



**HAL**  
open science

# COMMANDE DIRECTE ET OBSERVATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE : APPLICATION À L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

Aaron Sarinana Toledo

► **To cite this version:**

Aaron Sarinana Toledo. COMMANDE DIRECTE ET OBSERVATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE : APPLICATION À L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE. Automatique / Robotique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. NNT: . tel-00689895

**HAL Id: tel-00689895**

**<https://theses.hal.science/tel-00689895>**

Submitted on 20 Apr 2012

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Institut National Polytechnique de Grenoble

No. attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

## THESE

*pour obtenir le grade de*

**DOCTEUR DE L'INPG**

*Spécialité : «AUTOMATIQUE-PRODUCTIQUE»*

préparée au Laboratoire d'Automatique de Grenoble

dans le cadre de l'École Doctorale «Électronique, Électrotechnique, Automatique,  
Télécommunication et Signal»

*présentée et soutenue publiquement*

*par*

**Aarón SARIÑANA TOLEDO**

le 28 novembre 2000

Titre :

**COMMANDE DIRECTE ET OBSERVATION DES  
CONVERTISSEURS DE PUISSANCE :  
APPLICATION À L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ**

*Directeurs de thèse :*

M. G. BORNARD (LAG)

**JURY :**

M. L. DUGARD

Président

M. M. FADEL

Rapporteur

M. J.-P BARBOT

Rapporteur

M. G. BORNARD

Directeur de thèse

M. S. BACHA

Co-encadrant



SARIÑANA

2000



*A mis padres, hermanas y hermanos ...*



## Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été préparé au sein de l'équipe Systèmes et Commande du Laboratoire d'Automatique de Grenoble (LAG). Je remercie vivement son directeur Monsieur Luc DUGARD qui m'a permis de préparer ce travail dans les meilleures conditions.

Je tiens à remercier les membres du jury : Messieurs Luc DUGARD, Maurice FADEL et Jean-Pierre BARBOT pour leur lecture minutieuse du manuscrit et leurs commentaires très pertinents et très enrichissants.

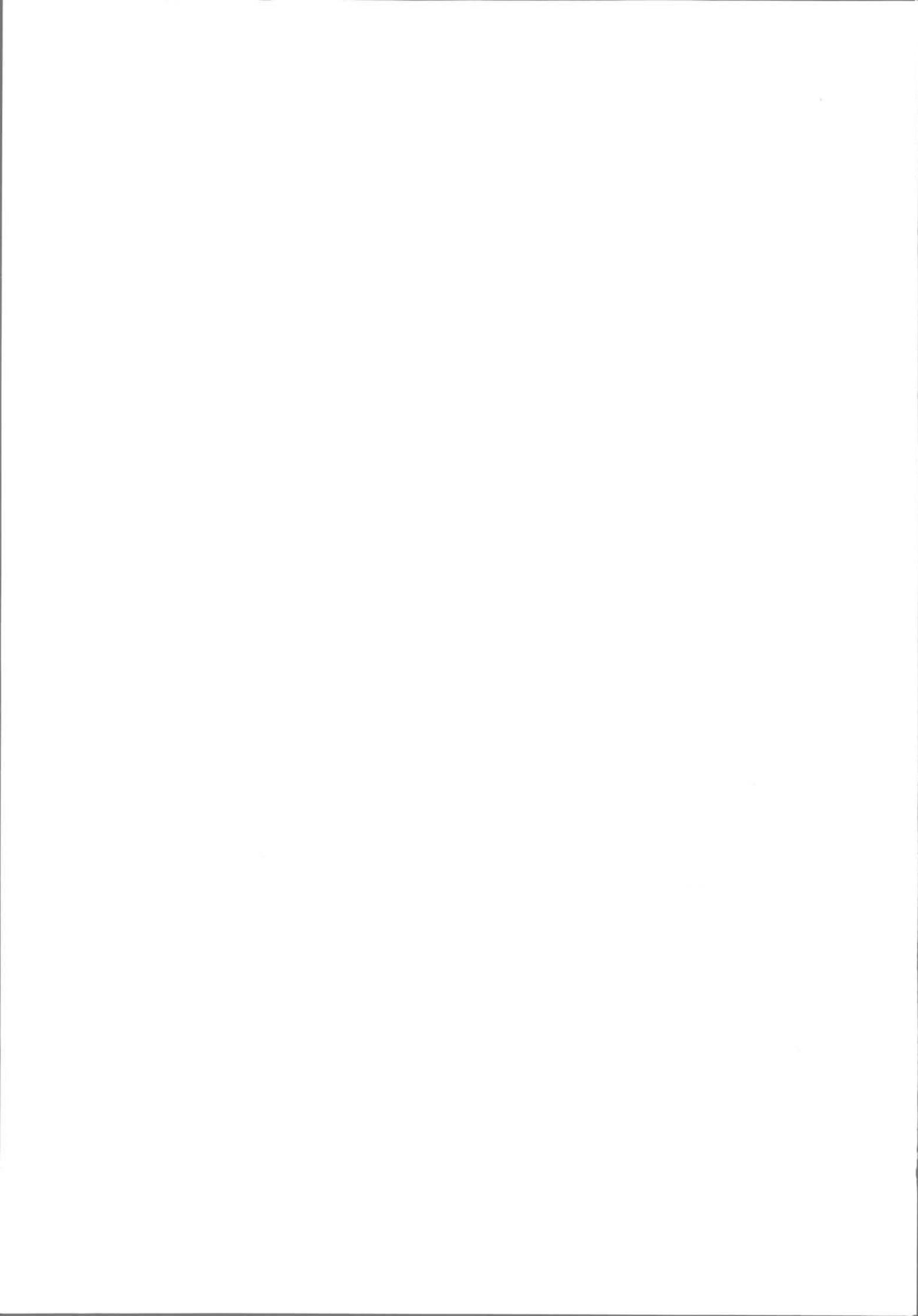
Je remercie tout particulièrement mes directeurs de thèse Seddik BACHA et Guy BORNARD, qui m'ont soutenu scientifiquement et pédagogiquement tout au long de la thèse. Je ne saurais oublier leur encouragement continu, leur compréhension, leur disponibilité et leurs qualités humaines, qui ont été des facteurs décisifs pour achever le travail de recherche.

Je remercie également à Monsieur Joël GIRAUD, ingénieur de recherche au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble (LEG), pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée lors des essais expérimentaux réalisés sur le banc expérimental du LEG.

Je voudrais également adresser mes remerciements à toutes celles et ceux qui font fonctionner le laboratoire au quotidien et qui s'attachent à rendre la vie des thésards plus facile. Du côté administratif et bibliothécaire, je pense notamment à Marie-Thérèse, Isabelle, Marie-Rose, Marielle, Florence et Linda, sans oublier bien sûr à Olivier et Philippe du service informatique.

Enfin, un grand merci à mes amis qui m'ont *supporté* tout au long de cette période de ma vie. Par ordre alphabétique ;-), j'aimerais parler *del Camello* Benhassine, de *Caty la aplanadora* Berumen, *del Chagui Reds*, de la Jerry Serrato, de la Kika Sannier, *del Marlobo*, *de la chinese* Chen alias Mei-Ling, de Ralph *Heineken*, *del Zebo* et des *vampiros* (Costin et Madalina).

*Last but not least*, j'aimerais aussi parler de quelqu'un qui est arrivé à la dernière minute comme tout bon mexicain, mais qui néanmoins est déjà bien *ancrée* dans ma vie : je parle de *la calabaza* Salinas, a quien dedico especialmente este *torchon* con todo mi amor y cariño...



# Table des matières

Table des matières	9
Introduction Générale	13
<b>1 Position du Problème</b>	<b>19</b>
1.1 Modèle dynamique de l'OT-3 $\phi$ . . . . .	20
1.1.1 Modèle dans le repère $\alpha\beta$ . . . . .	23
1.1.2 Modèle dans le repère $dq$ . . . . .	27
1.2 Problème de commande . . . . .	30
1.2.1 Compensateur d'énergie de réactive . . . . .	31
1.2.2 Filtre actif . . . . .	31
1.3 Contrôleur de la tension continue . . . . .	34
1.4 Conclusion du chapitre . . . . .	35
<b>2 Commande Directe à Structure Variable</b>	<b>39</b>
2.1 Généralités sur la commande à structure variable et ses modes glissants associés . . . . .	40
2.1.1 Modes glissants en codimension 1 . . . . .	42
2.1.2 Modes glissants en codimension 2 . . . . .	44
2.1.3 Modes glissants de codimension $m$ . . . . .	47
2.1.4 Application à l'OT-3 $\phi$ . . . . .	48
2.2 Commande à structure variable basée sur le simplexe minimal . . . . .	50
2.2.1 Partition de l'espace d'état et définition de la loi de commande discontinue . . . . .	53
2.2.2 Sélection du simplexe . . . . .	54
2.2.3 Limitation de la fréquence de commutation . . . . .	55
2.3 Application au contrôle de l'OT-3 $\phi$ . . . . .	56
2.3.1 L'état de référence . . . . .	57
2.3.2 Existence d'une solution . . . . .	57
2.3.3 Sélection de vecteur de commande . . . . .	57
2.3.4 Loi de commande . . . . .	59
2.3.5 Limitation de la fréquence de commutation . . . . .	60

2.3.6	Résultats des simulations . . . . .	60
2.4	La commande à hystérésis . . . . .	65
2.4.1	Résultats des simulations . . . . .	66
2.5	Conclusion du chapitre . . . . .	69
<b>3</b>	<b>CDSV sous Contraintes Fréquentielles</b>	<b>73</b>
3.1	Cycles limites optimaux . . . . .	74
3.1.1	Séquences optimales et cycles limites associés . . . . .	75
3.2	Calcul des séquences élémentaires . . . . .	76
3.3	Algorithme de commande . . . . .	80
3.3.1	Résumé de l'algorithme de commande . . . . .	83
3.4	Résultats de simulation . . . . .	84
3.4.1	CDSV sous contraintes fréquentielles: cas de séquences de type $\{..f^2, f^3, f^8, f^3, f^2, f^1..\}$ . . . . .	84
3.4.2	CDSV sous contraintes fréquentielles: cas de séquences de type $\{..f^1, f^2, f^3, f^8, f^8, f^3, f^2, f^1..\}$ . . . . .	86
3.4.3	CDSV sous contraintes fréquentielles avec compensation . . . . .	89
3.5	Commande à Réponse-Pile MLI vectorielle . . . . .	92
3.5.1	Contrôleur à Réponse-Pile . . . . .	93
3.5.2	Modulateur vectoriel . . . . .	93
3.5.3	Résultats de simulation . . . . .	95
3.6	Conclusion sur les essais comparatifs . . . . .	97
3.6.1	Liens entre la CDSV sous contraintes fréquentielles et la Réponse- pile MLI vectorielle . . . . .	97
3.7	Essais expérimentaux . . . . .	100
3.7.1	Description du banc expérimental . . . . .	100
3.7.2	Résultats expérimentaux . . . . .	100
3.7.2.1	Réseau à vide . . . . .	102
3.7.2.2	Réseau avec une charge RC . . . . .	103
3.7.2.3	Fonctionnement en redresseur à prélèvement sinusoïdal . . . . .	104
3.8	Conclusion du chapitre . . . . .	106
<b>4</b>	<b>Observabilité et observateurs pour l'OT-3<math>\phi</math></b>	<b>109</b>
4.1	Problème de l'observation . . . . .	110
4.1.1	Observabilité des systèmes non linéaires . . . . .	111
4.1.2	Synthèse des observateurs non linéaires . . . . .	112
4.1.2.1	Observateur de type Kalman pour les systèmes variants dans le temps . . . . .	113
4.1.2.2	Observateurs à modes glissants . . . . .	114
4.2	Synthèse d'un observateur de $v_0$ à partir de mesures de $(i_d, i_q)$ . . . . .	116
4.2.1	Observabilité du convertisseur . . . . .	117

4.2.2	Construction de l'observateur de type Kalman . . . . .	118
4.2.2.1	Résultats de simulations . . . . .	119
4.2.3	Construction de l'observateur à modes glissants . . . . .	123
4.2.3.1	Attractivité de la surface de glissement . . . . .	124
4.2.3.2	Dynamique sur la surface de glissement . . . . .	125
4.2.3.3	Résultats de simulations . . . . .	126
4.3	Synthèse d'un observateur de $(i_d, i_q)$ à partir de la mesure de $v_0$ . . . . .	128
4.3.1	Observabilité du convertisseur . . . . .	128
4.3.2	Construction de l'observateur de type Kalman . . . . .	129
4.3.2.1	Résultats de simulations . . . . .	130
4.3.3	Construction de l'observateur Sliding Mode . . . . .	134
4.3.3.1	Attractivité de la surface de glissement . . . . .	134
4.3.3.2	Dynamique sur la surface de glissement . . . . .	135
4.3.3.3	Résultats de simulations . . . . .	137
4.4	Conclusion du chapitre . . . . .	139
<b>Conclusions</b>		<b>143</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>147</b>



# Introduction Générale



## Introduction Générale

L'augmentation de la demande en électricité et la déréglementation, intéressant tant la production que le transport de l'énergie électrique, impliquent une révolution dans la sécurité et la conduite des réseaux. Ces phénomènes ont mis en exergue de nombreux problèmes, sources incontestables d'une dégradation de la qualité de l'énergie électrique.

