C_{dc}}\hat{i}_d & \frac{3T_s}{2C_{dc}}\hat{i}_q & -\frac{\alpha T_s}{C_{dc}}\frac{\hat{\Delta v}_{dc}}{\hat{v}_{dc}}\hat{i}_d \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (8.10)$$

Tous les éléments nécessaires à l'implantation en temps réel de l'observateur de Kalman sont maintenant prêts. Le FKE peut donc être ajouté à la loi de commande non linéaire comme l'indique le schéma bloc de **figure 8.3**. Seuls les courants sont mesurés en temps réel et les variables (v_{dc} , Δv_{dc} , v_d , v_q) sont remplacés dans les boucles de régulation par leurs estimées (\hat{v}_{dc} , $\hat{\Delta v}_{dc}$, \hat{v}_d , \hat{v}_q).

Les détails relatifs au choix des différents paramètres et des conditions initiales sont discutés dans le paragraphe suivant.

8.4 Résultats de simulation

Avant de procéder aux expérimentations, on simule l'algorithme proposé en temps réel sur le modèle d'état moyen du convertisseur. Cette étape est importante pour le réglage des différentes périodes d'échantillonnage. Cet aspect est particulièrement important en présence de l'observateur, faute de quoi l'algorithme risque de diverger.

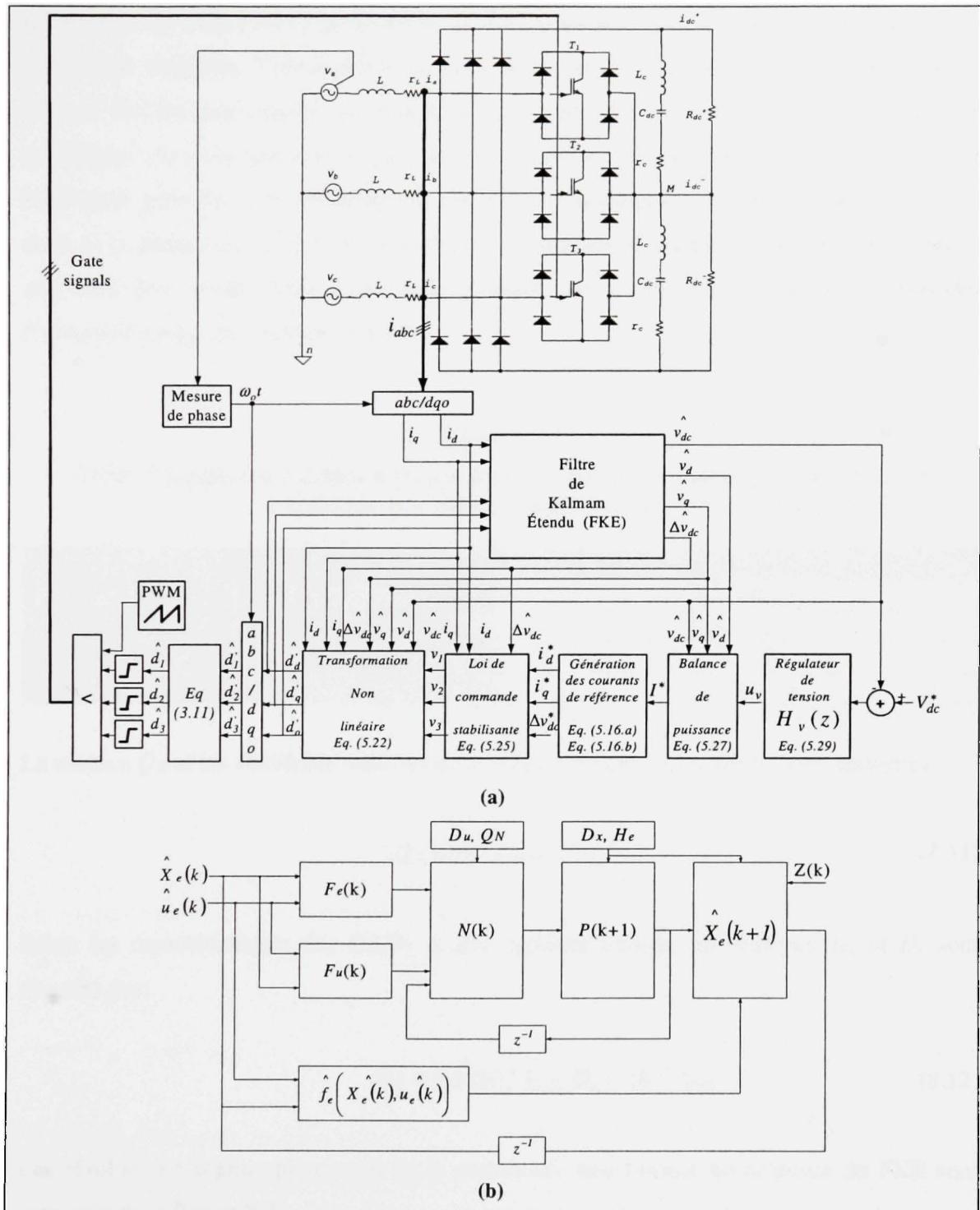


Figure 8.3 (a): Schéma bloc d'implémentation de la commande non-linéaire avec FKE,
(b): Bloc FKE.

En effet, on se trouve ici en présence de quatre tâches principales, à savoir: l'acquisition des différentes variables, l'observation, la commande, et la MLI. Ces deux dernières tâches doivent être les plus rapides que possible, mais dans les limites permises par le processeur numérique. De plus, puisque le processeur fonctionne toujours en mode multi tâches, les différentes périodes d'échantillonnage doivent être multiples entre elles. Elles dépendent donc de la période de base (celle de la MLI). Un compromis entre ces différents pas de calcul doit donc être résolu. Suite à une série d'essais, on est parvenu à optimiser les périodes d'échantillonnage aux valeurs suivantes:

Tableau 8.1

Choix des périodes d'échantillonnage pour les différentes tâches de l'algorithme de commande non linéaire à moindres capteurs utilisant un FKE

Tâche	Période d'échantillonnage
MLI	$T_{s1} = 40 \mu\text{s}$
Lecture/ écriture de données	$T_{s2} = 6 T_{s1}$
Commande	$T_{s3} = 6 T_{s1}$
Observation	$T_{s4} = 18 T_{s1}$

La matrice Q_N et les conditions initiales de la matrice P sont fixées aux valeurs suivantes:

$$Q_N = 10^{-5} \times I_{6 \times 6}, P(0) = 0 \quad (8.11)$$

Selon les caractéristiques des CADs et des capteurs utilisés, les matrices D_ξ et D_u sont données par:

$$D_\xi = 1.5 \times 10^{-5} I_{2 \times 2}, D_u = 10^{-10} I_{3 \times 3} \quad (8.12)$$

Les résultats en régime permanent de la commande non linéaire en présence du FKE sont rapportés dans **figure 8.4**.

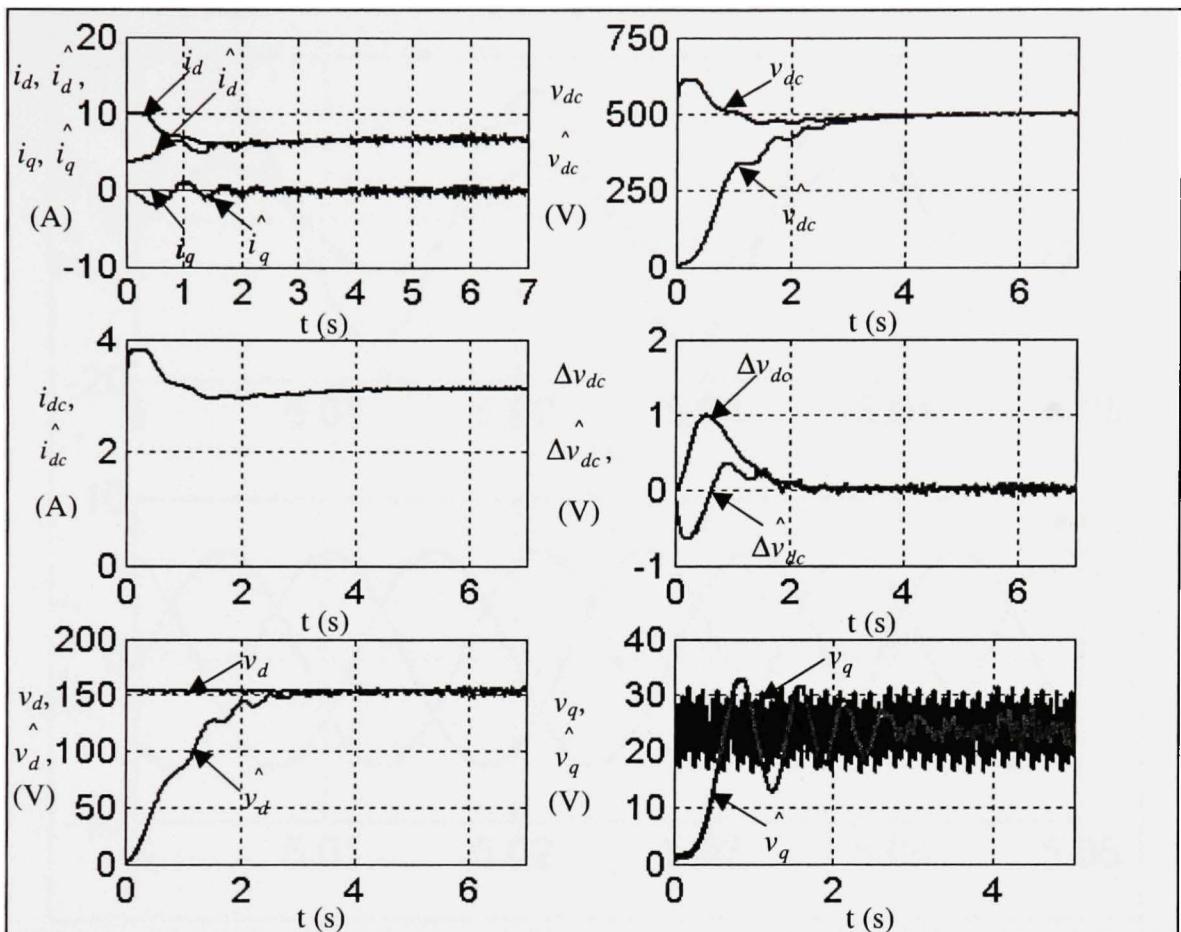


Figure 8.4 Différentes variables d'état du système et leurs estimées en régime permanent.

On remarque bien le parfait suivi assuré entre les variables réelles et leurs estimées. Le temps de convergence est de l'ordre de 2s pour la quasi-totalité des variables. Les formes d'ondes des grandeurs AC du convertisseur (i_a , i_b , i_c , v_a) sont également données à la figure 8.5 et sont très satisfaisantes.

En comparaison avec la commande non linéaire sans FKE, il n'y a pas une différence notable entre les résultats obtenus, à part ce léger déphasage constaté entre le courant et la tension sources. Ceci est probablement causé par le retard sur le temps de réponse de l'observateur.

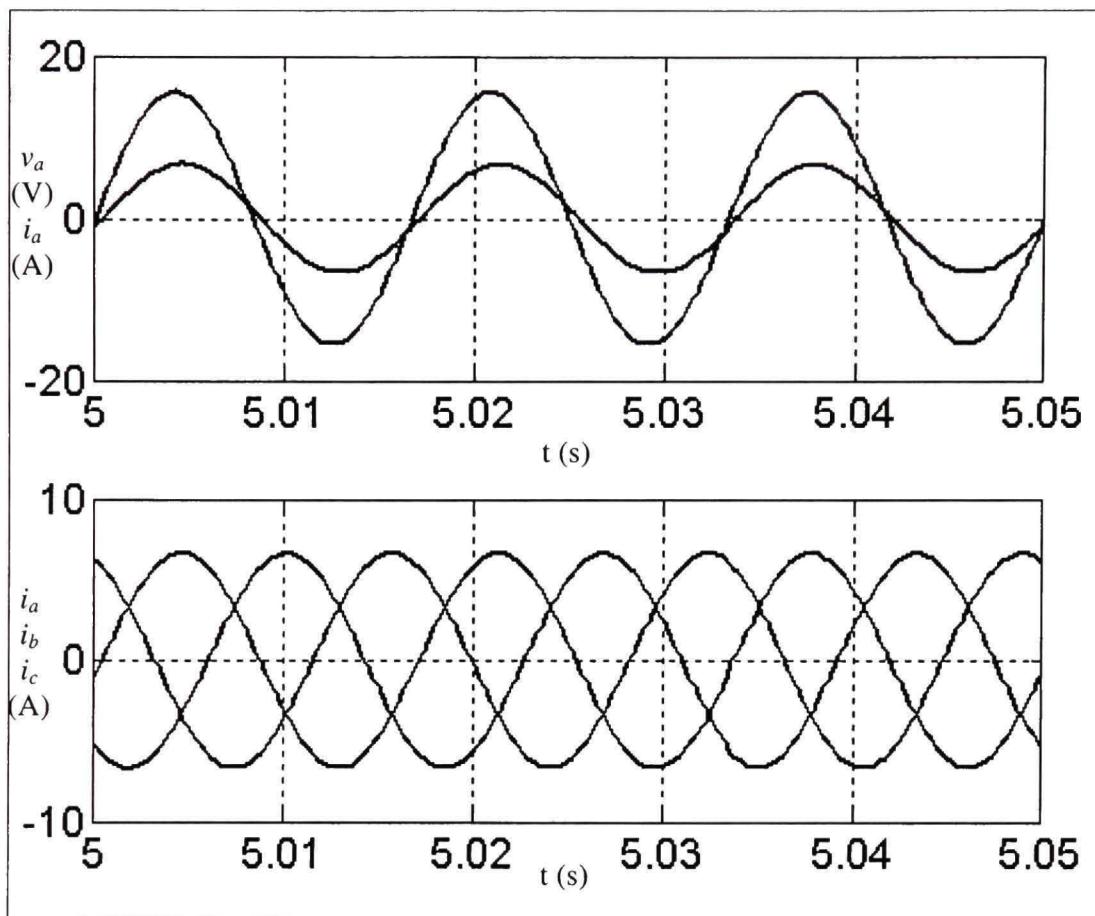


Figure 8.5 Formes d'ondes côté AC en régime permanent avec la Commande non-linéaire à moindres capteurs.

La robustesse de l'observateur face aux variations paramétriques du convertisseur est également un critère très important à vérifier. Dans notre cas, les tests de robustesse sont choisis de façon à mettre en lumière les variables que le FKE doit observer, c'est-à-dire les tensions (AC et DC) dans le circuit.

On se propose, tout d'abord, de générer une augmentation de 20% de la tension DC totale et voir si l'observateur parvient toujours à suivre les nouvelles variables dictées par ce changement de point de fonctionnement. Les résultats de cet essai sont affichés dans **figure 8.6**.

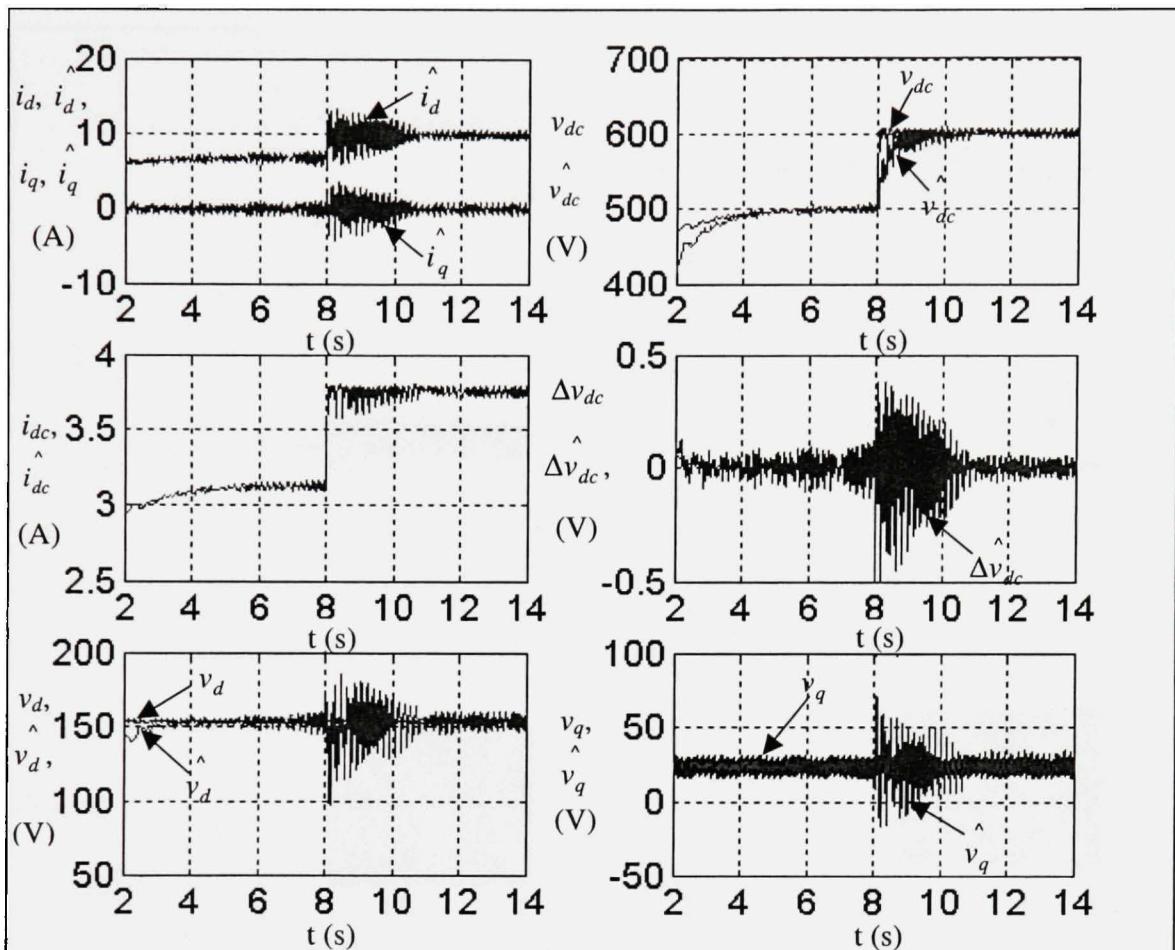


Figure 8.6 Variables mesurées et leurs estimées pour une augmentation de 20% de la référence de tension DC.

Malgré la variation imposée au convertisseur, l'observateur est capable de suivre la variation des variables v_{dc} et i_d , alors que les autres grandeurs estimées sont maintenues à leurs valeurs nominales après une fluctuation de 2s.

Le second volet des tests de robustesse consiste à simuler une perte de l'une des phases. Le FKE devrait être capable d'estimer correctement les nouvelles valeurs de v_d et v_q . Se référant aux résultats obtenus (figure 8.7), cet objectif semble bien être atteint.

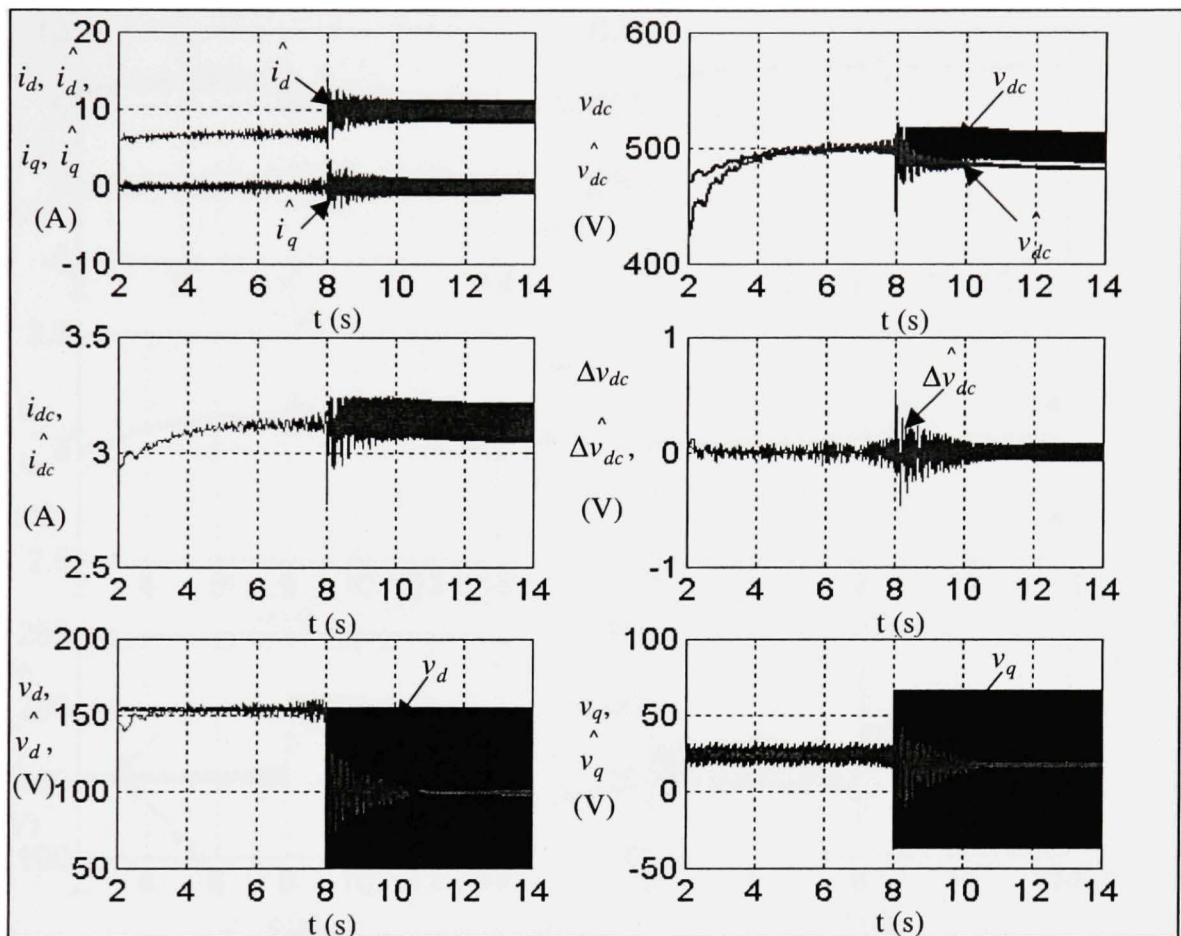


Figure 8.7 Variables mesurées et leurs estimées suite à la perte d'une phase d'alimentation.

Bien que le déséquilibre important des trois tensions entraîne l'apparition d'une composante oscillatoire à deux fois la fréquence du réseau sur les composantes v_d et v_q , le filtrage de cette composante est assuré par le FKE, qui estime les valeurs moyennes de ces composantes.

Idem dans le cas de crête de 33% des tensions sources, présenté dans **figure 8.8**, les nouvelles valeurs des tensions AC ainsi que les autres grandeurs du convertisseur sont bien estimées par l'observateur. De plus, comme son nom l'indique, le FKE assure un filtrage optimal des différentes estimées par rapport à leurs équivalents réels.

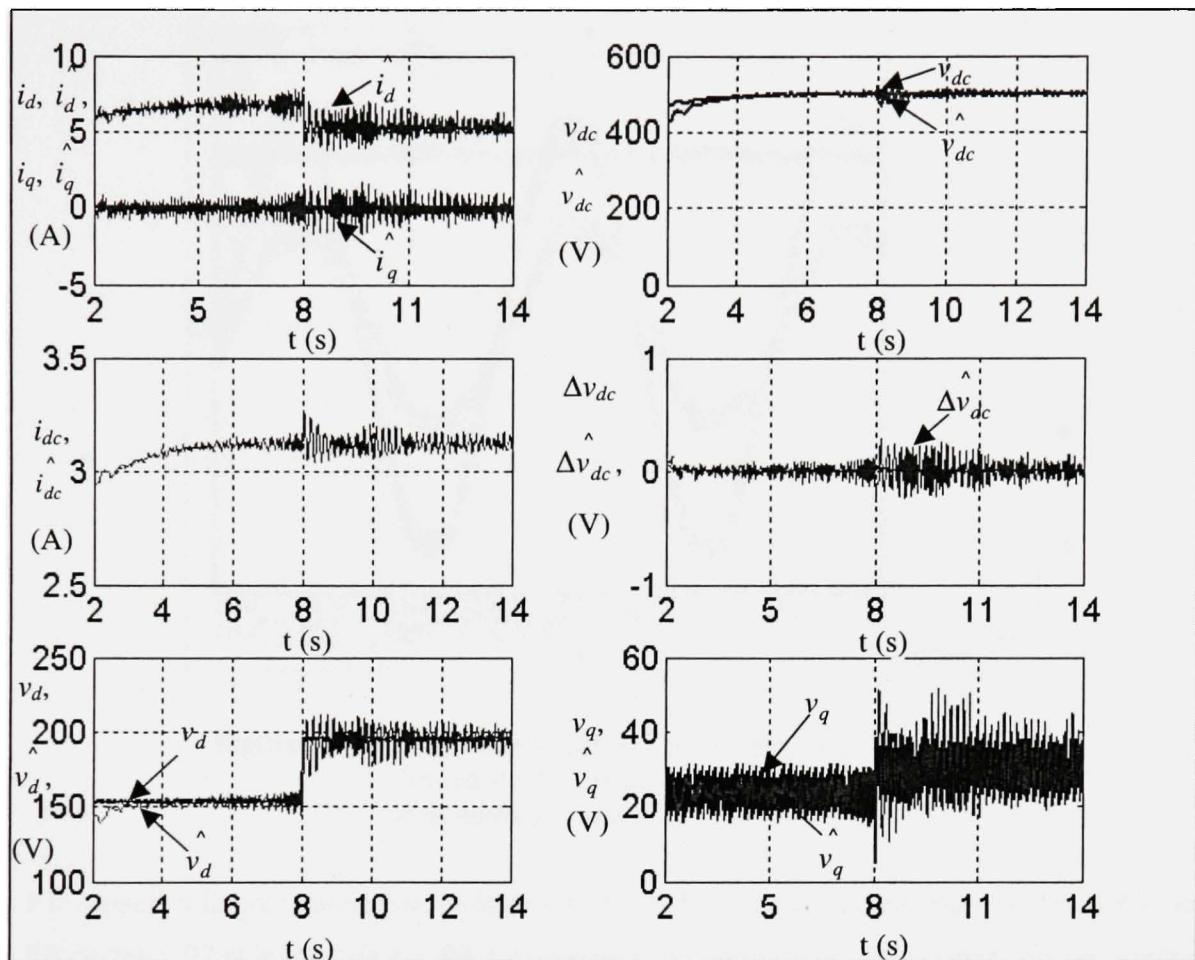


Figure 8.8 Variables mesurées et leurs estimées suite à une crête de 33% des tensions sources.

8.5. Résultats expérimentaux

Les mêmes tests que dans le paragraphe précédent sont implantés en temps réel sur le prototype expérimental de 1.5 kW, sous la commande du processeur maître de la carte DS1104. Tel que précédemment mentionné, seuls les courants AC sont mesurés dans cette nouvelle version de la commande non linéaire. Les autres variables nécessaires aux boucles de commande sont estimées par l'observateur non linéaire. **Figure 8.9** présente les formes d'ondes côtés AC et DC, obtenus en régime permanent à puissance nominale.

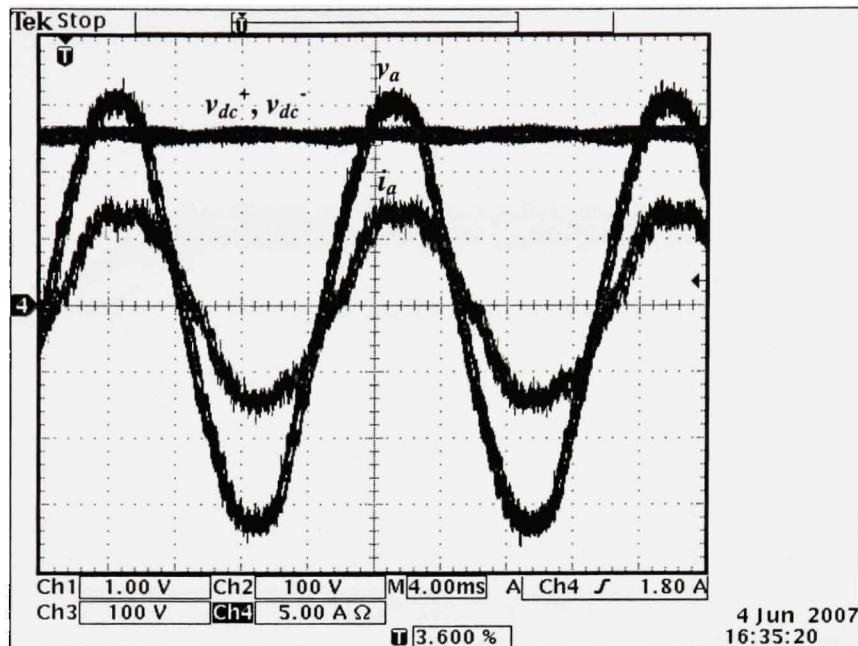


Figure 8.9 Formes d'ondes AC et DC obtenues utilisant la commande non-linéaire à moindres capteurs.