Dans le passé, il était toujours possible de résoudre ce genre de problèmes en augmentant la capacité des réseaux. Néanmoins, les contraintes économiques, politiques et écologiques rendent de plus en plus difficile la mise en place de nouvelles centrales électriques et lignes de transport.

Ainsi, à la fin des années 70 des nouvelles solutions apparaissent. Celles-ci étaient principalement orientées vers l'amélioration des systèmes existants et ont permis l'augmentation du transit d'énergie dans les systèmes qui étaient sous utilisés en les rendant plus efficaces. C'est ainsi que les premiers compensateurs dynamiques basés sur les TCR (Thyristor Controlled Reactor), TSC (Thyristor Switched Capacitor) ont vu le jour. Ces solutions, technologiquement bien mises au point, ont donné lieu à des structures, placées en série ou en shunt sur les lignes, représentant une avancée énorme par rapport aux solutions électromécaniques.

Toutefois, on ne saurait s'en satisfaire pour le futur car ces structures, basées sur les thyristors conventionnels (*i.e.*, non commandables à l'ouverture), ont des temps de réponse d'une demie période du réseau; par ailleurs, les convertisseurs basés sur le TCR gèrent des harmoniques de courant et/ou tension gênants et nécessitent un filtrage qui peut être source supplémentaire de perturbations.

Grâce aux progrès remarquables dans le domaine des dispositifs électroniques, de nouveaux systèmes de mesures et actionneurs ont vu le jour soit pour résoudre les problèmes actuels ou pour anticiper les évolutions futures du réseau. Ainsi, ces nouvelles technologies ont été mises à contribution pour améliorer la robustesse mais aussi la précision de la conduite des réseaux.

C'est dans cet esprit là qu'en 1988 l'EPRI (Electric Power Research Institute) lance le projet FACTS (Flexible AC Transmission System) qui propose de nouveaux actionneurs basés essentiellement sur les semiconducteurs de puissance, donc sur les convertisseurs de l'électronique de puissance (Hingorani [1990], Henderson [1994]). Parmi les fonctions que remplissent ces convertisseurs figurent: le réglage d'impédance, le déphasage des grandeurs électriques, la compensation d'énergie réactive, le rejet des perturbations, l'anti-flickage, le filtrage actif, etc..

D'une façon générale, on peut citer quelques avantages de ces nouvelles structures par rapport aux solutions traditionnelles : la diminution remarquable du temps de réponse, un domaine d'opération bien plus large, une diminution notable en ce qui concerne les pertes, encombrement moindre, etc..

En raison de la révolution de la technologie des semiconducteurs, l'électronique de puissance a profité d'un développement sans précédent en matière de dispositifs de puissance. Ces éléments ont permis l'émergence de nouvelles structures fonctionnant en commutation forcée à des puissances extrêmement élevées; parmi ces dernières figure en première ligne l'onduleur de tension. Ce dernier, par son caractère versatile est à même de remplir la majorité des fonctionnalités qu'exige la conduite moderne des réseaux.

C'est ainsi que l'onduleur de tension, grâce à sa capacité de réglage des grandeurs alternatives et continues, devient de plus en plus une structure de base dans différentes applications comme par exemple : le réglage de tension par échange de puissance réactive (SVG, STATCOM), le réglage de tension par réglage d'impédance de ligne (SSSI), la stabilisation par l'intermédiaire du réglage de tension, le filtrage actif de puissance (série ou parallèle), le redressement à prélèvement sinusoïdal, etc..

Toutefois, l'état de la technologie actuelle nous oblige à faire un compromis entre deux objectifs antithétiques, la fréquence de commutation et les puissances mis en jeu.

Ainsi, dans ce travail de thèse nous proposons des algorithmes de contrôle qui nous permettront de mener au mieux, la robustesse du réglage des variables impliquées tout en respectant les contraintes fréquentielles imposées par la technologie des interrupteurs; de plus, des contraintes supplémentaires viennent s'ajouter telles que : un THD faible et un spectre de découpage facilement filtrable.

D'un autre côté, dans ce travail on s'est aussi intéressé à la possibilité de construire des observateurs pour ce genre de systèmes. L'idée générale d'un observateur est de synthétiser un système dynamique capable de reconstruire l'état d'un système à partir des entrées et des mesures disponibles. Ces structures trouvent leur place dans des applications variées telles que : la surveillance du fonctionnement de certains capteurs (redondance), le remplacement des capteurs par des observateurs, ou encore l'identification de certains paramètres du système.

Dans le but d'approfondir chacun des points mentionnés ci-dessus, ce mémoire de thèse est organisé comme suit.

Dans le chapitre 1 on donne les éléments de modélisation de l'onduleur de tension sans neutre raccordé. Sa représentation dans les différents repères de coordonnées sera ainsi détaillée. Ensuite, on détaillera les applications auxquelles on s'intéresse dans ce travail de thèse, à savoir la compensation d'énergie réactive et le filtrage actif. Finalement, on présente la synthèse du régulateur de la tension continue qui est commun à tous les schémas de commande présentés par la suite.

Le chapitre 2 est consacré à l'étude d'une nouvelle loi de commande à structure variable. Celle-ci nous permettra de surmonter un problème d'ambiguïté rencontré dans les approches "classiques" basées sur la théorie de systèmes à structure variable lors de son application au contrôle du convertisseur. Afin d'évaluer l'approche proposée, nous développons une loi de commande complémentaire comme base de comparaison, à savoir

la commande à hystérésis. Enfin, nous présentons des résultats de simulation qui nous permettront d'évaluer ladite approche.

Dans le chapitre 3 nous présentons une stratégie de commande, basée sur l'algorithme développé dans le chapitre précédent, qui nous permettra de maîtriser la fréquence de commutation par une spécification explicite de la période du cycle. Afin d'évaluer l'approche proposée dans ce chapitre, nous développons ensuite une loi de commande complémentaire, à savoir la méthode connue comme à réponse-pile MLI vectorielle. À l'issue des résultats de comparaison, nous présenteront une étude portant sur les liens entre ces deux techniques. Des résultats de simulation et quelques résultats expérimentaux viendront valider les idées exposées.

Le chapitre 4 est dédié à l'étude du problème dual de la commande : la synthèse des observateurs pour les convertisseurs de puissance. Dans une première partie, on évoquera le problème de l'observation et on discutera la propriété structurale appelée *observabilité* dans le contexte de l'onduleur de tension triphasé. Nous présentons ensuite deux cas pour lesquels la construction d'un tel système est possible. Ainsi, nous allons nous intéresser à estimer la tension du bus continu à partir des mesures des courants du côté alternatif, puis on s'intéressera à l'observation des courants du côté alternatif à partir de la mesure de la tension continue. Deux techniques différentes seront ainsi proposées, à savoir un observateur de type filtre de Kalman et un observateur basé sur la théorie des modes glissants. Des résultats de simulation nous permettront de mettre évidence leurs principales caractéristiques.



## Position du Problème



# Chapitre 1

## Position du Problème

Comme souligné dans l'introduction, l'onduleur de tension est l'outil à tout faire de l'électronique de puissance, que cela soit sous sa version de base ou sous une forme multi-niveaux.

Toutes les applications de base de ces structures passent par un contrôle des courants côté alternatif. Cette commande se doit d'être robuste et performante surtout si l'onduleur est connecté au réseau de distribution. L'application la plus contraignante en termes de rapidité et précision reste le filtrage actif de puissance : une commande satisfaisant cette fonctionnalité satisferait toutes les autres.

Dans ce chapitre, nous donnerons les éléments de modélisation de l'onduleur de tension triphasé (dans la suite, on utilisera l'acronyme OT-3 $\phi$ ). Sa représentation dans différents repères de coordonnées nous permettra de réduire la complexité des analyses et synthèses ultérieures.

On présentera en premier lieu une analyse détaillée de l'OT-3 $\phi$  qui aboutira à sa mise en équations dynamique (modèle topologique dans le repère  $abc$ ). Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, on utilisera des transformations appropriées qui nous permettront de réduire la dimension du modèle  $abc$ , à savoir, les transformées de Concordia (repère  $\alpha\beta$ ) et de Park (repère  $dq$ ). Dans le même temps, on mettra en évidence les principales caractéristiques de chaque repère de coordonnées ainsi que celles du modèle obtenu.

Dans une deuxième partie, on parlera des applications de l'OT-3 $\phi$  auxquelles on s'intéresse dans ce mémoire, à savoir la compensation d'énergie réactive et le filtrage actif.

Finalement, on présentera la synthèse du régulateur de la tension côté continu étant donné qu'il est commun à tous les schémas de commande présentés par la suite.

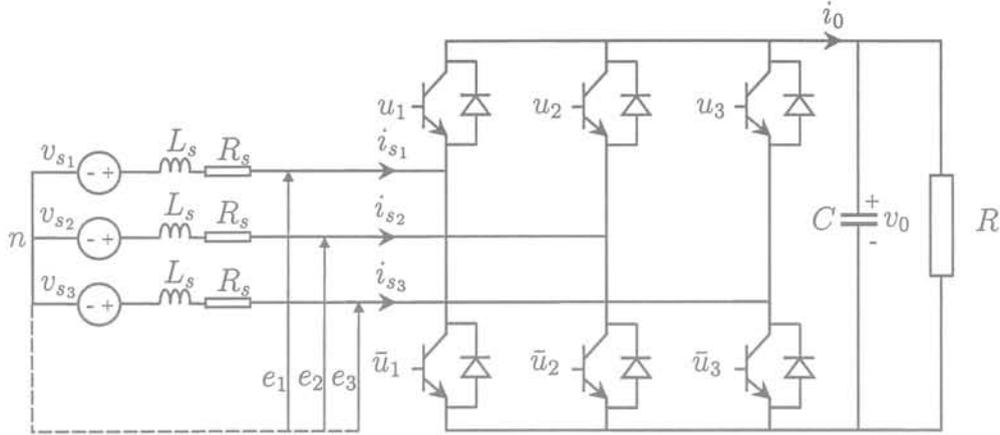


FIG. 1.1: Structure de l'onduleur de tension triphasé

## 1.1 Modèle dynamique de l'OT-3 $\phi$

Dans cette étude, on considère le convertisseur montré sur la figure 1.1 où  $L_s$  représente les inductances de fuite du transformateur,  $R_s$  les pertes de conduction du transformateur et de l'onduleur,  $C$  le condensateur du bus continu et  $R$  les pertes par commutation de l'onduleur ainsi que les pertes dues au condensateur.

Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux. L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation  $u_k$  pour l'interrupteur  $k$ . L'interrupteur  $k$  fermé implique  $u_k = 1$ , inversement  $u_k = -1$  correspond à l'interrupteur  $k$  ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires (voir figure 1.1).

Pour déduire le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le côté alternatif et le côté continu.