Par rapport à la commande non linéaire sans FKE, le TDH du courant varie de 7% à 9%, le FP de .99 à .97 et le FDP de 1 à .99. Ces données se traduisent qualitativement par une légère détérioration de la forme du courant, ainsi qu'un léger déphasage avec la tension de phase correspondante, suite à l'ajout de l'observateur dans la boucle de commande non linéaire. Les différentes variables du circuit sont maintenant considérées individuellement, afin de comparer les valeurs estimées aux mesures réelles. Pour ce faire on superpose les différentes

sorties de l'observateur $\hat{X}_e(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_d, \hat{i}_q, \hat{v}_{dc}, \hat{\Delta v}_{dc}, \hat{v}_d, \hat{v}_q \end{bmatrix}^T$ aux grandeurs mesurées directement

sur le circuit, tel que $(v_{dc}, \Delta v_{dc})$ ou calculées numériquement (v_d, v_q, i_d, i_q) . Les données expérimentales sont données dans les figures 8.10-8.12. Notons bien que ces différentes données sont relevées pendant la phase de démarrage du convertisseur, ce qui peut expliquer les pentes initiales des variables estimées. Le constat majeur de ces différentes courbes est la convergence des variables calculées par le FKE vers leurs valeurs effectives, avec un très bon filtrage des ondulations hautes fréquences.

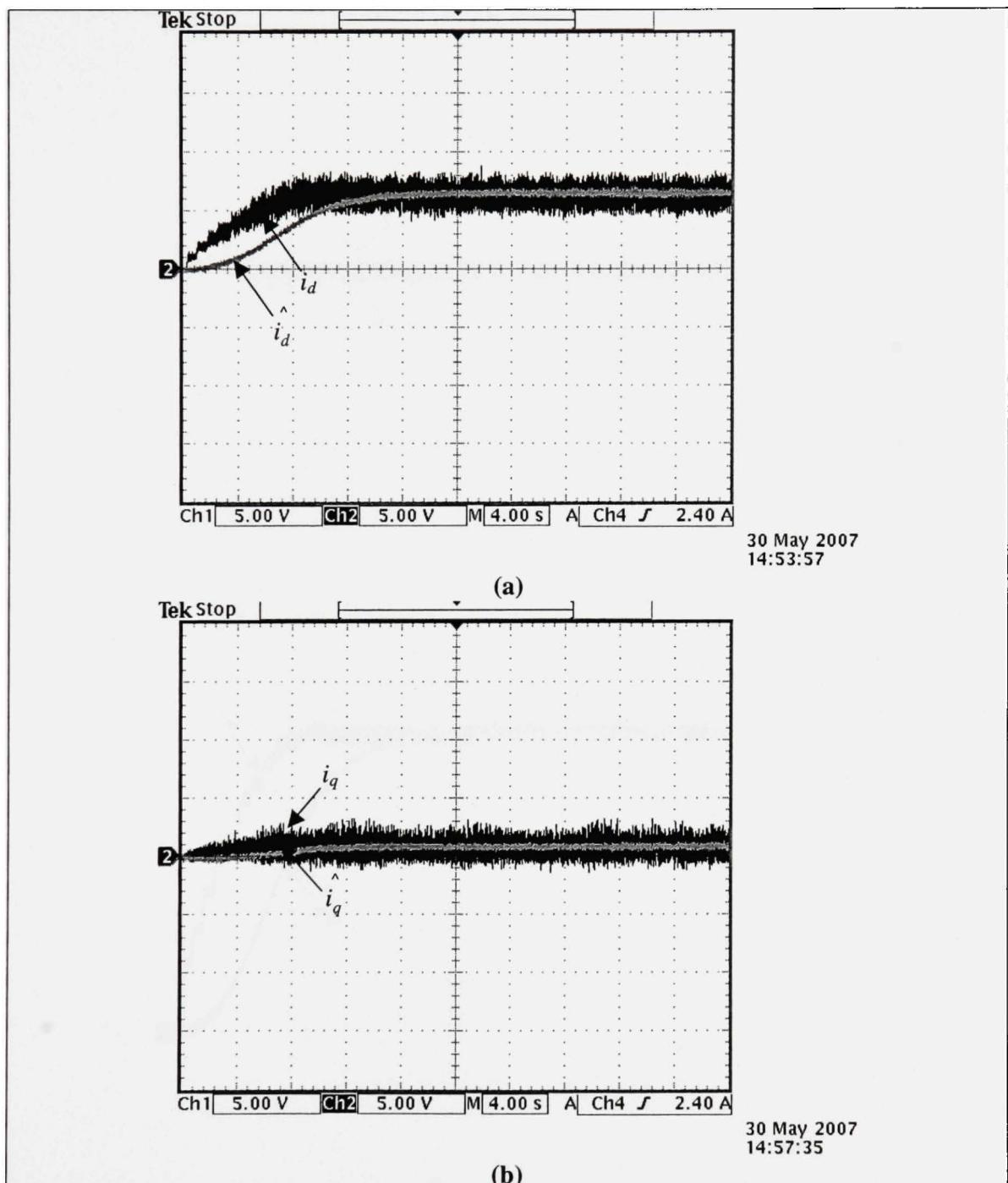


Figure 8.10 Courants dq mesurés et estimés par le FKE,
 (a): i_d , \hat{i}_d ,
 (b): i_q , \hat{i}_q .

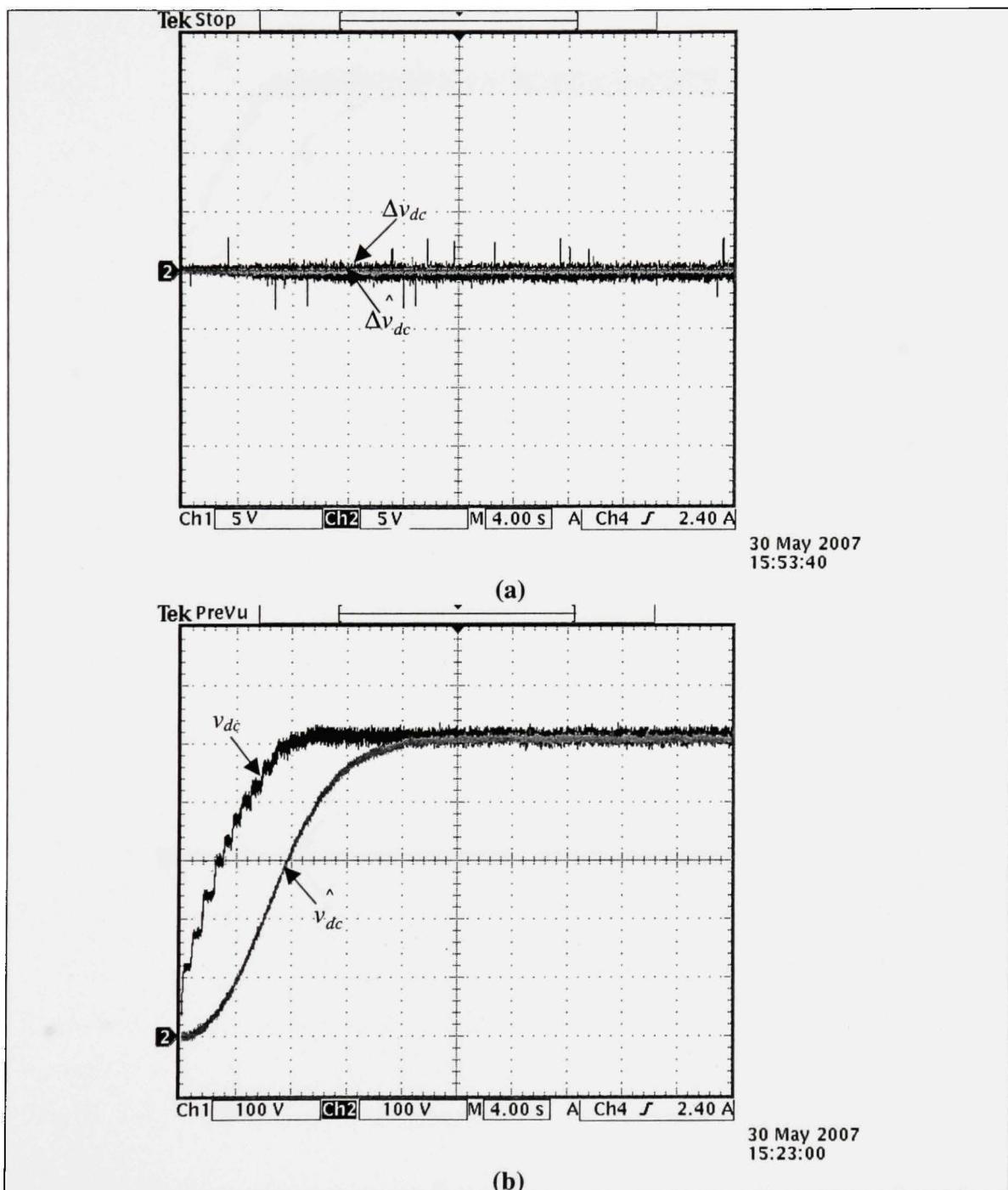


Figure 8.11 Déséquilibre de tensions et tension totale mesurés et estimés,
(a): Δv_{dc} , $\hat{\Delta v}_{dc}$,
(b): v_{dc} , \hat{v}_{dc} .

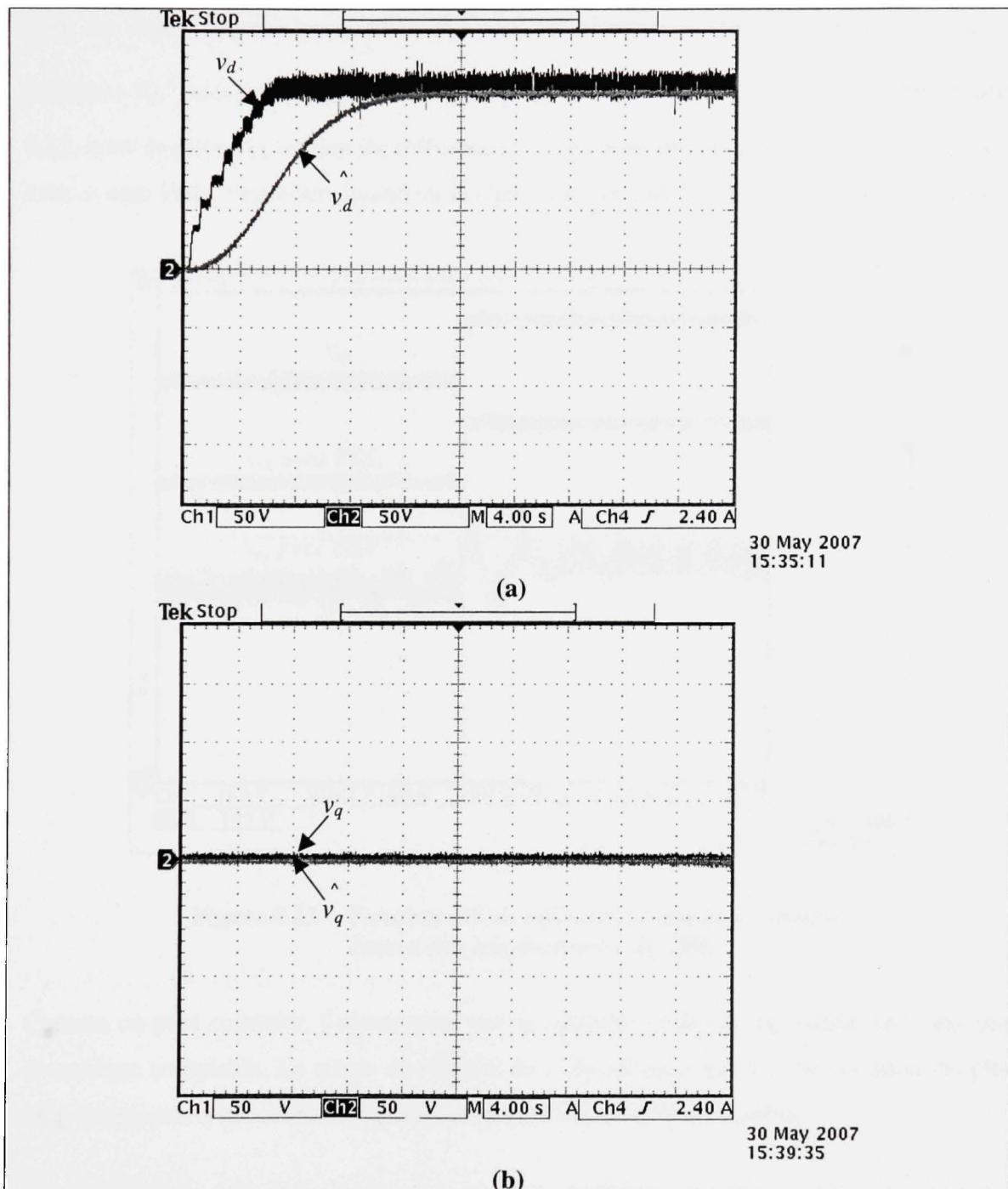


Figure 8.12 Tensions dq mesurées et estimées,

(a): v_d, \hat{v}_d ,

(b): v_q, \hat{v}_q .

Pour les essais de robustesse, idem que pour les simulations, le changement du point de référence V_{dc}^* nous permettra de tester la convergence des variables \hat{v}_{dc} , $\hat{\Delta v}_{dc}$. Dans **figure 8.13**, sont montrées la tension de référence (V_{dc}^*) et la tension mesurée dans le circuit (v_{dc}) avec et sans FKE, c'est-à-dire quand on la régule directement ou à travers sa valeur estimée

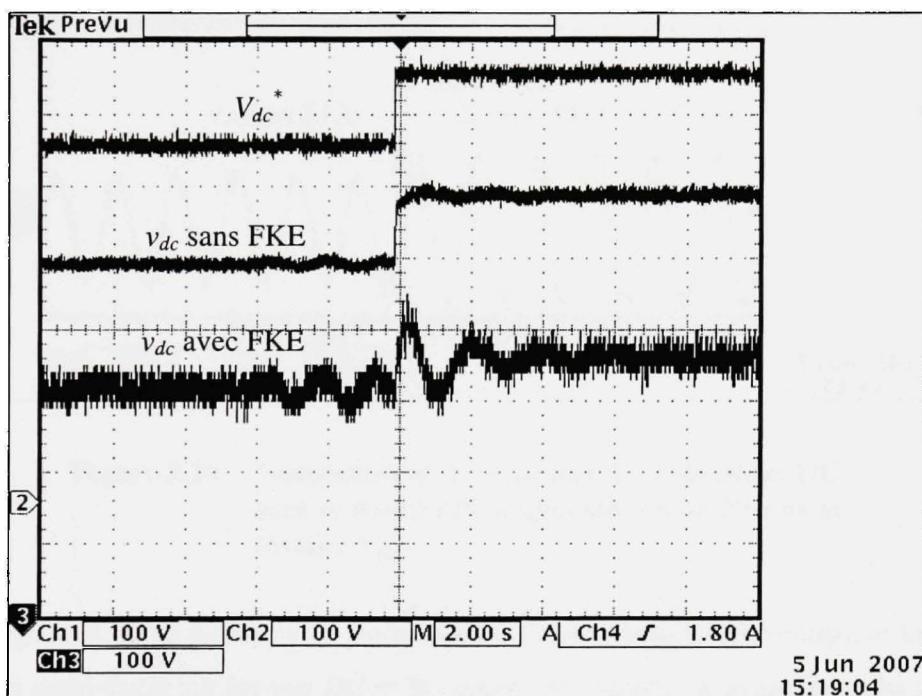


Figure 8.13 Tensions DC de référence, estimée et mesurée suite à une augmentation de 20%.

Comme on peut constater, l'observateur suit la nouvelle valeur de la tension DC avec une dynamique acceptable. Le temps de réponse de l'observateur face à cette variation est plus long par rapport à la commande directe (sans FKE) mais reste acceptable.

Il est également très intéressant de comparer les réponses du courant AC et tensions DC du convertisseur en présence et en absence de l'observateur.

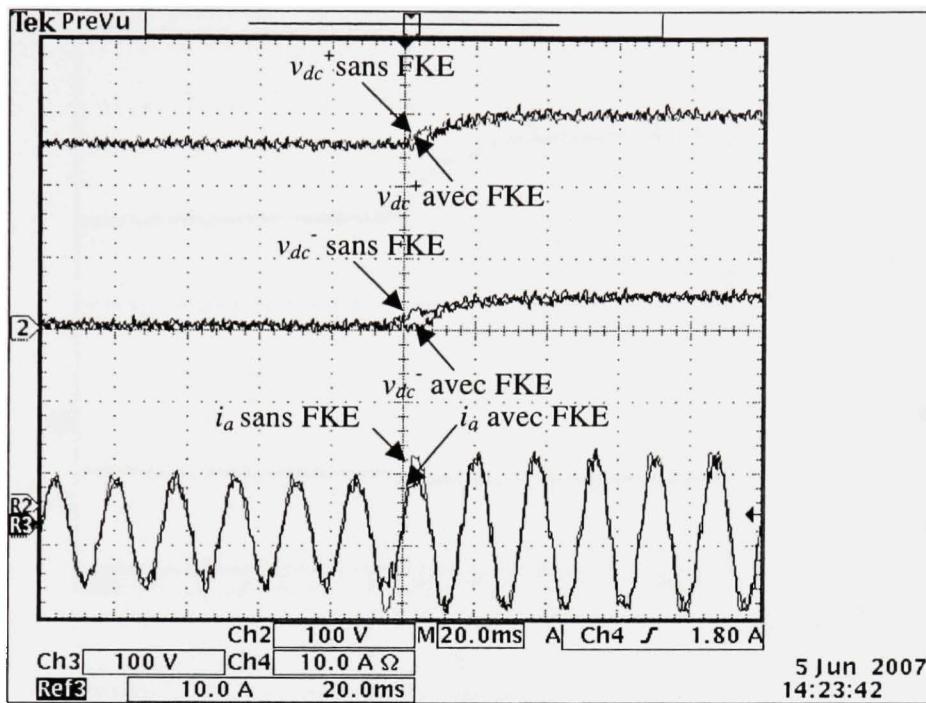


Figure 8.14 Comparaison des courants AC et tensions DC avec et sans FKE: augmentation de 20% de la tension V_{dc}^*

D'après **figure 8.14**, la présence de l'observateur dans la boucle de commande implique un retard d'un demi-cycle sur les bus DC et le courant AC. Sinon, la dynamique des différentes variables demeure quasiment inchangée.

De même, l'effet d'une variation (+50%, -66%) sur la tension AC est étudié. L'observateur répond à cette variation par l'ajustement des variables $\hat{v_d}, \hat{v_q}$ dont l'allure est rapportée dans **figure 8.15**. Dans les deux cas (creux/ crête), la tension $\hat{v_d}$ se stabilise au bout de 4s, alors que la tension $\hat{v_q}$ converge au bout de 2s. On désire également analyser le comportement du convertisseur face à ces perturbations des tensions sources, en présence et en absence de l'observateur. Les tensions DC et le courant AC sont alors comparés pour les deux cas dans **figure 8.16**.

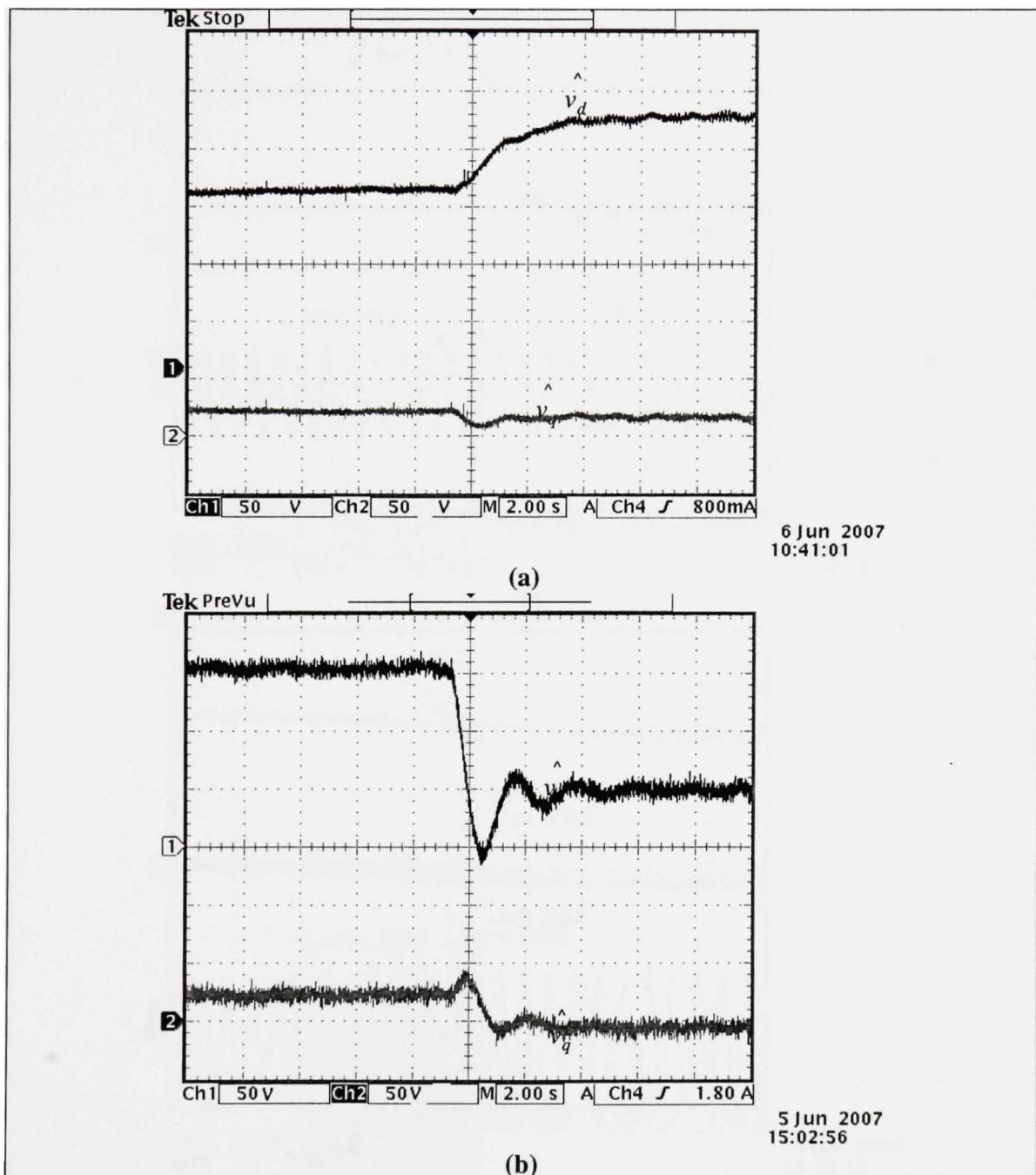


Figure 8.15 Tensions $d\hat{q}$ estimées pour des variations des tensions sources,
(a): \hat{v}_d , \hat{v}_q pour une crête de 50%,
(b): \hat{v}_d , \hat{v}_q pour un creux de 66%.

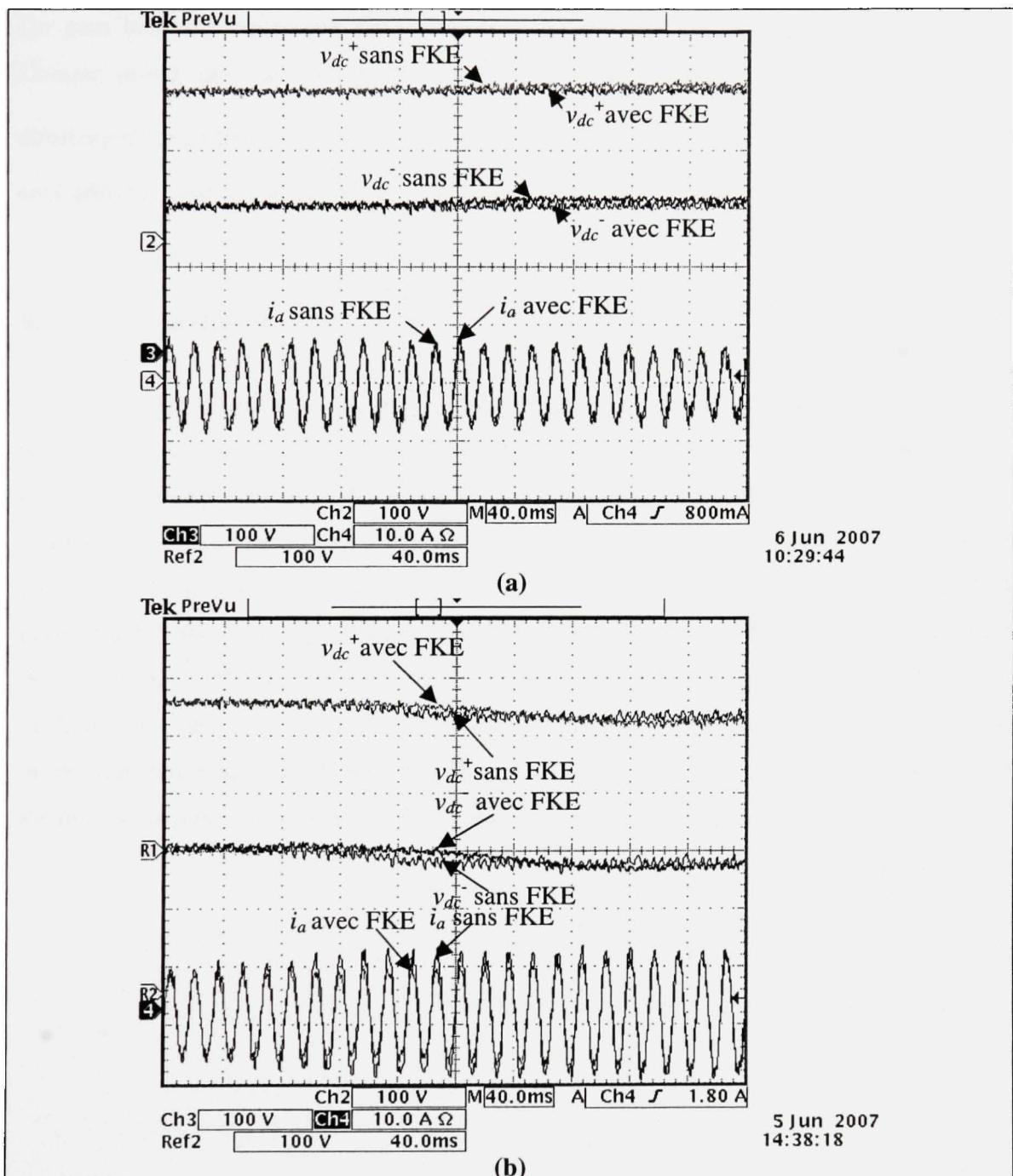


Figure 8.16 Comparaison des courants AC et tensions DC avec et sans FKE:
(a): Crête de 33% des tensions AC,
(b): Creux de 33% des tensions AC.

On peut bien remarquer que dans les deux cas, les résultats sont quasiment identiques. Comme prévu, un retard de quelques cycles est observé en présence du FKE, qui est étroitement lié au temps de convergence des variables (\hat{v}_d, \hat{v}_q). Rappelons que ces dernières sont utilisées pour la génération des références aux boucles de courants.

8.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a conçu et mis en œuvre un observateur non linéaire de type filtre de Kalman étendu, pour estimer numériquement les tensions AC et DC dans le circuit. Cette approche nous a permis de réduire le nombre de capteurs, inévitablement élevé pour les techniques de commande non linéaires. Elle peut également être généralisée à d'autres topologies. Pour des fins d'implantation pratique, l'algorithme a été optimisé de façon à permettre des pas d'échantillonnage adéquats pour les différentes tâches, spécialement celles de commande et d'observation. Les résultats obtenus sont bien satisfaisants. Cependant, les performances de l'observateur peuvent être significativement améliorées moyennant un processeur numérique plus puissant. Dans ce cas, la taille de l'observateur peut être augmentée, incluant l'estimation d'autres paramètres pertinents dans le système.

CONCLUSION

Cette thèse présente des contributions au niveau de la conception, modélisation et commande des redresseurs triphasés à haut rendement énergétique et faible taux de distorsion harmonique, plus particulièrement la topologie triphasée trois-niveaux à trois interrupteurs (convertisseur de Vienne). Plusieurs nouveautés ont été apportées dans ce travail. Tout d'abord, une approche générale de prototypage du redresseur étudié est proposée, ce qui pourrait contribuer à la simplification de cette tâche, jugée comme difficile par les concepteurs. Ensuite, la modélisation dynamique du convertisseur est l'une des plus complètes jamais proposées jusqu'à lors, puisqu'elle couvre une large plage d'opération. L'autre nouveauté dans le contexte de la modélisation réside dans l'identification des modèles du convertisseur dans le repère de Park et non pas pour les variables instantanées, ce qui constitue une tâche délicate, néanmoins intéressante pour une large gamme de topologies triphasées. De plus, une approche d'analyse larges-signaux des convertisseurs triphasés n'a jamais été abordée dans la littérature, à cause de la complexité de telles structures. Une solution a été proposée dans le cadre de la thèse, afin de pouvoir appliquer les outils d'analyse classiques (plan de phase et réponse temporelle) au redresseur étudié.