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme :

$$\begin{aligned} v_{s_1} &= V_m \cos(\omega t) \\ v_{s_2} &= V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_{s_3} &= V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1.1.1)$$

où  $V_m$  et  $\omega$  sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^3 v_{s_k} = 0 \quad (1.1.2)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff côté alternatif, on obtient :

$$\begin{aligned} -v_{s_1} + L_s \frac{di_{s_1}}{dt} + R_s i_{s_1} + e_1 &= 0 \\ -v_{s_2} + L_s \frac{di_{s_2}}{dt} + R_s i_{s_2} + e_2 &= 0 \\ -v_{s_3} + L_s \frac{di_{s_3}}{dt} + R_s i_{s_3} + e_3 &= 0 \end{aligned} \quad (1.1.3)$$

où  $e_{1,2,3}$  sont les tensions par rapport au point neutre  $n$  de la figure 1.1.

De manière condensée, on utilisera la représentation matricielle suivante :

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_s - R_s i_s - e \quad (1.1.4)$$

où  $i_s = [i_{s_1} \ i_{s_2} \ i_{s_3}]^T$ ,  $v_s = [v_{s_1} \ v_{s_2} \ v_{s_3}]^T$  et  $e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T$ .

Également, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} E_{12} &= e_1 - e_2 \\ E_{23} &= e_2 - e_3 \\ E_{31} &= e_3 - e_1 \end{aligned} \quad (1.1.5)$$

On notera également que  $E = [E_{12} \ E_{23} \ E_{31}]^T$ .

On établira ensuite la liaison entre le côté alternatif et le côté continu au travers des interrupteurs. Ces interrupteurs étant complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante :

$$u_k = \begin{cases} +1, & \bar{u}_k = -1 \\ -1, & \bar{u}_k = +1 \end{cases} \quad \text{pour } k = 1, 2, 3 \quad (1.1.6)$$

On cherchera donc une expression reliant la tension  $v_0$  à la tension  $e$  qui soit une fonction de la position des interrupteurs.

À partir de l'équation (1.1.5), on peut établir les relations suivantes entre  $v_0$  et les tensions composées  $E$ . Par exemple, pour la première équation de (1.1.5) on a :

$$\begin{aligned} E_{12} &= v_0 & \text{si } u_1 = +1 \text{ et } u_2 = -1 \\ E_{12} &= -v_0 & \text{si } u_1 = -1 \text{ et } u_2 = +1 \\ E_{12} &= 0 & \text{si } u_1 \text{ et } u_2 \text{ ont le même signe} \end{aligned} \quad (1.1.7)$$

On note que l'équation (1.1.7) peut être mise sous la forme compacte suivante :

$$E_{12} = \frac{1}{2} v_0 (u_1 - u_2) \quad (1.1.8)$$

En suivant la même démarche, le reste des tensions composant le vecteur  $E$  peut être mis sous une forme matricielle compacte :

$$E = \frac{1}{2} v_0 \tilde{M} u \quad (1.1.9)$$

où  $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  et  $\tilde{M}$  est donnée par :

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.1.10)$$

D'une façon similaire, l'équation (1.1.5) peut être mise sous la forme matricielle suivante :

$$E = \tilde{M}e \quad (1.1.11)$$

On peut vérifier aisément que l'obtention d'une expression de  $e$  en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension continue n'est pas possible en raison de la singularité de  $\tilde{M}$ . D'autre part, le fait d'avoir la somme des tensions et courants côté alternatif égale à zéro implique que  $e_1 + e_2 + e_3 = 0$ . En ajoutant cette équation à (1.1.11), on obtient le système suivant :

$$E = \hat{M}e \quad (1.1.12)$$

avec  $\hat{M}$  donnée par :

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.1.13)$$

Ainsi, la solution des équations (1.1.9) et (1.1.12) pour le vecteur de tensions  $e$ , nous donne l'expression recherchée :

$$e = \frac{1}{2}v_0\hat{M}^{-1}\tilde{M}u \quad (1.1.14)$$

$$= \frac{1}{6}v_0Ku \quad (1.1.15)$$

avec  $K$  donnée par :

$$K = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (1.1.16)$$

Finalement, en remplaçant (1.1.14) dans (1.1.4), on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu :

$$L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - \frac{1}{6}v_0 K u + v_s \quad (1.1.17)$$

Le modèle complet s'obtient alors par le rajout de la dynamique côté continu :

$$C \frac{dv_0}{dt} = i_0 - \frac{v_0}{R} \quad (1.1.18)$$

Sachant que le courant côté continu  $i_0$  injecté, s'exprime par :

$$i_0 = \frac{1}{2}u^T i_s \quad (1.1.19)$$

l'équation 1.1.18 devient alors :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2}u^T i_s - \frac{v_0}{R} \quad (1.1.20)$$

On aboutit enfin au système présenté dans le tableau 1.1.

$L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - e + v_s$	
$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2}u^T i_s - \frac{v_0}{R}$	
<p>avec <math>i_{s_1} + i_{s_2} + i_{s_3} = 0</math> et <math>e = \frac{1}{6}v_0 K u</math></p>	

TAB. 1.1: *Modèle dynamique de l'OT-3 $\phi$  dans le repère abc*

Concernant la structure du convertisseur, on remarque que :

- Le modèle topologique de l'OT-3 $\phi$  correspond à celui d'un système non linéaire avec des perturbations dépendant du temps,
- La commande  $u$  est discontinue et prend ses valeurs dans l'ensemble discret  $\{-1, +1\}$ ,
- L'existence d'une condition algébrique nous permettra de réduire la dimension du système : passer de la dimension 4 à la dimension 3 en utilisant des transformations appropriées.

### 1.1.1 Modèle dans le repère $\alpha\beta$

Soit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{\alpha\beta 0} = C_{\alpha\beta 0} i_s \quad (1.1.21)$$

où  $i_{\alpha\beta 0} = [i_\alpha \ i_\beta \ i_{hom}]^T$  et la matrice  $C_{\alpha\beta 0}$ , appelée transformation de Concordia, est définie comme :

$$C_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.1.22)$$

Il est à remarquer que cette matrice est orthogonale, *i.e.*  $C_{\alpha\beta 0}^{-1} = C_{\alpha\beta 0}^T$ , et que cette propriété nous permettra par la suite de réduire les calculs. Le fait d'avoir un système équilibré, *i.e.*  $i_{s_1} + i_{s_2} + i_{s_3} = 0$ , nous permettra également de réduire la dimension du système. En effet, cette condition algébrique se traduit dans ce repère par une composante homopolaire nulle, *i.e.*  $i_{hom} = 0$ . C'est ainsi que par la suite on utilisera seulement les 2 premières lignes de la transformation de Concordia et elle sera désignée par  $C_{\alpha\beta}$ . Le nouveau changement de coordonnées sera ainsi défini comme :

$$i_{\alpha\beta} = C_{\alpha\beta} i_s \quad (1.1.23)$$

avec  $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ .

En dérivant (1.1.23), on obtient :

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = C_{\alpha\beta} \frac{di_s}{dt} \quad (1.1.24)$$

En substituant (1.1.17) dans (1.1.24), la représentation du système dans le nouveau repère de coordonnées est décrite par :

$$L_s \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = -R_s i_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta} \quad (1.1.25)$$

avec  $e_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ ,  $v_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$ . En utilisant le fait que  $C_{\alpha\beta} K = 3C_{\alpha\beta}$ , la relation entre les côtés alternatif et continu peut être mise sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} e_{\alpha\beta} &= C_{\alpha\beta} e \\ &= \frac{1}{6} v_0 C_{\alpha\beta} K u \\ &= \frac{1}{6} v_0 (3C_{\alpha\beta}) u \\ &= \frac{1}{2} v_0 u_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (1.1.26)$$

avec  $u_{\alpha\beta} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ . Dans ce repère, le vecteur  $u_{\alpha\beta}$  représente les 8 combinaisons possibles des interrupteurs. Sur la figure 1.2 et le tableau 1.2 toutes les combinaisons possibles sont montrées.

En ce qui concerne le côté continu, le courant total absorbé par la charge, exprimé par (1.1.19), est représenté dans le nouveau repère par :

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{1}{2} u^T (C_{\alpha\beta}^{-1} i_{\alpha\beta}) \\ &= \frac{1}{2} u^T C_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \\ &= \frac{1}{2} (u C_{\alpha\beta})^T i_{\alpha\beta} \\ &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (1.1.27)$$

$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_\alpha$	$u_\beta$	$u^i$
-1	-1	-1	0	0	$u^1$
+1	-1	-1	$2\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$u^2$
+1	+1	-1	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{2}$	$u^3$
-1	+1	-1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{2}$	$u^4$
-1	+1	+1	$-2\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$u^5$
-1	-1	+1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{2}$	$u^6$
+1	-1	+1	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{2}$	$u^7$
+1	+1	+1	0	0	$u^8$

TAB. 1.2: Les 8 vecteurs possibles de commande

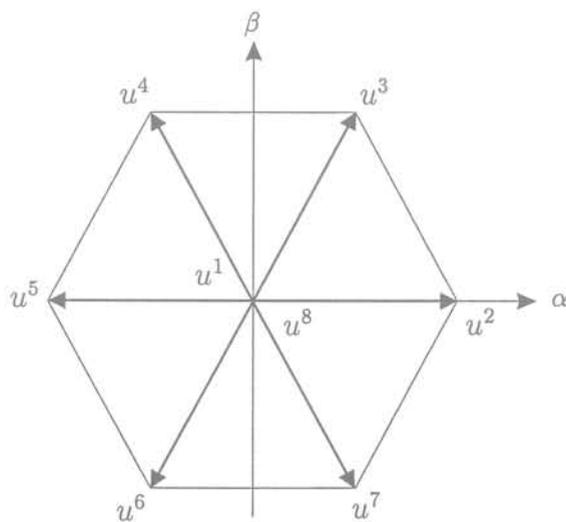


FIG. 1.2: Vecteurs de commande dans le repère  $\alpha\beta$

Finalement, l'expression de la tension continue, donnée par l'équation (1.1.18) en  $abc$ , devient dans ce nouveau repère :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_0}{R} \quad (1.1.28)$$

Dans le tableau 1.3 on récapitule les équations principales.

$L_s \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = -R_s i_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta}$ $C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_0}{R}$ <p>avec <math>e_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} v_0 u_{\alpha\beta}</math> et <math>v_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m [\cos(\omega t) \sin(\omega t)]^T</math></p>
--

TAB. 1.3: Modèle dynamique de l'OT-3φ dans le repère  $\alpha\beta$

Afin de mieux visualiser la synthèse d'une loi de commande, on va réécrire le système donné dans le tableau 1.3 sous une forme plus appropriée :

$$\begin{aligned} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{\alpha\beta} - \frac{1}{2L_s} v_0 u_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} v_{\alpha\beta} \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2C} i_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} - \frac{1}{RC} v_0 \end{aligned} \quad (1.1.29)$$

En redéfinissant  $x_{12} = i_{\alpha\beta}$  et  $x_3 = v_0$ , (1.1.29) devient :

$$\begin{aligned} \dot{x}_{12} &= A_1 x_{12} + B_1 x_3 u_{\alpha\beta} + w_1(t) \\ \dot{x}_3 &= A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T u_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (1.1.30)$$

où  $A_1 = -\frac{R_s}{L_s}$ ,  $B_1 = -\frac{1}{2L_s}$ ,  $A_2 = -\frac{1}{RC}$ ,  $B_2 = \frac{1}{2C}$  et  $w_1(t) = \frac{1}{L_s} v_{\alpha\beta}$ .

Sous une forme plus compacte, (1.1.30) peut être écrite comme :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{12} \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 x_3 I_{2 \times 2} \\ B_2 x_{12}^T \end{bmatrix} u_{\alpha\beta} + \begin{bmatrix} w_1(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.1.31)$$

où  $I$  est la matrice identité et  $0$  un vecteur des zéros des dimensions appropriées.

Finalement, (1.1.31) prend la forme :

$$\dot{x} = Ax + B(x)u_{\alpha\beta} + w(t) \quad (1.1.32)$$

où  $x = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ v_0]^T$  et  $\{A, B, w(t)\}$  sont des matrices de dimensions appropriées.