Dans le cadre de la commande, cette thèse a présenté pour la première fois le concept de la commande quasi-linéaire appliqué aux convertisseurs de puissance. L'adaptation de cette théorie au cas des systèmes à entrées et sorties multiples, ainsi qu'au domaine discret, constituent l'une des principales contributions de ce travail. Notons bien que cette analogie entre les domaines continu et discret, pour les différentes techniques de commande proposées, constitue également l'un des intérêts de ce travail. D'autre part, les expressions analytiques des contrôleurs peuvent être exploitées pour diverses spécifications du système.

Finalement, une contribution majeure de ce travail est l'optimisation du nombre des capteurs dans le circuit, moyennant des observateurs non-linéaires. En effet, bien que cette technique soit largement utilisée pour la commande des machines, elle l'est très rarement dans le cas des convertisseurs. La puissance du processeur digital utilisé nous a, donc, incité

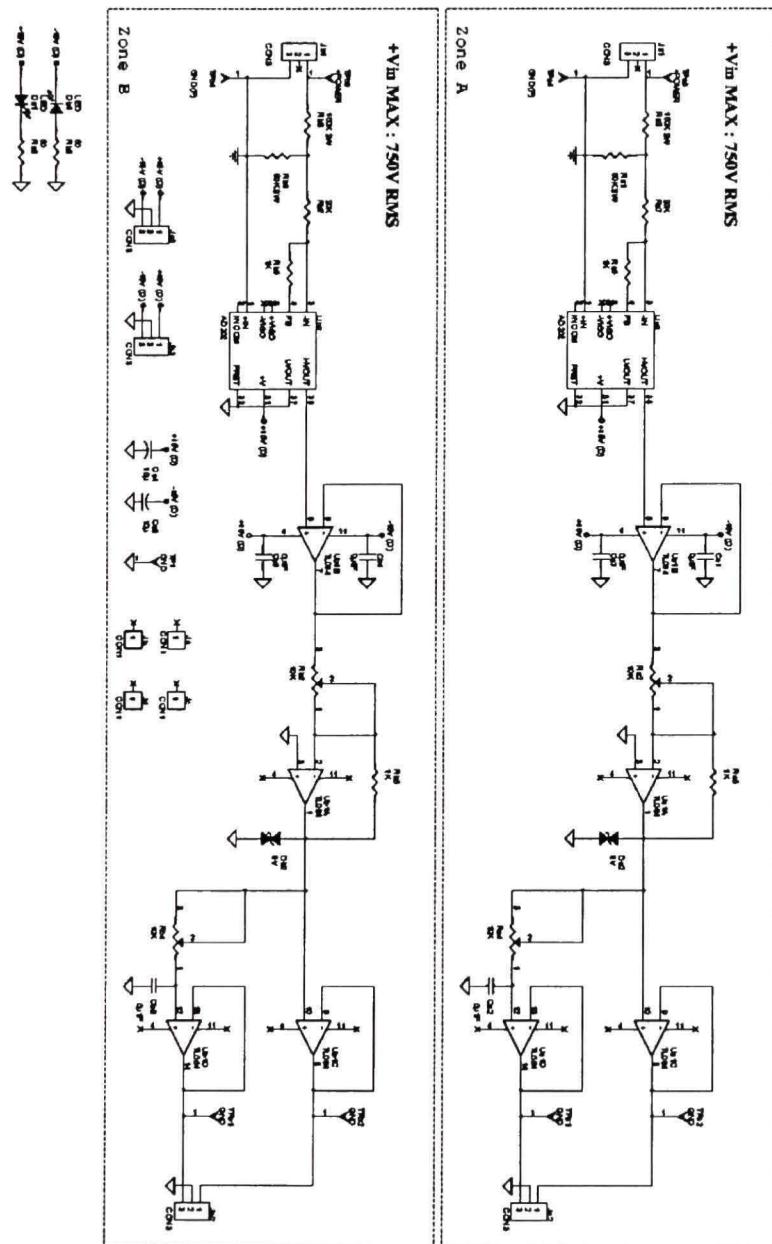
à aborder ce sujet et ainsi démontré l'efficacité d'application d'une telle méthode en comparaison avec les méthodes classiques de reconstruction numérique des variables.

Un survol global de tous ces éléments nous permet enfin de conclure que plusieurs défis ont été relevés avec succès dans le cadre de ce projet, à savoir les performances requises d'une part, et les coûts et efforts de réalisation d'autre part.

D'un point de vue scientifique, ce travail a fait l'objet de plusieurs publications et participations dans le cadre de conférences spécialisées de grande envergure, telles que IECON, ISIE, ELECTRIMACS et ICIT [100-107], ainsi que dans des revues scientifiques de renommée, telles que le IET-Electrical Power Applications et le IEEE transactions on Industrial Electronics [107-112]. Le travail présenté dans cette thèse peut également avoir un impact industriel très important, quant à la promotion de l'incorporation de la topologie Vienne dans diverses applications, telles que l'aéronautique par exemple.

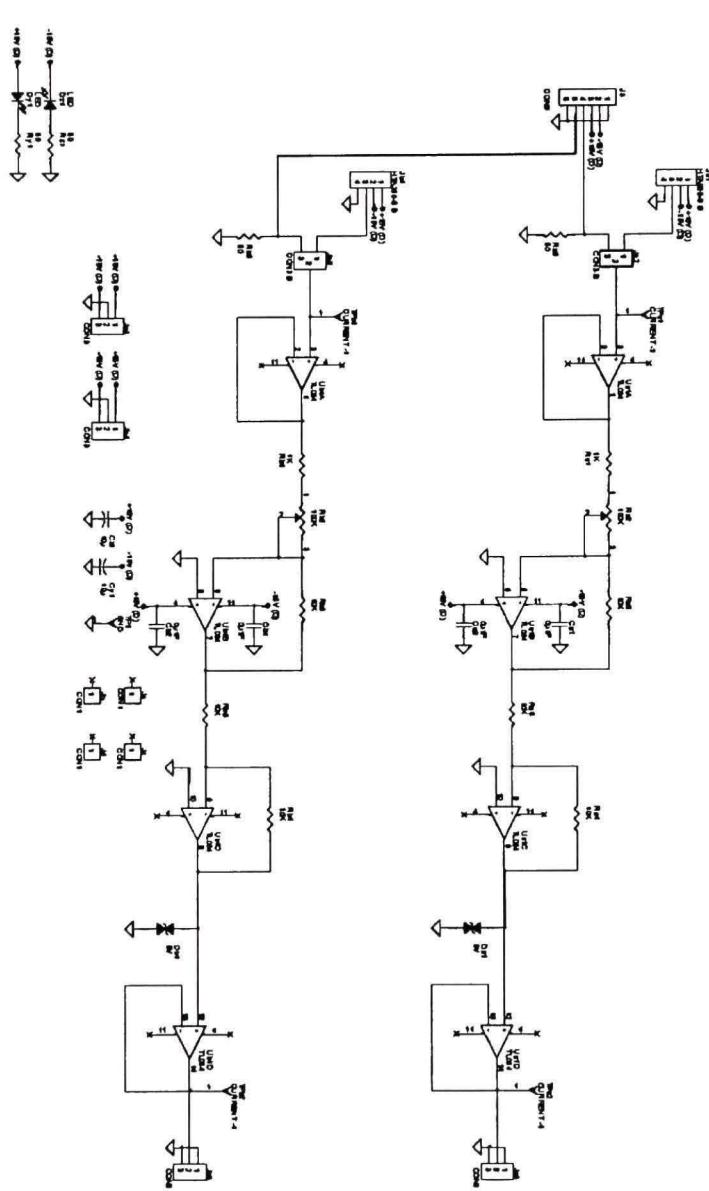
ANNEXE I

SCHEMA ELECTRIQUE DES CAPTEURS DE TENSION DC



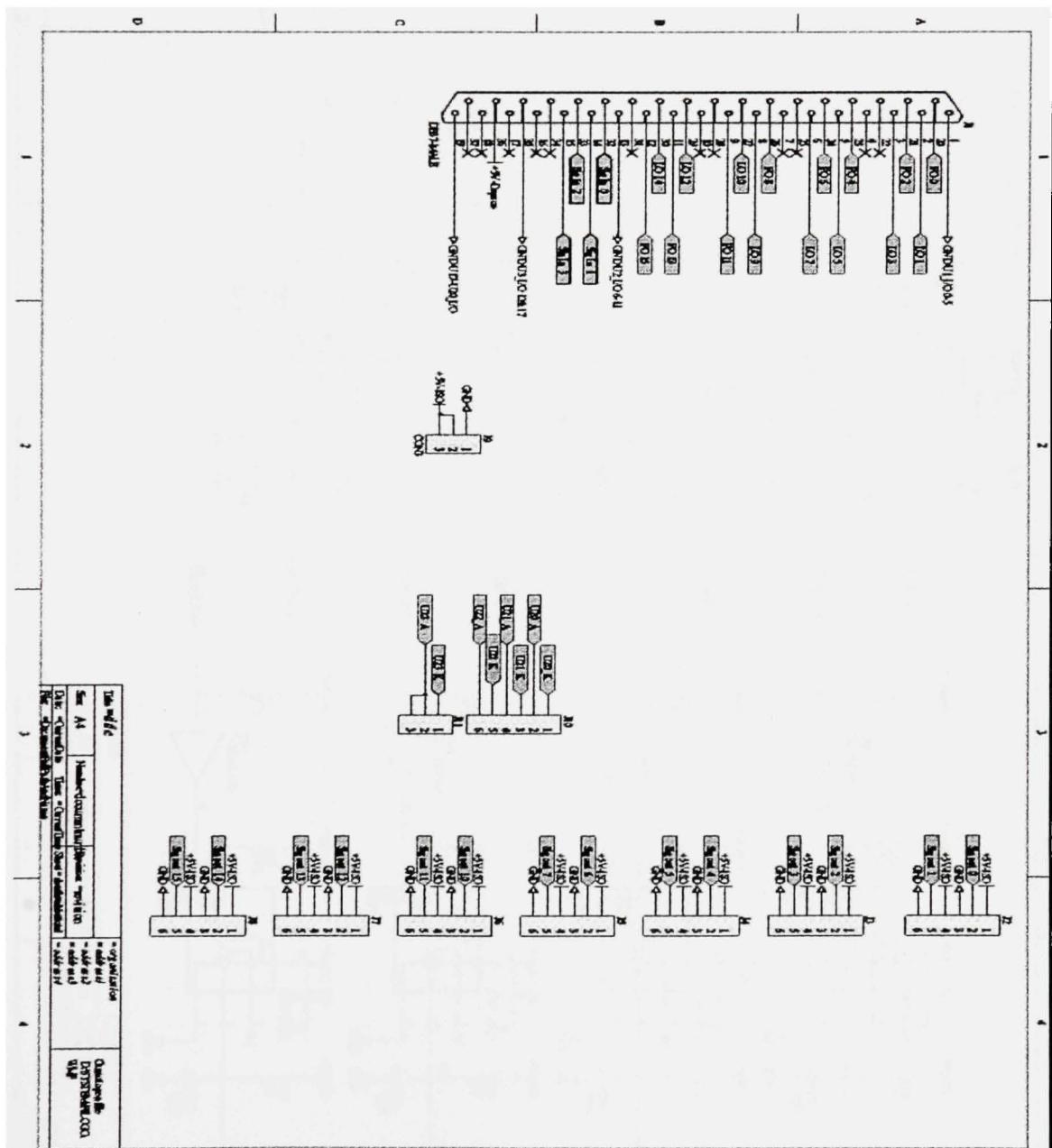
ANNEXE II

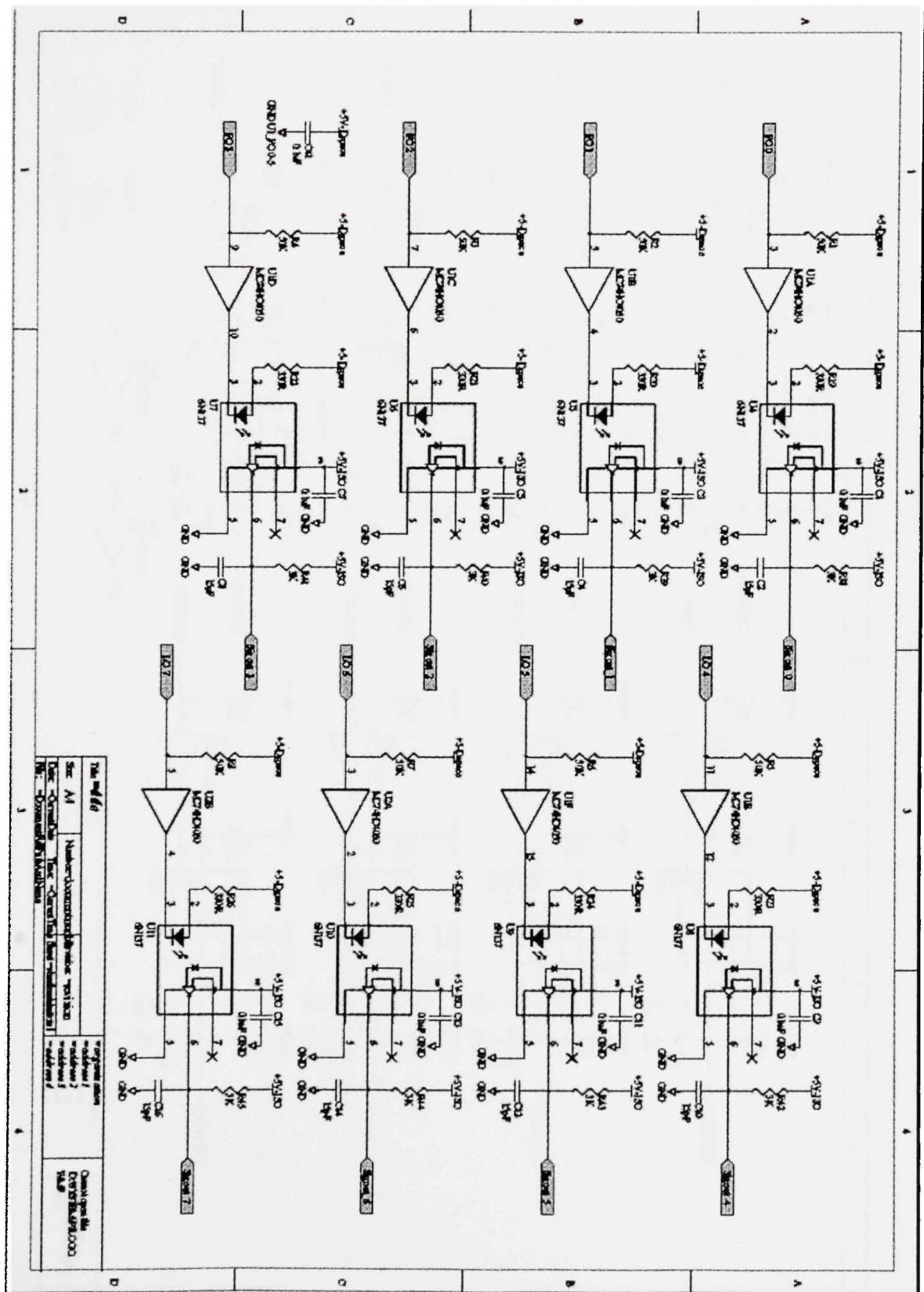
SCHEMA ELECTRIQUE DES CONVERTISSEURS DE COURANT AC

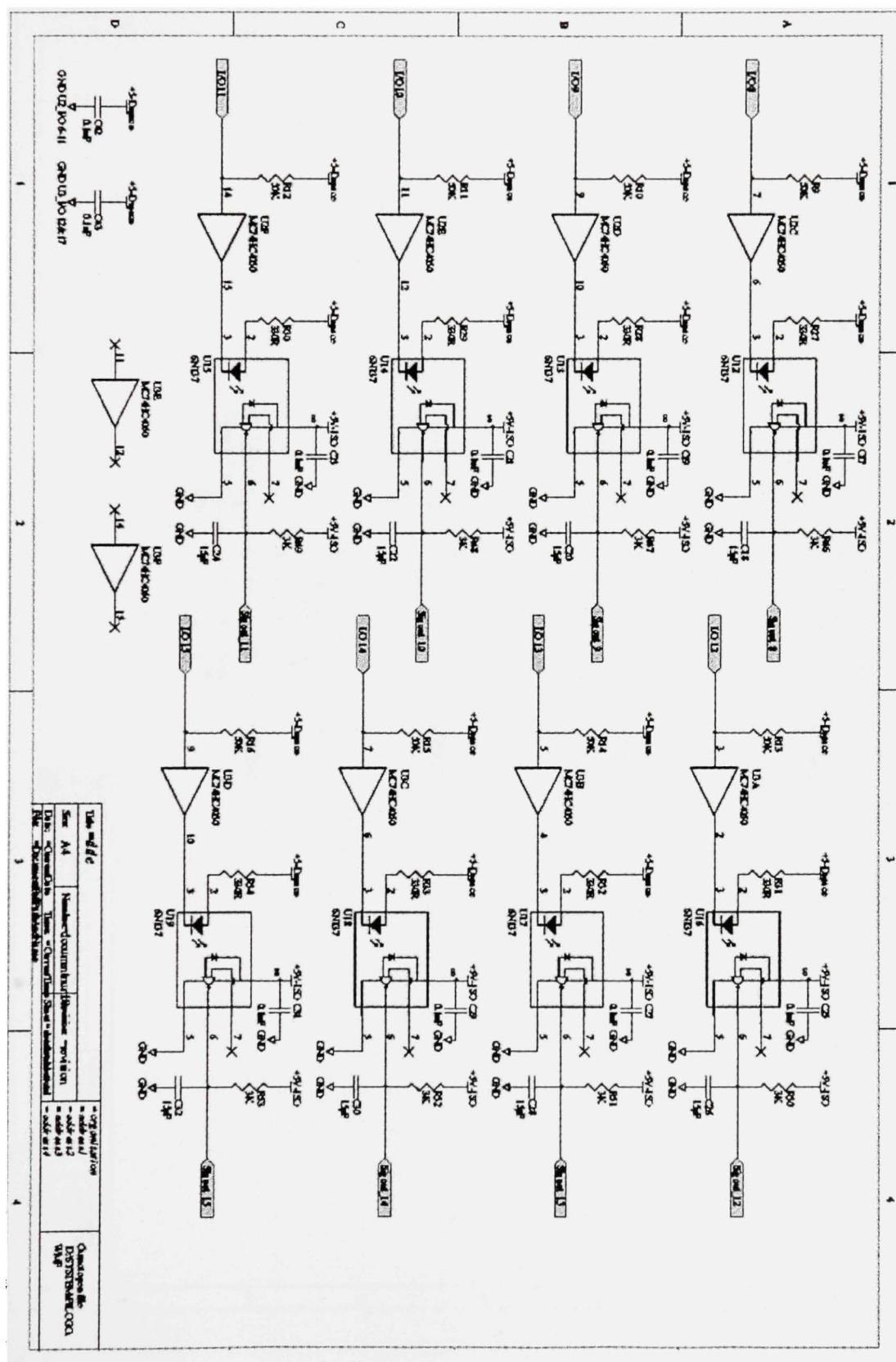


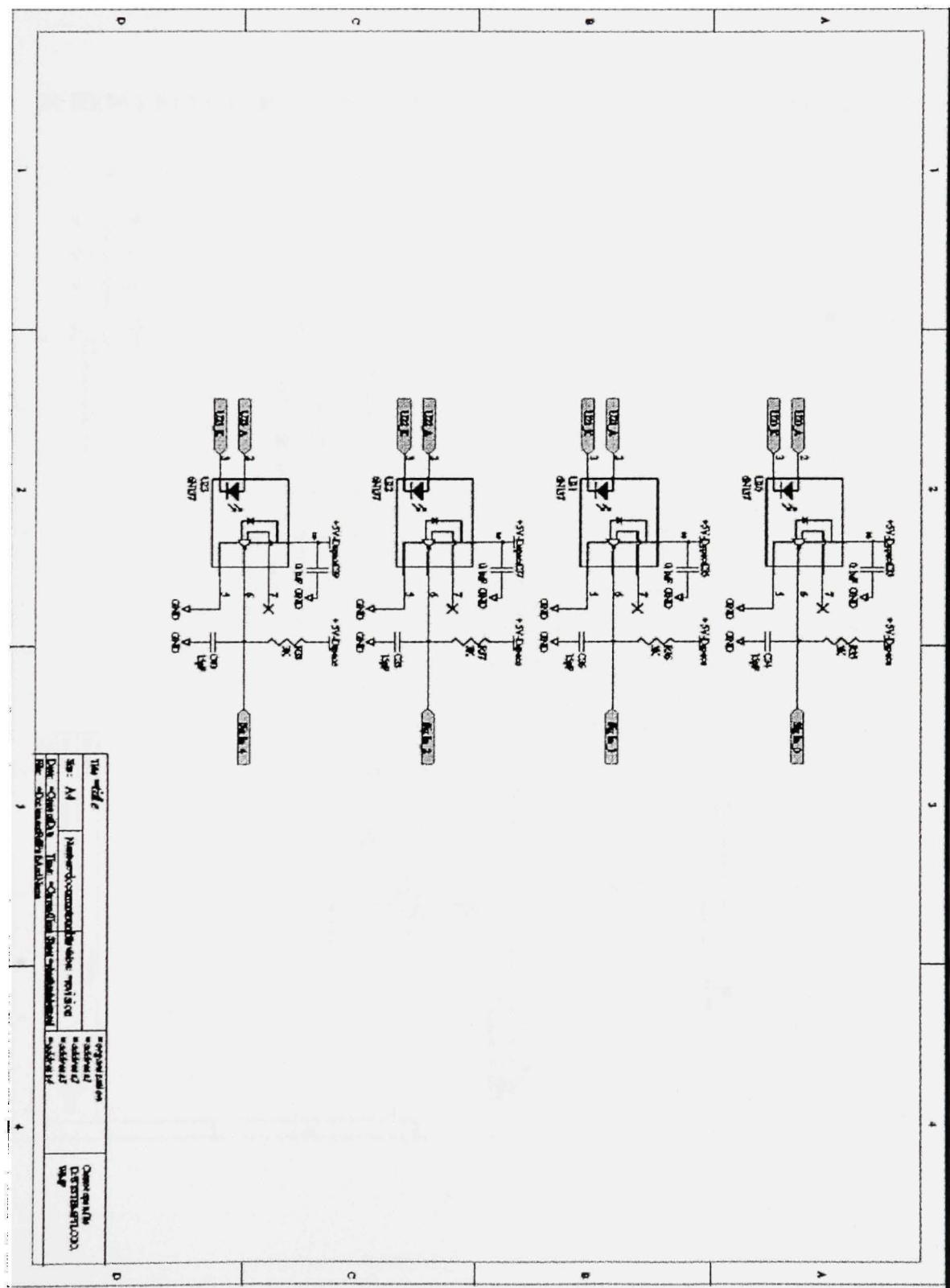
ANNEXE III

SCHEMA ELECTRIQUE DE LA CARTE D'ISOLATION



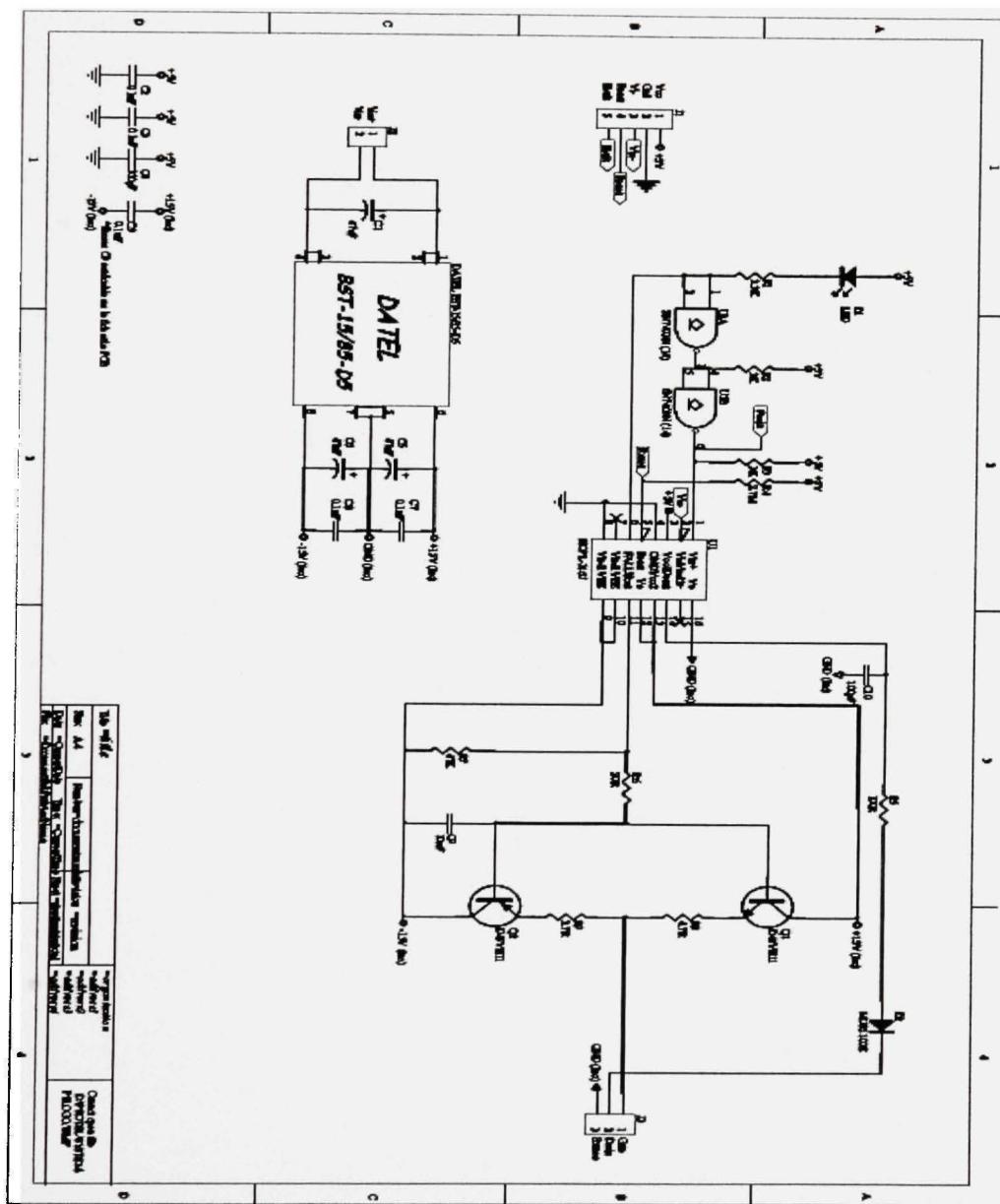






ANNEXE IV

SCHEMA ELECTRIQUE DE LA CARTE DE COMMANDE DES GACHETTES



ANNEXE V

GENERATEURS EQUIVALENTS AUX PERTURBATIONS SUR \tilde{v}_{dq}

$$v_d = \tilde{V}_d + \tilde{v}_d \Rightarrow \begin{cases} v_a = \hat{V} \sin(\omega_o t) + 0.05 \hat{V} \frac{\cos(\theta_d) - \cos(\theta_s)}{2} \\ v_b = \hat{V} \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) + 0.05 \hat{V} \frac{\cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) - \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3})}{2} \\ v_c = \hat{V} \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) + 0.05 \hat{V} \frac{\cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3})}{2} \end{cases}$$

$$v_q = \tilde{v}_q \Rightarrow \begin{cases} v_a = \hat{V} \sin(\omega_o t) + 0.05 \hat{V} \frac{\sin(\theta_d) + \sin(\theta_s)}{2} \\ v_b = \hat{V} \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) + 0.05 \hat{V} \frac{\sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3})}{2} \\ v_c = \hat{V} \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) + 0.05 \hat{V} \frac{\sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3})}{2} \end{cases}$$

Avec:

$$\theta_s = (\omega + \omega_o) t$$

$$\theta_d = |\omega - \omega_o| t$$

ANNEXE VI

CALCUL DES PARAMETRES DISCRETS DES CONTROLEURS QUASI-LINEAIRES

Dans cette annexe, la notation suivante est adoptée:

S_x est la somme de tous les pôles discrets en boucle fermée pour la variable contrôlée x ($S_x = \sum_i p_{xi}$);

P_x est le produit de pôles discrets en boucle fermée pour la variable contrôlée x ($P_x = \prod_i p_{xi}$);

SP_x est la somme des produits de chaque paire de pôles distincts en boucle fermée pour la variable contrôlée x ($SP_x = \sum_{i \neq j} p_{xi} p_{xj}$);

g_{xd} est le gain total de la boucle de transmission discrète, incluant le gain propre du système et les gains équivalents des capteurs (K_x), pour la variable contrôlée x; $x = \{i_d, i_q, \Delta v, v\}$;

- **Boucle de courant i_d :**

$$a_{idd} = S_{id}-2; g_{idd} = [SP_{id}-1-(2a_{idd})]; z_{idd} = (P_{id} - a_{idd})/g_{idd}; k_{idd} = (2g_{idd}L)/[(-V_{dc})^* K_i T_{s2}],$$

- **Boucle de courant i_q :**

$$a_{iqd} = S_{iq}-1; g_{iqd} = P_{iq} - a_{iqd}; k_{iqd} = 2g_{iqd}L/[(-V_{dc})^* K_i T_{s2}],$$