D'après (1.1.32), on remarque :

- La nature non linéaire et discontinue du modèle topologique dans le repère  $\alpha\beta$ ,
- La commande  $u_{\alpha\beta}$  prend ses valeurs dans l'ensemble discret  $\mathcal{U} = \{u^1, \dots, u^8\}$ ,
- À partir du tableau 1.2, on constate l'existence de deux vecteurs qui donnent la même dynamique :  $u^1$  et  $u^8$ . Ce degré de liberté pourrait éventuellement être utilisé pour réduire la fréquence de commutation.

### 1.1.2 Modèle dans le repère $dq$

Il existe une autre transformation utilisée en électrotechnique appelée transformation de Park. Dans la section précédente on a vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère  $\alpha\beta$  est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la transformation de Park est de faire tourner le repère  $\alpha\beta$  à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère.

En prenant la tension  $v_{s1}$  comme origine des phases, la transformation de Park est définie comme :

$$P_{dq0}(\theta) = R_0(\theta)C_{\alpha\beta 0} \quad (1.1.33)$$

où  $\theta = \omega t$ ,  $C_{\alpha\beta 0}$  la transformation de Concordia et  $R_0(\theta)$  la matrice de rotation donnée par :

$$R_0(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.1.34)$$

Finalement, (1.1.33) peut s'écrire de la façon suivante :

$$P_{dq0}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.1.35)$$

De même, on note que cette transformation Park ainsi définie est orthogonale, *i.e.*  $P_{dq0}^{-1}(\theta) = P_{dq0}^T(\theta)$ .

D'une façon similaire, on définit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{dq0} = R_0(\theta)i_{\alpha\beta 0} \quad (1.1.36)$$

avec  $i_{dq0} = [i_d \ i_q \ i_{hom}]^T$ . De même, le fait d'avoir un système triphasé dont la somme des courants est nulle nous permettra d'obtenir une composante homopolaire nulle. Comme

dans le cas du repère  $\alpha\beta$ , on utilisera une forme simplifiée de la transformée de Park contenant seulement les 2 premières lignes de (1.1.35). Par la suite elle sera appelée  $P(\theta)$ . Afin d'être concis, on utilisera également une forme réduite de la matrice de rotation formée des 2 premières lignes et 2 premières colonnes de (1.1.34), elle sera appelée  $R(\theta)$ . Le nouveau changement de coordonnées est ainsi défini comme :

$$i_{dq} = R(\theta)i_{\alpha\beta} \quad (1.1.37)$$

avec  $i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$ .

En dérivant (1.1.37), on trouve l'expression suivante :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = R(\theta)L_s \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} - \omega L_s H R(\theta)i_{\alpha\beta} \quad \text{avec} \quad H = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.1.38)$$

En substituant (1.1.25) dans (1.1.38) on obtient :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s R(\theta)i_{\alpha\beta} - R(\theta)e_{\alpha\beta} + R(\theta)v_{\alpha\beta} - \omega L_s H R(\theta)i_{\alpha\beta} \quad (1.1.39)$$

Finalement, en utilisant la définition de la transformation, on obtient le modèle du système dans ce nouveau repère :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s i_{dq} - \omega L_s H i_{dq} - e_{dq} + v_{dq} \quad (1.1.40)$$

avec les nouvelles variables  $e_{dq} = [e_d \ e_q]^T$  et  $v_{dq} = [v_d \ v_q]^T$ .

Le vecteur  $e_{dq}$  peut être décomposé comme :

$$\begin{aligned} e_{dq} &= R(\theta)e_{\alpha\beta} \\ &= R(\theta)\left(\frac{1}{2}v_0 u_{\alpha\beta}\right) \\ &= \frac{1}{2}v_0 u_{dq} \end{aligned} \quad (1.1.41)$$

avec  $u_{dq} = [u_d \ u_q]^T$ .

D'autre part, on montre que :

$$\begin{aligned} v_{dq} &= R(\theta)v_{\alpha\beta} \\ &= R(\theta)Cv_s \\ &= P(\theta)v_s \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.1.42)$$

Le courant côté continu exprimé en (1.1.19), peut être représenté dans le repère  $dq$  comme :

$$\begin{aligned}
 i_0 &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^{-1}(\theta) i_{dq}) \\
 &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^T(\theta) i_{dq}) \\
 &= \frac{1}{2} (R^T \theta u_{\alpha\beta})^T i_{dq} \\
 &= \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq}
 \end{aligned} \tag{1.1.43}$$

Ainsi, l'expression pour la tension continue dans les nouvelles coordonnées devient :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R} \tag{1.1.44}$$

Dans le tableau 1.4 on récapitule les équations qui décrivent la dynamique du convertisseur dans ce nouveau repère de coordonnées.

$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s i_{dq} - \omega L_s H i_{dq} - e_{dq} + v_{dq}$ $C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R}$ <p>avec <math>e_{dq} = \frac{1}{2} v_0 u_{dq}</math> et <math>v_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} [V_m \ 0]^T</math></p>
---

TAB. 1.4: *Modèle dynamique du OT-3φ dans le repère dq*

D'une façon similaire au cas du repère  $\alpha\beta$ , les équations du tableau 1.4 peuvent être rangées sous la forme:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{dq}}{dt} &= -\frac{1}{L_s} (R_s I + \omega L_s H) i_{dq} - \frac{1}{2L_s} v_0 u_{dq} + \frac{1}{L_s} v_{dq} \\
 \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2C} i_{dq}^T u_{dq} - \frac{1}{RC} v_0
 \end{aligned} \tag{1.1.45}$$

Si l'on définit  $x_{12} = i_{dq}$ ,  $x_3 = v_0$  et  $u = u_{dq}$ , (1.1.45) devient :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{12} &= A_1 x_{12} + B_1 x_3 u + w_1 \\
 \dot{x}_3 &= A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T u
 \end{aligned} \tag{1.1.46}$$

où  $A_1 = -\frac{1}{L_s} (R_s I + \omega L_s H)$ ,  $B_1 = -\frac{1}{2L_s}$ ,  $A_2 = -\frac{1}{RC}$ ,  $B_2 = \frac{1}{2C}$ ,  $w_1 = \frac{1}{L_s} v_{dq}$  et  $I$  la matrice identité de dimension appropriée.

Sous une forme plus compacte, l'équation (1.1.46) devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{12} \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 x_3 I_{2 \times 2} \\ B_2 x_{12}^T \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} w_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.1.47)$$

ou encore :

$$\dot{x} = Ax + B(x)u + w \quad (1.1.48)$$

avec  $x = [i_d \ i_q \ v_0]^T$  et  $u = [u_d \ u_q]^T$ . Les matrices  $A$ ,  $B$  et  $w$  sont de dimension appropriée.

À partir de (1.1.48), remarquons :

- La nature non linéaire du modèle topologique dans le repère  $dq$ ,
- La commande  $u$  est continue et elle ne correspond pas aux configurations des interrupteurs, d'où le besoin d'un modulateur pour retrouver le vrai vecteur de commande  $u$ ,
- Les grandeurs sinusoïdales dans ce repère de coordonnées sont représentés par des grandeurs invariantes.

## 1.2 Problème de commande

Sur la base des modèles obtenus lors des transformations, on utilisera dans la suite la représentation du OT-3 $\phi$  dans le repère  $dq$ . Dans ce repère de coordonnées, le problème de la commande consiste d'une façon générale à trouver une séquence de vecteurs (*i.e.*, une séquence de configurations des interrupteurs) de telle manière que l'état du système  $\{i_d, i_q, v_0\}$  tende vers un état de référence donné, tout en respectant une performance de réglage désirée. Par ailleurs, les algorithmes de contrôle doivent être tels que l'on respecte non seulement les contraintes fréquentielles imposées par la technologie des interrupteurs, mais aussi des critères standards en électronique de puissance tels que le taux de distorsion harmonique (THD) faible et une qualité spectrale des courants tant en basses qu'en hautes fréquences.

En ce qui concerne la structure du système de contrôle, on va utiliser une propriété du système qui nous permettra de simplifier l'analyse. Il est possible de montrer à l'aide d'une analyse de type *perturbations singulières* (Kokotovic et al. [1986]), que le système possède une double échelle de temps ; c'est-à-dire, qu'il est possible de séparer le système en deux sous systèmes ayant des dynamiques différentes : l'une dite rapide, liée aux courants, et une autre dite lente associée à la tension continue. Par ailleurs, cette analyse permet de justifier la structure de commande en cascade couramment utilisée dans ce genre de systèmes (Vilathgamuwa et al. [1996]). Ainsi, on a à synthétiser deux régulateurs : un pour la boucle interne des courants et un autre pour la boucle externe de la tension continue.

D'autre part, il est bien connu que la performance de la boucle des courants joue un rôle essentiel dans la performance globale du système ; c'est pourquoi une commande ayant une réponse rapide et un bon comportement en état stationnaire s'avère nécessaire.

Par rapport au réglage de la tension continue, l'utilisation des commandes classiques, du type proportionnel-intégral (PI), semble être suffisantes pour obtenir des performances acceptables (Holtz [1994]). C'est pour cela que ce travail de thèse est plutôt consacré à l'étude des différentes lois de commande pour la boucle interne des courants.

Un autre point important qui a une influence sur la structure de commande est, bien entendu, l'application en choisie. Parmi les applications de l'onduleur de tension relié au réseau alternatif, nous noterons le redressement à prélèvement sinusoïdal, le compensateur d'énergie réactive (STATCOM ou SVG), le compensateur série, les filtres actifs de courant (shunt) et de tension (série). D'une façon générale, le cas du filtrage actif est plus compliqué que celui de la compensation d'énergie réactive, à savoir que les signaux de référence varient très vite dans le temps, ce qui demande des performances de réglage accrues sous contraintes.

### 1.2.1 Compensateur d'énergie de réactive

À partir de grandeurs définies dans le repère  $dq$ , les expressions de puissance peuvent être exprimées. Par ailleurs, ces résultats reposent sur une transformation de Park caractérisée par une invariance de la puissance instantanée dans les deux représentations, *i.e.*  $p_{abc} \equiv p_{dq}$ . Alors, la puissance active ( $\mathcal{P}$ ) et réactive ( $\mathcal{Q}$ ) échangées entre le réseau et le convertisseur, sont données par :

$$\begin{aligned}\mathcal{P} &= v_d i_d \\ \mathcal{Q} &= v_d i_q\end{aligned}\tag{1.2.1}$$

Dans cette application on cherchera à contrôler la puissance réactive du convertisseur.  $i_q$  est une image du courant réactif prélevé du réseau. C'est à cette grandeur que l'on s'intéresse.

Sur la figure (1.3) on montre le schéma général de commande pour un cas de compensation d'énergie réactive. Dans ce cas, la synthèse du contrôleur des courants est basée sur le modèle en  $dq$ . Cela implique que la commande  $(u_d, u_q)$  ne correspond pas au vrai vecteur de commande à appliquer au convertisseur, d'où le besoin d'un modulateur, désigné par "M" dans le schéma.

Notons que le fonctionnement en redresseur à prélèvement sinusoïdal est le dual du fonctionnement précédent en imposant cette fois-ci  $i_q^* = 0$ .

### 1.2.2 Filtre actif

Dans notre contexte, le principe du filtrage actif consiste à utiliser l'OT- $3\phi$  comme une source de courant pour annuler les composants harmoniques d'une charge non linéaire. Dans ce travail de thèse, on va utiliser la structure parallèle ou *shunt* montrée sur la figure 1.4.

Le filtre actif est connecté en parallèle au réseau, et injecte en permanence des courants

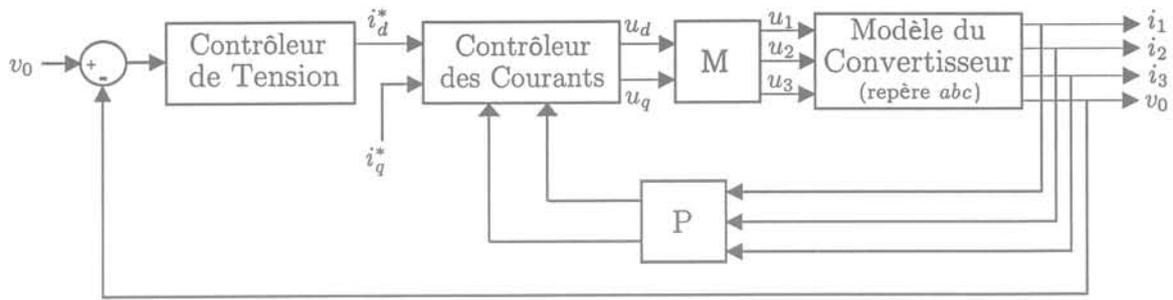


FIG. 1.3: Structure de contrôle dans le cas de compensation d'énergie réactive

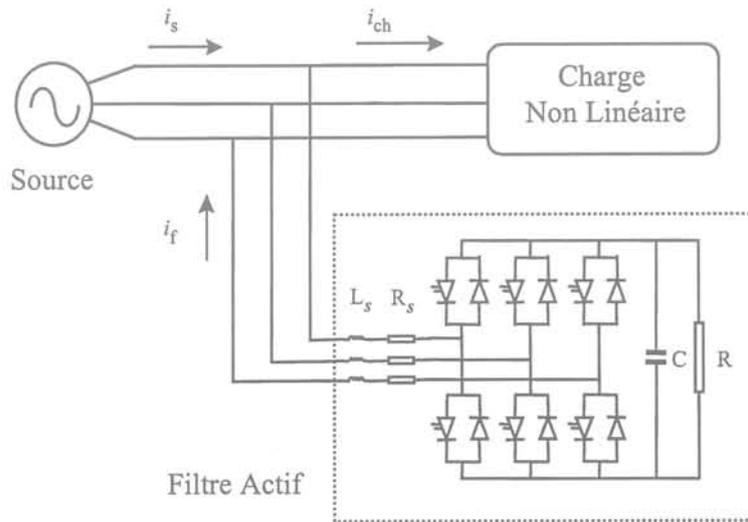


FIG. 1.4: Structure du filtre actif

qui correspondent en tout moment aux composantes harmoniques des courants absorbés par la charge. De cette manière, le courant fourni par la source d'énergie reste sinusoïdal.

À partir de la figure 1.4 on a :

$$i_{ch} = i_s + i_f \quad (1.2.2)$$

Le courant absorbé par la charge peut être décomposé comme :

$$i_{ch} = i_0 + i_h \quad (1.2.3)$$

où  $i_0$  et  $i_h$  représentent respectivement la composante fondamentale et celle due aux harmoniques.

Ainsi, si le filtre injecte un courant égal à  $-i_h$ , la source alimentera alors la charge avec la composante fondamentale du courant uniquement.

Dans le repère  $dq$  le problème se pose de la même manière. L'idée directrice consiste d'abord à représenter le courant absorbé par la charge dans le repère  $dq$ ; ensuite, à l'aide d'un filtre passe bas, à extraire la composante due aux harmoniques (voir Guffon [2000] et Guffon et al. [1998]). Sur la figure 1.5 on illustre cette idée.

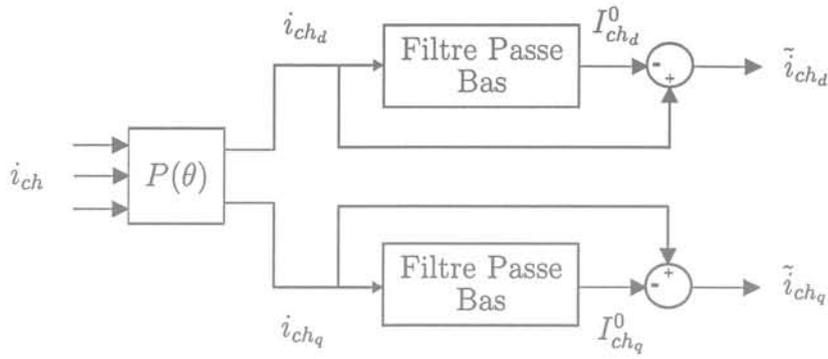


FIG. 1.5: Détection des harmoniques de la charge

Finalement les courants de référence pour le filtre actif sont donnés par :

$$\begin{cases} i_d^* = i_{d0} - \tilde{i}_{ch_d} \\ i_q^* = -\tilde{i}_{ch_q} \end{cases} \quad (1.2.4)$$

où le terme  $i_{d0}$  représente une petite quantité de courant actif qui sert à compenser les pertes dans le convertisseur et à assurer une tension du bus continu.

Sur la figure (1.6) on donne la structure de contrôle pour le cas du filtre actif.

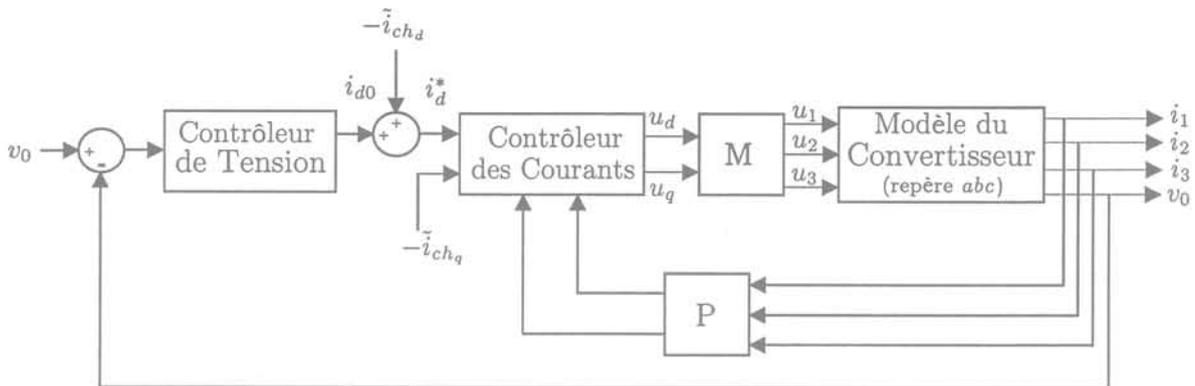


FIG. 1.6: Structure de contrôle pour le cas du filtre actif

## 1.3 Contrôleur de la tension continue

Dans le repère  $dq$ , la dynamique du convertisseur donnée par (1.1.45) peut être mise sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -ax_1 + \omega x_2 - bx_3 u_d + e \\ \dot{x}_2 &= -\omega x_1 - ax_2 - bx_3 u_q \\ \dot{x}_3 &= -dx_3 + cx_1 u_d + cx_2 u_q\end{aligned}\tag{1.3.1}$$

avec  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_q \ i_q \ v_0]^T$  et les constants  $a = \frac{R_s}{L_s}$ ,  $b = \frac{1}{2L_s}$ ,  $c = \frac{1}{2C}$ ,  $d = \frac{1}{RC}$  et  $e = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{L_s}$ .

Sur la base de la structure de contrôle en cascade (*cf.* figure 1.3), on va supposer que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaire; c'est-à-dire, que  $x_1 = x_1^*$ ,  $x_2 = x_2^*$ ,  $\dot{x}_1 = 0$  et  $\dot{x}_2 = 0$ . En remplaçant ces valeurs dans (1.3.1), on obtient à partir de deux premières équations la commande en état stationnaire :

$$\begin{aligned}u_d^* &= \frac{1}{bx_3}(-ax_1^* + \omega x_2^* + e) \\ u_q^* &= \frac{1}{bx_3}(-\omega x_1^* - ax_2^*)\end{aligned}\tag{1.3.2}$$

En remplaçant (1.3.2) dans la troisième équation de (1.3.1), on obtient la dynamique de la tension continue

$$\dot{x}_3 = -dx_3 + \frac{c}{bx_3}(-a(x_1^* + x_2^*) + ex_1^*)\tag{1.3.3}$$

Si l'on néglige la chute de tension dans la résistance qui modélise les pertes par conduction ( $R_s$ ), on a  $|a(x_1^* + x_2^*)| \ll |ex_1^*|$ . Ainsi, (1.3.3) devient :

$$\dot{x}_3 = -dx_3 + \frac{c}{bx_3}ex_1^*\tag{1.3.4}$$

En multipliant (1.3.4) par  $x_3$  et avec le changement de variable  $z = x_3^2$ , (1.3.4) devient :

$$\dot{z} = -2dz + \frac{2ce}{b}x_1^*\tag{1.3.5}$$

Ce changement de variable implique que l'on n'asservira pas directement la tension continue mais son carré. Avec comme variable de commande  $x_1^*$ , la fonction de transfert du système (1.3.5) s'écrit comme :

$$G(S) = \frac{Z(S)}{X_1^*(S)} = \frac{K}{1 + \tau S}\tag{1.3.6}$$

où  $K = \frac{ce}{bd}$  et  $\tau = \frac{1}{2d}$ .

En utilisant la structure classique du contrôleur PI suivante :

$$C(S) = K_p + K_i \frac{1}{S} \quad (1.3.7)$$

on peut trouver directement les paramètres de synthèse dans le cas du système de premier ordre donné par (1.3.7), Guffon et al. [1998] :

$$K_p = \frac{\tau}{\tau_d K} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{1}{\tau_d K} \quad (1.3.8)$$

où  $\tau_d$  est la constante de temps désirée.

## 1.4 Conclusion du chapitre

Nous avons dans ce chapitre établi les modèles qui nous serviront à la fois pour la simulation et le réglage. Nous montrons par la même occasion le caractère non linéaire et variant dans le temps du modèle topologique dans le repère triphasé, ce qui en fait, certes un outil de simulation mais d'un emploi malaisé dès qu'il s'agit de construire des lois de commande. C'est pour cela que nous optons pour le modèle dans le référentiel de Park, lequel est non linéaire mais invariant dans le temps. Ce modèle nous servira donc à calculer les lois de commande pour les diverses applications retenues. Il demeure toutefois une difficulté de taille : celle du choix du modulateur. Il n'y a pas en effet de passage naturel des commandes  $(u_d, u_q)$  aux vraies commandes des interrupteurs  $(u_1, u_2, u_3)$ .

La commande de la boucle de tension établie servira dans les chapitres qui suivent, lesquels sont consacrés à la commande des courants côté alternatif.



Commande Directe à Structure  
Variable



## Chapitre 2

# Commande Directe à Structure Variable

L'automatique a introduit ces dernières années maints outils destinés à l'étude de systèmes linéaires ou non linéaires que cela soit pour leur analyse, leur commande ou leur identification. Ces outils ont peu à peu intégré le champ du technologue spécialiste du système. Ainsi la commande à structure variable fait partie des techniques bien ancrées dans le domaine de l'électronique de puissance où elle nous semble être un cadre naturel pour étudier ce genre de systèmes. En fait, à l'instar de beaucoup de techniques, la commande à structure variable est utilisée depuis longtemps par les électrotechniciens dans sa variante la plus simple : la commande par hystérésis. L'automatique n'a fait qu'apporter les outils d'analyse et de synthèse lorsque les références poursuivies ou le système commandé sont complexes.

La commande à structure variable, on utilisera l'acronyme *CSV*, a donc pris beaucoup d'importance en électronique de puissance tant du point de vue pratique que théorique. Son intérêt tient au fait que sous certaines conditions, l'utilisation d'une commande discontinue force l'état du système à joindre une surface préétablie, image de références poursuivies, et une fois à l'intérieur, à "glisser" sur cette dernière, d'où le terme "modes glissants". Par ailleurs, il est bien connu qu'une fois que le système évolue sur cette surface, il devient invariant vis-à-vis des variations paramétriques et/ou perturbations externes, et en plus, avec une dynamique d'ordre réduit imposée par la surface elle-même.