- **Boucle de déséquilibre des tensions DC Δv_{dc} :**

$$a_{\Delta vd} = -e_{\Delta v}-1+S_{\Delta v}; g_{\Delta vd} = SP_{\Delta v}-e_{\Delta v} - [a_{\Delta vd}(e_{\Delta v}+1)]; z_{\Delta vd} = [P_{\Delta v} - (a_{\Delta vd}e_{\Delta v})]/g_{\Delta vd};$$

$$k_{\Delta vd} = (g_{\Delta vd} C_{dc} \alpha_{15}) / [\sqrt{2} \alpha I^* R_{dc,n} (1-e_{\Delta v}) K_v], e_{\Delta v} = \exp(-\alpha_{15} T_{s2});$$

- **Boucle de tension DC totale v_{dc} :**

$$a_{vd} = -e_v - 1 + S_v; \quad g_{vd} = SP_v - e_v - [a_{vd}(e_v + 1)]; \quad z_{vd} = [P_v - (a_{vd}e_v)]/g_{vd}; \quad k_{vd} = (g_{vd} \alpha_v C_{dc} V_{dc})^*/[6 V(1-e_v) K_v], \quad \alpha_v = \exp[(\tau_0 - \alpha_{IS}) T_{s2}];$$

ANNEXE VII

EXPRESSIONS ANALYTIQUES ET NUMERIQUES DES CONTROLEURS DE LA COMMANDÉ PAR COMPENSATION DE NON-LINEARITE

- **Boucle de courants i_{dq} :**

$$a_i = -\exp(-2\xi\omega_{oi}T_s)$$

$$b_i = 2 \exp(-\xi\omega_{oi}T_s) \cos(\omega_{oi}T_s \sqrt{1-\xi^2})$$

$$c_i = 1 - (b_i + a_i)$$

- **Boucle de déséquilibre des tensions DC Δv_{dc} :**

$$z_{dv} = 2\cos(\omega_{o\Delta v}T_s \sqrt{1-\xi^2}) \exp(-\xi\omega_{o\Delta v}T_s) + \exp(-p_{\Delta v}T_s),$$

$$k_{dv} = [\exp(-2\xi\omega_{o\Delta v}T_s) + (2\cos(\omega_{o\Delta v}T_s \sqrt{1-\xi^2}) \exp(-\xi\omega_{o\Delta v}T_s) \exp(-p_{\Delta v}T_s)) + 1]/(T_s K_v),$$

$$a_{dv} = [z_{dv} + (\exp(-2\xi\omega_{o\Delta v}T_s) \exp(-p_{\Delta v}T_s))]/(k_{\Delta v} T_s K_v),$$

$$a_{\Delta v} = -(z_{dv} + k_{dv} T_s K_v a_{dv}), b_{\Delta v} = -(1 - 2z_{dv} + k_{dv} T_s K_v),$$

$$c_{\Delta v} = (2 - z_{dv}), d_{\Delta v} = k_{dv} T_s K_v, e_{\Delta v} = k_{dv} T_s K_v a_{dv}$$

- **Boucle de tension DC totale v_{dc} :**

$$z_v = 2\cos(\omega_{ov}T_s \sqrt{1-\xi^2}) \exp(-\xi\omega_{ov}T_s) + \exp(-p_v T_s),$$

$$k_v = [\exp(-2\xi\omega_{ov}T_s) + (2\cos(\omega_{ov}T_s \sqrt{1-\xi^2}) \exp(-\xi\omega_{ov}T_s) \exp(-p_v T_s)) + 1]/(T_s K_v),$$

$$a_v = [z_v + (\exp(-2\xi\omega_{ov}T_s) \exp(-p_v T_s))]/(k_v T_s K_v),$$

LISTE DE RÉFÉRENCES

- [1] Hans, De Keulenaer. "The hidden cost of poor power quality". 2003. In www.leonardo-energy.org, consulté le 21/09/2007.
- [2] Institute of Electrical and Electronics Engineers. 1992. "*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*". IEEE Standard 519-1992.
- [3] Key, T.S. et Lai, J.S. 1993. "Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems". In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 4, pp. 688-695.
- [4] Direction Planification des actifs et affaires réglementaires, Hydro-Québec – TransÉnergie. 2002. "*Limites d'émission des installations de clients raccordées au réseau de transport d'Hydro-Québec, Études de réseau et Critères de Performance*".
- [5] Kolar, Johann W. et Ertl, Hans. 1999. "Status of three-phase rectifier systems with low effects on the mains". In *INTELEC'99*, Copenhague, Denmark, 6-9 Juin 1999, pp. 16.
- [6] Depenbrock, M. et Niermann, C. 1990. "A new 12-pulse rectifier circuit with line side interphase transformer and nearly sinusoidal line currents". 1990. In *International Conference on Power Electronics and Motion Control*, Budapest, Hongrie, 1-3 Octobre 1990, pp. 288-299.
- [7] Huber, Laszlo et Jovanovk, Milan. 2001. "Evaluation of AC VRM Topologies for High-Frequency Power Distribution Systems". In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, vol.1, 4-8 Mars 2001, pp. 160 - 166.
- [8] Bird, B. M., Marsh, J. F. et McLellan, P. R. 1969. "Harmonic reduction in multiplex converters by triple-frequency current injection," In *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 116, pp. 1730–1734.
- [9] Ametani, A. 1972. "Generalized method of harmonic reduction in AC-DC converters by harmonic current injection," In *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 119, pp. 857–864.
- [10] S. Kim, P. Enjeti, P. Packebush, and I. Pitel, "A new approach to improve power factor and reduce harmonics in a three-phase diode rectifier type utility interface," In *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 30, pp.1557–1564, Novembre/Décembre 1994.

- [11] Naik, R., Rastogi,M., Mohan, N., Nilssen, R. et Henze, C. 1993. "A magnetic device for current injection in a three-phase, sinusoidal-current utility interface". In *IEEE-IAS Annual Meeting*, Toronto, Ontario, Canada, 3-7 Octobre 1993, pp. 926–930.
- [12] Pejovic, P. et Janda, Z. 1999. "An analysis of three-phase low-harmonic rectifiers applying the third-harmonic current injection". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, Issue 3, Mai 1999, pp. 397 – 407.
- [13] Kolar, W. Johann, Ertl Hans et Zach F. C. 1990. "Realization consideration for unidirectional three-phase PWM rectifier systems with low effects on the mains". In *International Conference on Power Electronics and Motion Control*, Budapest, 1-3 Octobre 1990, pp. 560-565.
- [14] Naik, R., Rastogi, M. et Mohan, N. 1992. "Third-harmonic modulated power electronics interface with three-phase utility to provide a regulated DC output and to minimize line current harmonics". In *Industrial Applications Society Annual Meeting*, Houston, Texas, 4-9 Octobre, pp. 689-694.
- [15] Naik, R., Rastogi, M. et Mohan, N. 1993. "A comparative Evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronics load". In *Industrial Applications Society Annual Meeting*, Toronto, Canada, 2-8 Octobre, pp. 971-978.
- [16] Ridley, R., Kern, S. et Fuld, B. 1993. "Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications". In *Industrial Applied Power Electronics Conference*, San Diego, Californie, 7-11 Mars, pp. 299-305.
- [17] Rufer, A. et Andrianirina, B. 1995. "A symmetrical three-phase two-switch PFC power supply for variable output voltage". In *European Conference on Power Electronic and Applications*, Seville, Espagne, 19-21 Septembre, pp. 254-258.
- [18] Marnlia, Munhoz da Rocha Zimmermann, Andreia, Solange Goll da Silva, Adriano, Peres et Eduardo, Deschamps. 2005. "PWM Strategies for High-Voltage Isolated DC-to-DC Converter for Rectifier Systems". In *Telecommunications Conference INTELEC '05 Twenty-Seventh International*, Septembre 2005, pp. 415 – 420.
- [19] Ngo, K. D. T. 1984. "Topology and analysis in PWM inversion, rectification and cycloconversion". Thèse de Ph. D, California Institute of Technology, Pasadena, Californie.
- [20] Kunrong, Wang, Fred, C. Lee, Dushan, Boroyevich et Xinxiang, Yan. 1999. " A new quasi-single stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM rectifier". In *The Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 14-18 March 1999, Dallas, Texas, USA, pp. 449-455.

- [21] Malesani, L. et Tenti, P. "Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements". 1987. In *IEEE Transactions on Industry applications*, Vol. IA-23, No 1, pp. 71-77.
- [22] Koczara, W. 1992. "Unity power factor three-phase rectifier". 1992. In *European Power Quality Conference*, Munich, Allemagne, 4-15 Octobre, pp. 62-78.
- [23] Prasad, A. R., Ziogas, P. D. et Manias, S. "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers". 1991. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No 1, pp. 83-92.
- [24] Ertl, H., Kolar, J. W. et Zach, F. C. 1986. "Analysis of different current control concepts for forced-commutated rectifiers (FCR)". In *International Conference on Power Conversion*, Munich, Allemagne, 17-19 Juin 1986, pp. 195-217.
- [25] Rastogi, P.; Mohan, N. et Henze, C.P. 1995. "Three-phase sinusoidal current rectifier with zero-current switching". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, Issue 6, Nov. 1995, pp. 753 – 759.
- [26] Kolar, J. W. et Zach, F. C. 1994. "A novel three-phase three-switch three-level PWM rectifier". In *Power Conversion Conference*, Munich, Nürnberg, Allemagne, 28-30 Juin 1994, pp. 125-138.
- [27] Nabae, A., Takahashi, I. et Akagi, H. 1981. "A new neutral point clamped PWM rectifier". In *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, No 5, pp. 518-523.
- [28] Zhao, Y., Li, Y. et Lipo, T. A. 1993. "Force commutated three-phase boost type rectifier". In *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Toronto, Canada, 2-8 Octobre, pp. 771-777.
- [29] Kolar, J. W., Ertl, H. et Zach, F. C. 1995. "Space vector-based analytical analysis of the input current distortion of a three-phase discontinuous-mode boost rectifier system". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, Issue 6, Novembre 1995, pp. 733 – 745.
- [30] Kolar, J.W., Ertl, H., et Zach, F. C. 1996. "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Power Semiconductor Module". In *Proceedings of the 11th IEEE Applied Power Electronics Conference*, San Jose, USA, 3-7 Mars, pp. 514-523.
- [31] Kolar, Johann W et Ertl, Hans. 1999. "Status of three-phase rectifier systems with low effects on the mains". In *INTELEC'99*, Copenhague, Denmark, 6-9 Juin 1999, pp. 16.

- [32] Carlton, Dan, et Dunford William G. 2001. "Multi-level, unidirectional AC-DC converters, a cost effective alternative to bidirectional converters". In *Power Electronics Specialists Conference, 2001 PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, Vancouver, B.C., Canada, 17-21 Juin 2001, Vol. 1, pp. 1911-1916.
- [33] Drofenik, U.; Laimer, G. et Kolar, J.W. 2005. "Pump Characteristic based optimization of a direct water cooling system for a 10-kW/500-kHz Vienna rectifier". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 3, Mai 2005, pp. 704 – 714.
- [34] Kolar, J. W. et Zach, F. C. 1994. "A novel three-phase utility interface minimizing the line current harmonics of high power telecommunications rectifier modules". In *INTELEC'04*, Chicago, USA, 19-23 Septembre 2004, pp. 367-374.
- [35] Rufer, Alfred. 1999. "Convertisseur AC/DC triphasé avec correction du facteur de puissance (PFC) pour la charge d'accumulateurs". In *Visions: revue scientifique de l'EIVD*, pp. 3-8.
- [36] Kretchmar, Karsten, et Nee, Hans-Peter. année. "Analysis of the efficiency and suitability of different converter topologies for PM integral motors". In *AUPEC 2001*, Curtin University of Technology, Perth, Western Australia, pp. 1911-1916.
- [37] Chen, Xikun; Kang, Yong; Duan, Shanxu et Chen, Jian. 2002. "Parallel three-phase UPS inverters with a new control technique". In *PESC'02*, Vol. 2, 23-27 June, pp. 905 – 908.
- [38] Houf, R.E. et Berman, D.B. 1988. "Statistical analysis of power module thermal test equipment performance, components, hybrids and manufacturing technology". In *IEEE transactions on components, hybrids and manufacturing technology*, Vol. 11, Issue 4, Décembre 1988, pp. 516 – 520.
- [39] Gong, G., Drofenik, U., et Kolar, J. W. 2003. "12-pulse rectifier for more electric aircraft applications". In *ICIT'03*, Maribor, Slovénie, pp. 1096-1101.
- [40] Kolar, Johann W., Drofenik, Uwe, et Zach, Franz C. 1999. "VIENNA Rectifier II— A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 4, Août 1999, pp.
- [41] Strogerer, Franz. 2004. "Theoretical and experimental investigation of a three-phase buck-derived unity PWM rectifier (VIENNA rectifier III) with sinusoidal mains current and high frequency isolated output voltage". Ph. D. dissertation, Université technique de Vienne, 2004.

- [42] Jarno, Alahuhtala et Heikki, Tuusa. 2006."Four-Wire Unidirectional Three-Phase/Level/Switch (VIENNA) Rectifier". In The 7th International Conference on Power Electronics, Daegu, Korea, 22 – 26 Octobre 2007, pp. 2420-2425.
- [43] Kolar, J.W., Dörfenik, U., Miniböck, J. et Ertl, H. 2000. "A New Concept for Minimizing High-Frequency Common-Mode EMI of Three-Phase PWM Rectifier Systems Keeping High Utilization of the Output Voltage". In *Applied Power Electronics Conference and Exposition 2000*, New Orleans, Louisiana, USA, 6-10 Novembre 2000, pp. 519–527.
- [44] Verghese, George, Taylor, David, Jahns, Thomas, et De Doncker, Rik. 2000. "Control System Applications: power electronic controls". Massachusetts Institute of technology: William S. Levine, pp. 241-279.
- [45] IEEE committee report. 1981. "Excitation system models for power system stability studies". In *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, pp. 494-507.
- [46] Chongming, Q. et Smedley, K.M. 2003. "Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, Issue 4, Juillet 2003, pp. 952 – 957.
- [47] Keliang, Zhou et Danwei, Wang. 2002. "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 1, Février 2002, pp. 186-195.
- [48] Randy A., Freeman, M., Petar V., et Kokotovic. 1996. "Robust Nonlinear Control DesignState-Space and Lyapunov Techniques", Édition Springer, 1996.
- [49] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal, Youssef Kanaan, Hadi et Fnaiech, Farhat. 2006. "Small Signal perturbation technique Used for DSP Based Identification of a Three-Phase Three-Level Boost-Type Vienna Rectifier". In *IEE proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 1, No. 2, Mars 2007, pp. 199-208.
- [50] Ide, P. F. Schafmeister, Frohleke, N. et Grotstollen, H. 2005. "Enhanced control scheme for three-phase three-level rectifiers at partial load". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*; Vol. 52, Issue 3, June 2005; pp. 719 – 726.
- [51] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal, Youssef Kanaan, Hadi. 2006. "DSP Real Time Linear Control implementation Based on Experimentally Validated Small Signal Model of a Three-Phase Three-Level Boost-Type Vienna Rectifier". In *proceedings IECON'06*, Paris, France, 9-12 Novembre 2006.