Malgré ses qualités, l'utilisation de la CSV en électrotechnique s'est vue limitée aux applications en faibles puissances, en raison, principalement, de la technologie existante en matière d'interrupteurs. Ce n'est qu'à partir de la fin des années 80, avec l'apparition en électronique de puissance d'interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, capables de commuter des puissances importantes à des fréquences élevées, que cette technique devient un pôle d'intérêt pour l'ingénieur électrotechnicien. Ces dernières années témoignent ainsi de l'apparition de nombreux travaux consacrés à l'application de la CSV au contrôle des convertisseurs de puissance, par exemple Sira-Ramirez [1988], Sabanovic et al. [1992], Vilathgamuwa et al. [1996], Lu et Renfrew [1997], Guffon et al. [1998] et Silva [1999], pour n'en citer que quelques-uns.

Dans les sections suivantes, on montrera que l'application des approches dites "classiques" de la CSV au contrôle des convertisseurs triphasés, pose un problème d'ambiguïté au moment de choisir la configuration des interrupteurs, d'où le besoin des tables de choix ou des modulateurs.

Ce chapitre est donc consacré à l'étude d'une nouvelle loi de commande à structure variable pour les convertisseurs triphasés. Celle-ci nous permettra d'éliminer cette ambiguïté et ainsi d'éviter l'utilisation de tables de choix et autres modulateurs.

Le chapitre débute par un rappel des techniques classiques de la CSV appliquées au contrôle de l'OT- $3\phi$ . Le problème de commande sera ainsi posé dans le contexte de notre application. Nous présentons ensuite les principes de base d'une nouvelle approche de CSV basée sur l'idée du *simplexe minimal*, résultat des travaux de Baida et Izosimov [1985] et Hassan et Bornard [1992]. Afin d'évaluer l'approche proposée dans ce chapitre, nous développons ensuite une loi de commande complémentaire comme base de comparaison, à savoir la méthode connue comme *à hystérésis*. Enfin, nous présentons des résultats de simulation relatifs à l'application de deux approches dans le cas de la compensation d'énergie réactive et le filtrage actif.

## 2.1 Généralités sur la commande à structure variable et ses modes glissants associés

D'une façon générale, le problème de synthèse d'une loi de commande basée sur la théorie de systèmes à structure variable, comporte deux étapes principales qui sont en général abordées indépendamment : la synthèse de la surface de glissement et sa dynamique associée et la spécification d'une stratégie de commutation assurant l'attractivité de ladite surface.

La première question est plutôt de caractère mathématique et sa réponse se trouve dans la théorie des équations différentielles à second membre discontinu. En effet, étant donné que la solution du système n'est pas définie a priori sur la discontinuité, les résultats classiques sur l'existence et unicité des solutions cessent d'être valables. Dans ce travail, on va s'appuyer sur l'approche de Filippov [1960] et celle d'Utkin [1977]. Ces deux approches, couramment utilisées dans la théorie de la commande, nous permettront de définir la solution sur la surface de discontinuité. Dans la suite, ce comportement sera appelé "la dynamique glissante".

Bien que ces deux approches donnent le même résultat dans le cas de systèmes linéaires en entrées, en général elles ne sont pas les mêmes et sont utilisées dans des contextes différents (Utkin [1978]). Par sa construction, l'approche de Filippov est mieux adaptée pour l'analyse de systèmes naturellement discontinus; en d'autres termes, pour des systèmes qui sont définis par une famille finie de champs de vecteurs sur lesquels le système commute selon la position de l'état dans l'espace. Par exemple, les systèmes de l'électronique de puissance auxquels on s'intéresse. D'un autre côté, la méthode d'Utkin semble mieux adaptée pour les systèmes continus au départ, mais qui sont rendus discontinus par l'utilisation d'un retour d'état discontinu (Hassan [1993]).

En ce qui concerne la synthèse de la stratégie de commutation, celle-ci peut être transformée en un problème de stabilisation pour lequel des techniques du type Lyapunov, assurant des conditions suffisantes, semblent bien adaptées (Utkin [1978] et Nicolas et al. [1995]).

D'autre part, les modes glissants dans l'approche théorique nécessitent, entre autres, une fréquence de commutation arbitrairement élevée, dans l'absolu infinie. Toutefois, dans la pratique celle-ci est une hypothèse impossible à satisfaire et dans nos applications on sera fortement limité par la technologie des actionneurs. L'utilisation des éléments de commutation "non idéaux", entraîne un phénomène de commutation à haute fréquence autour de la surface de commutation appelé *chattering*, qui d'ailleurs a restreint pour longtemps le champ d'application de la CSV.

Des études approfondies sur la CSV, issues de la théorie des systèmes à structure variable, peuvent être trouvées dans des nombreuses références telles qu'Utkin [1977] et Utkin [1978], et plus récemment les monographies de Sira-Ramirez [1988], Hung et al. [1993] et Young et al. [1999].

Afin de poser la problématique, dans un premier temps on présentera brièvement la théorie concernant l'approche classique connue comme *la méthode du contrôle équivalent d'Utkin*. Ensuite, à l'aide de quelques cas de figures, nous allons montrer que dans le cas de codimension supérieur à deux, la *réalisation* de la dynamique glissante est ambiguë (bien qu'elle soit unique pour la classe de systèmes considérés). Pour plus de détails, nous conseillons de consulter Utkin [1978], Sira-Ramirez [1988] et Hassan [1993].

**Proposition 2.1.1. (Utkin [1978])**

Soit le système défini par :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g_1(x)u_1 + \dots + g_m(x)u_m \\ \dot{x} &= f(x) + g(x)u\end{aligned}\tag{2.1.1}$$

où  $g = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_m]^T$  avec  $x \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n$  et  $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]^T$  avec  $u \in \mathcal{U} \subset \mathbb{R}^m$ . Ainsi,  $(f, g)$  sont des champs de vecteurs qui définissent le système.

Considérons la surface de glissement définie comme l'intersection de  $m$  surfaces de codimension 1 :

$$\begin{aligned}S &= \bigcap_{i=1}^m S_i \\ S_i &= \{x \in \mathcal{X} \mid \sigma_i(x) = 0\} \quad \text{pour } i = 1, \dots, m\end{aligned}\tag{2.1.2}$$

Si l'on considère la loi de commande suivante :

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x) & \text{si } \sigma_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & \text{si } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad \text{pour } i = 1, \dots, m\tag{2.1.3}$$

Alors, pour que  $S$  présente un mode de glissement suivant la loi de commutation précé-

dente, il faut que (pour  $x \in S$ ):

– L'équation

$$\dot{\sigma} = \frac{\partial \sigma}{\partial x} f(x) + \frac{\partial \sigma}{\partial x} g(x) u_{eq} = 0 \quad (2.1.4)$$

admet une solution (au moins) pour  $u_{eq}$ ,

– Les composants de  $u_{eq}$  vérifient

$$\min(u_i^+(x), u_i^-(x)) < u_{eq}^i < \max(u_i^+(x), u_i^-(x)), i = 1, \dots, m \quad (2.1.5)$$

Ainsi, la commande qui rend la surface glissante invariante (appelée commande équivalente) est donnée par :

$$u_{eq} = - \left( \frac{\partial \sigma}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial \sigma}{\partial x} f(x) \quad (2.1.6)$$

La dynamique glissante (dans ce cas appelée dynamique équivalente) est obtenue par l'application de cette commande au système (2.1.1) :

$$\dot{x} = f_{eq} = f(x) + g(x) u_{eq} \quad (2.1.7)$$

ou plus explicitement comme :

$$\dot{x} = \left[ I - g(x) \left( \frac{\partial \sigma}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial \sigma}{\partial x} \right] f(x) \quad (2.1.8)$$

### Remarque 2.1.1.

- Les surfaces de glissement ( $S_i$ ) ainsi définies induisent une partition de l'espace d'état en  $2^m$  régions disjointes;
- Afin d'assurer le régime glissant sur  $S$ , l'algorithme a besoin de  $2^m$  vecteurs de commande qui correspondent aux  $2^m$  régions.

## 2.1.1 Modes glissants en codimension 1

On considère le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.1.9)$$

où  $x \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n$  et  $f, g$  sont des champs qui définissent le système.

Afin de rester dans le contexte de notre application, on considère que la commande prend ses valeurs dans un ensemble discret, i.e.,  $u \in \mathcal{U} = \{u^-, u^+\}$ .

Notons que l'application de la commande  $u$  au système (2.1.9) induit une famille de champs de vecteurs  $\mathcal{F} = \{f^+, f^-\}$  avec ses éléments définis par :

$$\begin{aligned} f^+ &= f(x) + g(x)u^+ \\ f^- &= f(x) + g(x)u^- \end{aligned} \quad (2.1.10)$$

Si l'on considère la surface de glissement définie comme :

$$S = \{x \in \mathcal{X} \mid \sigma(x) = 0\} \quad (2.1.11)$$

une condition nécessaire et suffisante à l'existence des modes glissants est donnée par :

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^+ \right\rangle &< 0 \\ \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^- \right\rangle &> 0 \end{aligned} \quad (2.1.12)$$

où  $u^-$  et  $u^+$  sont choisis de manière adéquate.

On vérifie également que cette condition équivaut à dire que :

$$u^- < u_{eq} < u^+$$

avec  $u_{eq}$  donnée par (2.1.6).

Ainsi, la loi de commande discontinue assurant l'attractivité de  $S$  est définie comme :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u^- & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (2.1.13)$$

La dynamique équivalente est obtenue à partir de (2.1.8).

Une autre façon moins courante de décrire le comportement du système sur la surface de glissement consiste à utiliser l'approche de Filippov.

Selon cette approche, l'équation dynamique glissante qui résulte de l'application d'une famille de champs de vecteurs  $\mathcal{F}$ , est donnée par le champ de vecteur appartenant à l'intersection de l'espace tangent à la surface glissante, avec l'enveloppe convexe engendrée par  $\mathcal{F}$ . Dans un contexte général, ceci est résumé dans la définition suivante :

**Définition 2.1.1. (Filippov [1960]).** *La dynamique glissante en  $x_0 \in S$ , est donnée par l'intersection*

$$\overline{\text{Conv}(\mathcal{F})}_{x_0} \cap T_{x_0}S \quad (2.1.14)$$

Où  $\text{Conv}(\mathcal{F})_{x_0}$  est l'espace convexe engendré par les éléments de la famille  $\mathcal{F}$  en  $x_0$ ,  $\overline{\text{Conv}(\cdot)}$  sa fermeture et  $T_{x_0}S$  l'espace tangent à  $S$  en  $x_0$ .

Afin d'alléger les notations, dans la suite on utilisera  $x$  au lieu de  $x_0$ .

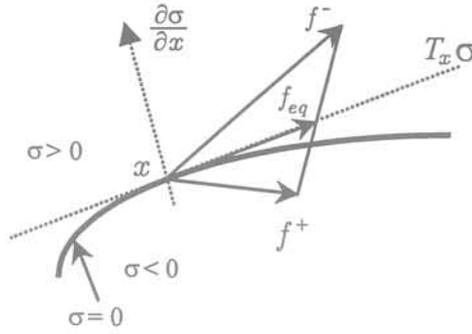


FIG. 2.1: Mode glissants pour le cas scalaire

Pour le cas scalaire, la dynamique glissante est donnée par :

$$\dot{x} = f_{Fil}(x) \quad (2.1.15)$$

où  $f_{Fil}$  vérifie :

$$f_{Fil} = \lambda f^+ + (1 - \lambda) f^- \quad \text{tel que} \quad \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f_{Fil} \right\rangle = 0 \quad (2.1.16)$$

avec

$$\lambda = - \frac{\left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^- \right\rangle}{\left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^+ \right\rangle - \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^- \right\rangle}$$

La loi de commande donnée par (2.1.13) divise l'espace d'état en 2 régions disjointes, où l'application adéquate des champs de vecteurs induit un mode glissant autour de  $S$ .

La figure 2.1 illustre cette situation.

D'un autre côté, on vérifie facilement que la dynamique glissante donnée par (2.1.16) correspond à celle donnée par l'approche d'Utkin (voir (2.1.8)).

## 2.1.2 Modes glissants en codimension 2

Soit le système suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2 \quad (2.1.17)$$

où l'entrée  $u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ ,  $u \in \mathcal{U} = \{u^{++}, u^{+-}, u^{-+}, u^{--}\}$  avec  $u^{--} = \begin{bmatrix} u_1^- \\ u_2^- \end{bmatrix}$ ,

$u^{+-} = \begin{bmatrix} u_1^+ \\ u_2^- \end{bmatrix}$ , et ainsi de suite pour le reste des combinaisons.

De même, l'application de la commande  $u$  induit une famille de champs de vecteurs  $\mathcal{F} = \{f^{++}, f^{+-}, f^{-+}, f^{--}\}$  avec ses éléments définis par :

$$\begin{aligned} f^{++} &= f(x) + g_1(x)u_1^+ + g_2(x)u_2^+ \\ f^{+-} &= f(x) + g_1(x)u_1^+ + g_2(x)u_2^- \\ f^{-+} &= f(x) + g_1(x)u_1^- + g_2(x)u_2^+ \\ f^{--} &= f(x) + g_1(x)u_1^- + g_2(x)u_2^- \end{aligned} \quad (2.1.18)$$

Considérons une surface de glissement de codimension 2, définie comme l'intersection de deux surfaces de codimension 1 de la manière suivante :

$$\begin{aligned} S &= S_1 \cap S_2 \\ S_k &= \{x \in \mathcal{X} \mid \sigma_k(x) = 0\} \quad \text{pour } k = 1, 2 \end{aligned} \quad (2.1.19)$$

De la même façon que pour le cas de codimension 1, une condition nécessaire et suffisante à l'existence des modes glissants sur  $S$  est donnée par :

$$\begin{aligned} \text{sign} \left( \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{++} \right\rangle \right) &= \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} \\ \text{sign} \left( \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{+-} \right\rangle \right) &= \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \end{bmatrix} \\ \text{sign} \left( \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{-+} \right\rangle \right) &= \begin{bmatrix} +1 \\ -1 \end{bmatrix} \\ \text{sign} \left( \left\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{--} \right\rangle \right) &= \begin{bmatrix} +1 \\ +1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.20)$$

où les vecteurs de commande sont choisis d'une manière adéquate.

Soulignons que cette condition équivaut à :

$$\begin{aligned} u_1^- &< u_{1eq} < u_1^+ \\ u_2^- &< u_{2eq} < u_2^+ \end{aligned}$$

avec  $u_{eq}$  donnée par (2.1.6).

Également, l'existence des modes glissants est assurée par la stratégie de commande discontinue suivante :

$$u = \begin{cases} u^{++} & \text{si } \text{sign}(\sigma(x)) = \begin{bmatrix} +1 \\ +1 \end{bmatrix} \\ u^{+-} & \text{si } \text{sign}(\sigma(x)) = \begin{bmatrix} +1 \\ -1 \end{bmatrix} \\ u^{-+} & \text{si } \text{sign}(\sigma(x)) = \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \end{bmatrix} \\ u^{--} & \text{si } \text{sign}(\sigma(x)) = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.1.21)$$

Définir la stratégie de commande implique ainsi de diviser l'espace d'état en 4 régions disjointes; ensuite, définir une séquence d'application de champs de vecteurs de telle sorte que l'on induit un mode glissant en  $S$ .

Notons à nouveau que la dynamique équivalente est obtenue à partir de (2.1.8).

Comme mentionné auparavant, cette dynamique glissante peut être obtenue également au moyen de la définition 2.1.1 comme suit :

$$f_{Fil} = \lambda_1 f^{++} + \lambda_2 f^{+-} + \lambda_3 f^{-+} + \lambda_4 f^{--}$$

avec

$$\sum_{i=1}^4 \lambda_i = 1 \quad \text{et} \quad \lambda_i \geq 0 \quad \forall i = 1, \dots, 4$$

tel que  $\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f_{Fil} \rangle = 0$ . Dans cette équation, les valeurs de  $\lambda_i$  correspondent à la solution du système suivant :

$$\begin{bmatrix} \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{++} \rangle & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{+-} \rangle & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{-+} \rangle & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{--} \rangle \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.22)$$

Cependant, on remarque que ce système est indéterminé; cela implique que la solution n'est pas unique, mais comme il s'agit d'un système affine, toutes les solutions donnent la même dynamique glissante. D'une façon similaire au cas de codimension 1, cette dynamique glissante correspond bien à celle obtenue en utilisant l'approche d'Utkin. Cette situation est montrée sur la figure 2.2.

Ainsi, on peut conclure que la solution du système sur la surface de glissement est bien définie, mais que sa réalisation avec les quatre champs de vecteurs induits par la commande, n'est pas unique. En d'autres termes, cela veut dire que pour induire le régime glissant on n'a pas besoin nécessairement des 4 champs de vecteurs. On montrera plus loin que pour le cas de codimension 2, il suffit de prendre 3 champs de vecteurs adéquats.

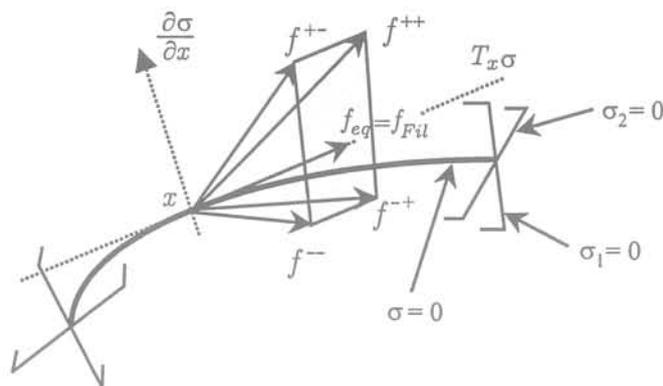


FIG. 2.2: Mode glissants pour le cas multivariable

### 2.1.3 Modes glissants de codimension m

Dans ce paragraphe, on va considérer le cas général d'un système non linéaire affine :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \quad (2.1.23)$$

où  $x \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n$ ,  $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]^T$  et  $u \in \mathcal{U} \subset \mathbb{R}^m$ . Si l'on restreint  $u_i \in \{u^+, u^-\} \forall i = 1, \dots, m$ , alors  $\mathcal{U}$  devient un ensemble discret de cardinal  $2^m$ . On remarque également que l'application de la commande  $u$  au système (2.1.23) induit une famille de champs de vecteurs  $\mathcal{F} = \{f^1, f^2, \dots, f^{2^m}\}$  également de cardinal  $2^m$ .

De même, la surface de glissement est définie comme l'intersection de  $m$  surfaces de codimension 1 :

$$S = \bigcap_{i=1}^m S_i \quad (2.1.24)$$

$$S_i = \{x \in \mathcal{X} \mid \sigma_i(x) = 0\} \quad \text{pour } i = 1, \dots, m$$

À partir de la définition 2.1.1, la dynamique glissante au sens de Filippov est donnée par :

$$f_{Fil} = \sum_{i=1}^{2^m} \lambda_i f^i \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^{2^m} \lambda_i = 1 \quad \text{et} \quad \lambda_i \geq 0 \quad \forall i = 1, \dots, 2^m \quad (2.1.25)$$

tel que  $\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f_{Fil} \rangle = 0$ . Pareillement, les valeurs des  $\lambda_i$  sont données par la solution du système :

$$\begin{bmatrix} \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^1 \rangle & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^2 \rangle & \dots & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^{2^m} \rangle \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \vdots \\ \lambda_{2^m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{m \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.26)$$

dont la solution n'est pas unique. Ainsi, on remarque à nouveau que la dynamique glissante est bien définie mais que sa réalisation en utilisant les  $2^m$  champs de vecteurs n'est pas unique.

### 2.1.4 Application à l'OT-3 $\phi$

Dans ce paragraphe nous allons présenter brièvement une ébauche de l'application des idées exposées précédemment au contrôle de l'OT-3 $\phi$ . Pour plus de détails on dirige le lecteur vers les travaux de Sabanovic et al. [1992], Vilathgamuwa et al. [1996], Lu et Renfrew [1997], Sahnouni et al. [1997], Guffon et al. [1998] et Silva [1999].

Afin de montrer la problématique, on ne considère que l'analyse de la boucle interne de courants et l'on suppose que le régulateur de la tension continue fonctionne correctement. Dans le même esprit, on se placera dans le cas le plus simple, à savoir le mode de fonctionnement en STATCOM.

Par la suite, on considère le modèle de l'OT-3 $\phi$  représenté dans le repère  $dq$ . À partir de (1.1.46), le modèle qui décrit la dynamique des courants du convertisseur est donné par :

$$\dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 u + w_1 \quad (2.1.27)$$

où  $x_{12} = [i_d \ i_q]^T$ ,  $x_3 = v_0$  et  $u = [u_d \ u_q]^T$ . Les constantes  $A_1$ ,  $B_1$  et  $w_1$  sont définies comme dans (1.1.46).

Considérons la surface glissante de codimension 2 définie comme :

$$S = \{x_{12} \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n \mid \sigma(x_{12}) = x_{12} - x_{12}^*\} \quad (2.1.28)$$

où  $x_{12}^*$  est l'état de référence. Notons que le mode de fonctionnement en STATCOM implique que l'état de référence ne change pas trop dans le temps. On peut considérer alors que  $\dot{x}_{12}^* = 0$ .

À l'aide de (2.1.6), on trouve aisément la commande équivalente comme :

$$u_{eq} = -(B_1 x_3)^{-1} (A_1 x_{12} + w_1) \quad (2.1.29)$$

De même, on suppose que cette commande est bien définie.

Dans le but de trouver les conditions de convergence vers les surfaces glissantes, considérons la fonction de Lyapunov  $V = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma$ . La dérivée de cette fonction au long de trajectoires du système est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma^T \dot{\sigma} \\ &= -\sigma^T (B_1 x_3 (u_{eq} - u)) \end{aligned} \quad (2.1.30)$$

À partir de cela, on obtient aisément la condition suffisante de convergence suivante :

$$\text{sgn}(u - u_{eq}) = \text{sgn}(\sigma) \quad (2.1.31)$$

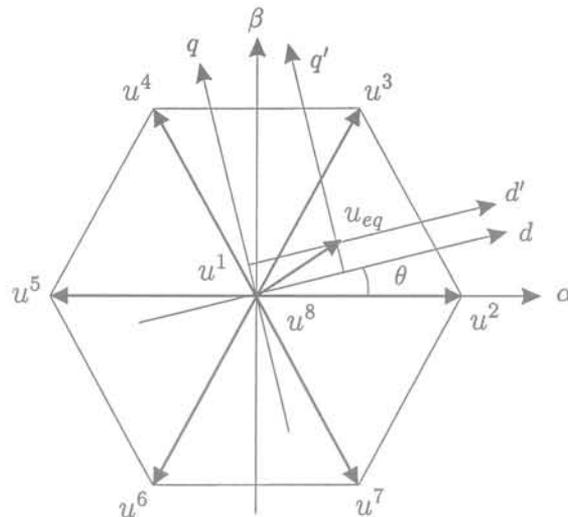


FIG. 2.3: Ambiguïté dans le choix de vecteurs de commande

En utilisant (2.1.5), la condition nécessaire et suffisante à l'existence des modes glissants équivaut à dire que  $u_{eq}$  doit être bornée par les valeurs maximum et minimum de  $u$ . Cette analyse nous permet ainsi d'obtenir le domaine d'existence de modes glissants. Pour l'instant ce n'est pas ce point qui nous intéresse et supposons à nouveau qu'il est bien défini pour le point de fonctionnement dans lequel on se trouve.

Ensuite, il ne nous reste qu'à choisir la commande  $u$  de telle manière que la convergence de l'état vers la surface glissante soit assurée. Cela revient à choisir  $u$  tel que (2.1.31) se vérifie.

Cependant, comme il a été souligné dans le chapitre précédent, le vecteur de commande  $u$  (plus précisément  $u_{dq}$ ) ne correspond pas aux vraies configurations des interrupteurs. En effet, il n'y a pas de passage direct entre  $u_{dq}$  et les vraies configurations des interrupteurs ( $u_1, u_2, u_3$ ).

Ainsi, établir une loi de commande implique de définir une stratégie de choix des vraies configurations des interrupteurs tout en respectant la condition donnée par (2.1.31).