- [52] Landau, I.D. et Karimi, A. 1998. "Robust digital control using pole placement with sensitivity function shaping method". In *Int. J. of Robust and Nonlinear Control*, vol. 8, pp. 191-210.
- [53] Benner, Peter. 2006. "Control Theory Basics: Linear Algebra". Leslie Hogben, Chapman & Hall/CRC, 2006.
- [54] Xiaoming, Yuan, Will, Merk, Stemmler, Herbert et Allmeling, Jost. 2002. "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions". In *IEEE Industry Applications*, Vol. 38, No 2, Mars/Avril 2002, pp. 523-532.
- [55] Milanovic, M.; Dolinar, D.; Ravnjak, A. 2002. "DC to three-phase inverter based on two-phase to three-phase transformation". In *ISIE'02, Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, Vol. 3, 26-29 Mai 2002, pp. 784 – 788.
- [56] Stogerer, Franz, Minibock, Johann et Kolar, Johann. W. 2001. "Implementation of a novel control concept for reliable operation of Vienna rectifier under heavily unbalanced mains voltage conditions". In *The Proceedings of the 32nd Power Electronics Specialists Conference PESC'01*, Vancouver, Canada, 17 – 21 June, Vol. 3, pp. 1333 - 1338.
- [57] Bensoussan, David et Kelemen, Matei. 2006. "Application of Quasi-linear control to a hard disk servo system with nonlinearities ". In *ISIE'06*, Montréal, Canada, 9-12 Juillet 2006, pp.
- [58] Lee, Dong-Choon, G-Myoung, Lee, et Ki-Do, Lee. 2000. "DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization". In *IEEE Transactions on Industry applications*, Vol. 36, No. 3, Mai/Juin 2000.
- [59] Kedjar, Bachir et Al-Haddad, Kamal. "LQR with Integral Action for Phase Current Control of Constant Switching Frequency Vienna Rectifier". In *ISIE'06*, Montréal, Québec, Canada, 9-12 Juillet 2006, pp. 1461-1466.
- [60] Salvador, Alepuz, Josep, Bordonan et Juan, Peracaula. 2000. "A Novel Control Approach of Three-Level VSIs using a LQR-based Gain-Scheduling Technique". In *The Proceedings of the 31st Power Electronics Specialists Conference PESC'00*, Ireland, Galway, 18 - 23 Juin 2000, Vol. 2, pp. 743-748.
- [61] Sun, Xiaofeng, Wei, Kun Wang, Baocheng, Wu Weiyang et Mei Qiang. 2004. "Optimal Control of Three-phase PWM Converter without Small Signal Linearization". In *IPEMC 2004*, Xi 'an, Chine, 14-16 Août 2004, Vol. 3, pp. 1625 – 1629.

- [62] Horowitz, I. 1991. "Survey of quantitative feedback theory (QFT)". In *International Journal of Control*, vol. 53, No (2), pp. 255-291.
- [63] Wu, Z.Y., Schofield, N., Bingham, C. M., Howe, D. et Stone, D. A. 2001. "Design of a robust current tracking control for active power filters". In *Proceedings IEEE Electrical Machines and Drives Conference*, MIT, 2001, pp. 948-953.
- [64] Slotine J. et Li. W. 1991. "Applied nonlinear control". N. J. Englewood cliffs, Prentice Hall, 1991.
- [65] Yacoubi, Loubna, Fnaiech, Farhat et Louis-A., Dessaint. 2001. "Input/output feedback linearization control of a three-phase three-level neutral point clamped boost rectifier". In *IEEE Industry Applications Specialists Conference 2001*, Chicago, Illinois, USA, 30 Septembre-4 Octobre 2001, Vol. 1, pp. 626-631.
- [66] Komurcugil, Hasan et Kukrer, Osman. 1998. "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC-DC voltage source converters". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No 5, Septembre 1998, pp.
- [67] Ferreira Pinto, Sónia, Fernando, J., et Silva, A. 1999. "Constant-Frequency Sliding-Mode and PI Linear Controllers for Power Rectifiers: A Comparison". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No 1, Février 1999, pp. 39-51.
- [68] Yacoubi, Loubna, Fnaiech, Farhat et Louis-A., Dessaint. 2005. "A DSP-Based Implementation of a Nonlinear Model Reference Adaptive Control for a Three-Phase Three-Level NPC Boost Rectifier Prototype". In *IEEE Transactions on power Electronics*, Vol. 20, No 5, Septembre 2005, pp. 1084-1092.
- [69] Yacoubi, Loubna, Fnaiech, Farhat et Louis-A., Dessaint. 2006. "Linear and Nonlinear Control Techniques for a Three-Phase Three-Level NPC Boost Rectifier". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No 6, Décembre 2006, pp. 1908-1918.
- [70] http://www.tn.refer.org/hebergement/cours/logique_floue/comm4.html
- [71] Pens, R. S., Cardenas, R. J., Clare, J.C. et Asher, G.M. 2001. "Control Strategies for Voltage Control of a Boost Type PWM Converter". In *PESC'01*, Vol. 2, 7-21 Juin 2001, pp. 730-735.
- [72] Cecati, Carlo, Dell'Aquila, Antonio, Liserre, Marco et Ometto, Antonio. 2003. "A Fuzzy-Logic-Based Controller for Active Rectifier". In *IEEE Transactions on Industry applications*, Vol. 39, No. 1, Janvier/Février 2003, pp. 105-112.
- [73] Cecati, Carlo, Dell'Aquila, Antonio, Liserre, Marco et Agostino, Lecci. 2005. "Implementation Issues of a Fuzzy-Logic-Based Three-Phase Active Rectifier

- Employing Only Voltage Sensors". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 2, Avril 2005, pp. 378-381.
- [74] DS1104 R&D controller board: Installation and configuration guide. Copyright 2001 by dSPACE GmbH, Germany.
 - [75] DS1104 R&D controller board: Feature reference. Copyright 2001 by dSPACE GmbH, Germany.
 - [76] www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD202_204.pdf
 - [77] Onsemi.com/site/products/searchresults/0,4533,,00.html?searchstring=MC14050
 - [78] <http://www.fairchildsemi.com/ds/6N/6N137.pdf>
 - [79] <http://www.filur.net/PRAIS/hcpl316j.pdf>
 - [80] http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/O/P/A/4/OPA4131.shtml
 - [81] Kanaan, H. Y., Al-Haddad, K. et Fnaiech, F. 2005. "Modelling and control of a three-phase/switch/level fixed-frequency PWM rectifier: state-space averaged model". In *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 03, Mai 2005, pp. 551-557.
 - [82] Al-Mothafar, M. R. D. 2006. "Small and large signal modeling of a modular boost-derived DC-DC converter for high output voltage application". In *Int. Journal of modeling and simulations*, vol. 26, No. 1, pp.
 - [83] Al-Mothafar, M. R. D. 1997. "Average current-mode control of a two module DC-DC converter with mutually coupled output inductors". In *Int. Journal of Electronics*, Vol. 83, No. 3, 1997, pp. 371–395.
 - [84] Liu, Y. F. et Sen, P. C. 1994. "A general unified large signal model for current programmed DC-to-DC converters". In *IEEE trans. on Power Electronics*, vol. 9, No. 4, Juillet 1994, pp.
 - [85] Al-Mothafar, M. R. D. 1999. "Comparison of large signal behavior of control schemes for high output voltage modular dc-dc". In *ICECS'99*. Vol. 3, 5-8 Septembre 1999, pp. 1427 – 1431.
 - [86] Kelemen, M. 2002. "Arbitrarily fast and robust tracking by feedback". In *Int. J. Control*, 2002, vol. 75, No. 6, pp. 443 - 465.

- [87] Kelemen, M. et Bensoussan D. 2004. "On the design, robustness, implementation and use of quasi-linear feedback compensators". In *Int. J. Control*, 15 Avril 2004, vol. 77, No. 6, pp. 527-545.
- [88] Kanaan, Hadi Y. 2002. "Contribution à la modélisation et au réglage des redresseurs triphasés non polluants unidirectionnels de type élévateur et à fréquence de commutation fixe". Thèse de Doctorat, École de Technologie Supérieure, Montréal, Canada.
- [89] Dessaint, Louis-A. 1992. "Commande par micro-ordinateur". Notes de cours SYS-831, École de Technologie Supérieure, Montréal, Canada.
- [90] Akhrif, Ouassima. 1989. "Nonlinear adaptive control with application to flexible structures". Ph. D. Dissertation, Graduate School of the University of Maryland, USA.
- [91] Dhaouadi, Rached, Mohan, Ned et Norum, Lars. 1991. "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, Juillet 1991, pp. 491-497.
- [92] Boumegoura, Tarek. 2001. "Recherche de signature électromagnétique dans les défauts d'une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic". Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon.
- [93] Murat, Barut, Seta, Bogosyan, et Metin, Gokasan. 2007. "Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, Février 2007, pp. 272-280.
- [94] Qiu, Albert et Wu, Bin. 2004. "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter". In *CCGEI'04*, Niagara Falls, Canada, Mai 2004, pp. 1557-1561.
- [95] Moynihan, J.F., Bolognani, S., Kavnagh, R. C., Egan, M. G. et Murphy, J.M.D. 1993. "Single sensor current control of AC servodrives using digital processors". In *The European Power Electronics Association Conference*, Brighton, 13-16 Septembre 1993, pp. 415-421.
- [96] Kolar, J.W., Drofenik, U., Miniböck, J. et 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". In *PESC'00*, Ireland, Galway, 18-23 Juin 2000, Vol. 1, pp. 139-146.

- [97] Jia-peng, Xu et Yu-peng, Tang. 2006. "AC Current Sensorless Control of Three-Phase Three-Wire PWM rectifiers under the Unbalanced Source Voltage". In *IPEMC 2006*, Shanghai, China, 13-16 Août 2006, Vol. 1, pp.1 – 5.
- [98] Bingsen, Wang et Giri, Venkataramanan. 2005. "Unity Power Factor Control for Three-Phase Three-Level Rectifiers without Current Sensors". In *IAS 2005*, 2-6 Octobre 2005, Vol. 3, pp. 1677 - 1683.
- [99] Borne, Pierre. 1990. "Commande et optimisation des processus". Éditions Technip.
- [100] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Fnaiech, Farhat. 2003. "Small signal modeling and control design of a three-phase AC/DC Vienna converter". In the *29th Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society*, 2003, IECON'03, Virginia, USA, 2-6 Novembre 2003, Vol. 1, pp. 656 – 661.
- [101] Bel Haj Youssef, Nesrine et Al-Haddad, Kamal. 2004. "A new general algorithm of current reference generation for 3-phase 3-wire systems". In *IEEE-International Conference on Industrial Technology 2004*, ICIT'04, Hammamet, Tunisia, 8-10 Décembre 2004, Vol. 2, pp. 657 – 662.
- [102] Bel Haj Youssef, Nesrine et Al-Haddad, Kamal. 2005. "Adaptive Nonlinear Control of a Single-Phase AC/DC Dual Boost". In *IEEE-8th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems*, Hammamet, Tunisia, 17-20 Avril 2005.
- [103] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Youssef Kanaan, Hadi. 2006. "DSP Based Experimental validation of a New Small Signal Model Applied to a Three-Phase Three-Level Boost-Type Vienna Rectifier". In *proceedings 32nd Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society*, 2006, IECON'06, Paris, France, 6-10 Novembre 2006, pp. 394 – 399.
- [104] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Youssef Kanaan, Hadi. 2006. "A New Methodology For Vienna Rectifier Rating And Controller Tuning Based on Control Saturation Analysis: Experimental Validation". In *proceedings of IEEE-International Symposium on Industrial Electronics*, ISIE'06, Montreal, Canada, Vol. 2, Juillet 2006, pp. 1328 – 1333.
- [105] Bel Haj Youssef, Nesrine et Al-Haddad, Kamal. 2007. "Experimental Implementation of a New Quasi-Linear Control Technique on a 1.5 kW Three-Phase Boost-Type Vienna Rectifier". In *IEEE-International Symposium on Industrial Electronics* 2007, ISIE'07, Vigo, Spain, 04-07 Juin 2007, VF-006718.
- [106] Bel Haj Youssef, Nesrine et Al-Haddad, Kamal. 2007. "Application of the New Quasi-Linear Control Theory to the AC Current Shaping and DC Voltage Regulation of a Three-Phase boost-type AC/DC Vienna Converter Under Very Severe

Operating Conditions". In *IEEE-Region 8 International conference for computer as a tool: Eurocon 2007*, Varsovie, Pologne, 9-12 Septembre 2007.

- [107] Bel Haj Youssef, Nesrine et Al-Haddad, Kamal. 2007. "A DSP-Based Implementation of a Nonlinear Model Reference Adaptive Control for a 1.5 kW Three-Phase Three-Level Boost-Type Vienna Rectifier". In *the 15th of April to the 33rd Annual Conference of the IEEE-Industrial Electronics Society Conference 2007 IECON'07*, Taipei, Taiwan, 5-8 Novembre 2007.
- [108] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal, Youssef Kanaan, Hadi et Fnaiech, Farhat. 2006. "Small Signal perturbation technique Used for DSP Based Identification of a Three-Phase Three-Level Boost-Type Vienna Rectifier". In *IEE proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 1, No. 2, Mars 2007, pp. 199-208.
- [109] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Youssef Kanaan, Hadi. 2006. "Implementation of A New Linear Control Technique Based on Experimentally Validated Small Signal Model of Three Phase Three Level Vienna Type Boost Rectifier" accepté avec corrections mineures à *IEEE transactions on Industrial Electronics* le 12 Mai 2006, présentement sous révision.
- [110] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Youssef Kanaan, Hadi. 2006. "Design and implementation of Robust Quasi-Linear Controllers of a Three-Phase Boost Type AC/DC Vienna Converter for AC line currents shaping and DC bus voltages regulation". Provisoirement accepté à *IEEE transactions on Industrial Electronics* le 11 Septembre 2007, en attente d'une acceptation définitive.
- [111] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Youssef Kanaan, Hadi. 2006. "DSP-Based Implementation of a Nonlinearity Compensating Multi-loops Control Technique for a Three Phase/Switch/Level Vienna Converter". Provisoirement accepté à *IEEE transactions on Industrial Electronics* le 11 Septembre 2007.
- [112] Bel Haj Youssef, Nesrine, Al-Haddad, Kamal et Youssef Kanaan, Hadi. 2007. "Large Signal Modeling and Steady-State Analysis of a 1.5 kW Three-Phase/Switch/Level (Vienna) Rectifier With Experimental Validation". Provisoirement accepté à *IEEE transactions on Industrial Electronics*, le 11 Septembre 2007.