Afin de mieux visualiser la situation, considérons le changement de référentiel montré sur la figure 2.3. Maintenant, le signe de la grandeur  $(u - u_{eq})$  est directement déterminé par le quadrant dans le nouveau référentiel  $dq'$  où l'on se trouve.

Partant de la figure 2.3, il est facile à voir que pour une valeur de  $\sigma$  donnée, il est possible d'avoir plusieurs vecteurs de commande (les vraies configurations des interrupteurs) qui vérifient la condition de convergence, d'où un choix à faire.

Par ailleurs, on peut vérifier qu'il est possible de tomber sur un cas critique où aucun vecteur satisfait la condition de convergence.

D'une façon générale, la plupart de travaux basés sur cette idée utilisent des tables de choix soigneusement synthétisées afin de surmonter ce problème d'ambiguïté (voir les références données ci-dessus).

La raison principale de ce problème en est que la définition des régions de commutation

n'est pas en rapport avec les vecteurs de commande disponibles (les vraies configurations des interrupteurs).

Dans les sections qui suivent, on développera une nouvelle structure de commande à structure variable qui nous permettra d'éliminer complètement cette ambiguïté, évitant ainsi l'utilisation de tables de choix et autres modulateurs. Par la suite, elle sera appelée commande directe à structure variable et l'acronyme *CDSV* sera utilisé.

## 2.2 Commande à structure variable basée sur le simplexe minimal

Dans la section précédente on a montré que, dans le cas de codimension  $m$ , le fait de définir  $2^m$  régions disjointes avec  $2^m$  champs de vecteurs, induit une dynamique glissante bien définie avec une réalisation qui n'est pas unique.

Dans cette section on utilisera une approche basée sur l'idée du simplexe minimal qui nous permettra d'éliminer ladite ambiguïté. D'une façon générale, il est possible de montrer que, pour avoir une réalisation unique de la dynamique glissante, il suffit de définir  $m + 1$  régions disjointes avec  $m + 1$  champs de vecteurs correspondants à chaque région.

Dans cette étude, nous donnons seulement les principaux résultats qui nous permettront d'appliquer la méthode au contrôle du convertisseur. Ainsi, sans donner les démonstrations formelles, on ne développe l'approche que dans le cas de codimension 2. Pour plus de détails sur la méthode, on dirige le lecteur vers les travaux de Baida et Izosimov [1985], Hassan et Bornard [1992] et Hassan [1993], où le cas général de codimension  $m$  et l'extension aux systèmes non linéaires généraux sont approfondis.

On considère à nouveau le système suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2 \quad (2.2.1)$$

où l'entrée  $u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ ,  $u \in \mathcal{U} = \{u^1, u^2, u^3, u^4\}$  avec  $u^1 = \begin{bmatrix} u_1^- \\ u_2^- \end{bmatrix}$ ,  $u^2 = \begin{bmatrix} u_1^+ \\ u_2^- \end{bmatrix}$ , etc..

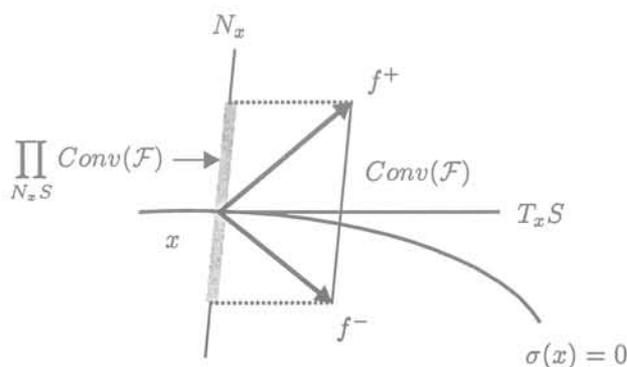
Également, l'application de la commande  $u$  au système induit une famille de champs de vecteurs de la forme  $\mathcal{F} = \{f^1, f^2, f^3, f^4\}$ .

Partant du cas scalaire montré sur la figure 2.4, si l'on considère une décomposition de l'espace tangent  $T_x\mathcal{X}$  de  $\mathcal{X}$  en  $x \in S$ , comme un produit direct de l'espace tangent  $T_xS$  de  $S$  en  $x \in S$  et  $N_xS$  un espace supplémentaire de  $T_xS$  en  $T_x\mathcal{X}$ , on a :

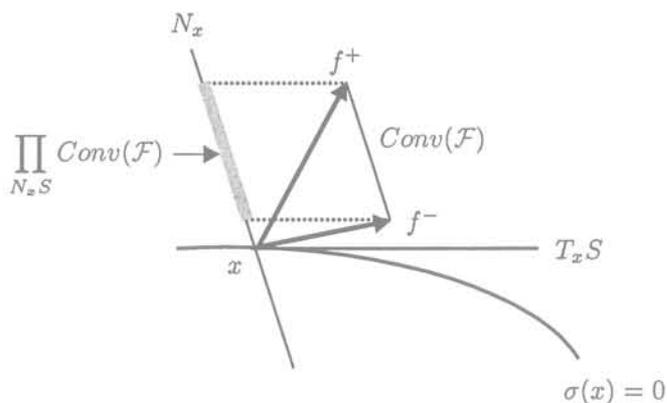
**Proposition 2.2.1. (Hassan et Bornard [1992]).** *Indépendamment du cardinal de la famille discrète  $\mathcal{F}$ , une condition nécessaire et suffisante à l'existence du mode glissant sur la surface  $S$ , est que l'espace convexe engendré par la famille  $\mathcal{F}$  projeté sur  $N_x S$  contienne l'origine; c'est-à-dire que :*

$$x \in \prod_{N_x S} \text{Conv}(\mathcal{F})_x \tag{2.2.2}$$

La figure 2.4(a) montre cette idée pour le cas scalaire.



(a) Existence du mode glissant



(b) Absence du mode glissant

FIG. 2.4: Modes glissants au sens de la proposition 2.2.1 : cas scalaire

Considérons maintenant le cas de codimension 2. Sur la base de la figure (2.5), l'application qualitative de la proposition 2.2.1 nous amène à remarquer que :

1. On a besoin génériquement d'au moins trois vecteurs de  $\mathcal{F}$  pour remplir la condition d'existence. Ainsi, ce sous ensemble de  $\mathcal{F}$  contenant les trois vecteurs retenus définit un simplexe;

2. Si un ensemble  $\mathcal{F}$  de champs de vecteurs remplit la condition d'existence, alors génériquement il existe un sous ensemble de trois vecteurs appartenant à  $\mathcal{F}$  qui remplit cette condition d'existence. Par conséquent, le mode glissant peut être induit en utilisant ce sous ensemble de trois vecteurs. Toutefois, on constate que cette sous famille n'est pas unique d'où un choix à faire;
3. La dynamique glissante est définie comme une combinaison linéaire convexe de trois vecteurs retenus et sa réalisation est unique.

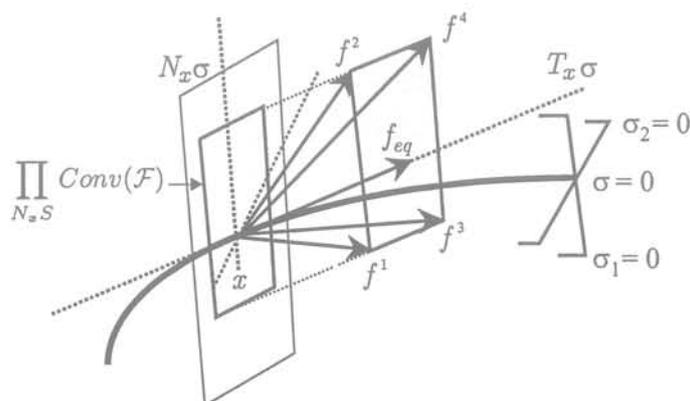


FIG. 2.5: Modes glissants au sens de la proposition 2.2.1 : cas multivariabte

Pour la configuration montrée sur la figure (2.5), remarquons que la famille de champs de vecteurs  $\mathcal{F}$  remplit la condition d'existence du mode glissant au sens de la proposition (2.2.1). Cela implique qu'il existe une sous famille de  $\mathcal{F}$  contenant trois vecteurs, qui nous permettra d'induire un régime glissant de façon unique avec une réalisation non ambiguë. Prenons par exemple la sous famille  $\mathcal{F}_s = \{f^1, f^2, f^3\}$  laquelle remplit la condition d'existence. À partir de la définition de la dynamique glissante au sens de Filippov (cf. définition 2.1.1), celle-ci est donnée par :

$$f_{Fil} = \sum_{i=1}^3 \lambda_i f^i \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 \lambda_i = 1 \quad \text{et} \quad \lambda_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, 3 \quad (2.2.3)$$

tel que  $\langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f_{Fil} \rangle = 0$ . les valeurs des  $\lambda_i$  sont données par la solution unique du système :

$$\begin{bmatrix} \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^1 \rangle & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^2 \rangle & \langle \frac{\partial \sigma}{\partial x}, f^3 \rangle \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.4)$$

Cependant, observons que cette sous famille n'est pas unique, d'où un choix à faire.

Par la suite, on centrera notre attention sur les trois problèmes suivants :

1. Le choix de trois champs de vecteurs remplissant la condition d'existence, en général n'est pas unique, d'où un choix à faire;

2. La définition d'une partition de l'espace d'état en trois régions disjointes contenant un seul champs de vecteur;
3. La définition d'une stratégie de commande discontinue capable d'induire le mode glissant.

### 2.2.1 Partition de l'espace d'état et définition de la loi de commande discontinue

Tout d'abord, supposons qu'il existe une sous famille  $\mathcal{F}_s = \{f^1, f^2, f^3\}$  (induite par une commande  $u \in \{u^1, u^2, u^3\}$ ) remplissant la condition d'existence de modes glissants au sens de la proposition 2.2.1.

Sur cette base, l'espace d'état peut être décomposé de la façon suivante : considérons la surface générée localement par les solutions du système (en temps négatif) lors de l'application du vecteur de commande  $u^1$  à partir de la surface de glissement  $S$ . Étant donné que la codimension de  $S$  est 2, la codimension de cette surface ( $D_1$ ) est égale à 1. En appliquant le même raisonnement pour les vecteurs  $u^2$  et  $u^3$ , on obtient les surfaces  $D_2$  et  $D_3$ . Cette idée est illustrée sur la figure 2.6.

Ainsi, on peut définir la loi de commande discontinue de telle sorte que l'on applique  $u^1$  lorsque l'état du système évolue dans la zone  $E_1$  (zone délimitée par  $D_2$  et  $D_3$  et qui ne contient pas  $D_1$ ); pour les commandes  $u^2$  et  $u^3$ , la même stratégie s'applique en faisant une permutation circulaire des indexes. De cette manière,  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  sont les surfaces de glissement de codimension 1 et  $S$ , la surface de glissement désirée de codimension 2. Les trois champs choisis engendreront alors tout l'espace tangent. Soulignons que chaque surface  $D_i$  ainsi définie est attractive.

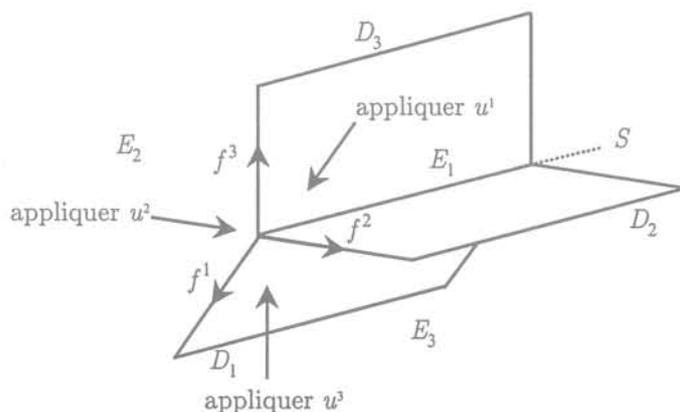


FIG. 2.6: Partition de l'espace d'état et définition de la loi commande

Ces idées sont résumées dans la proposition suivante :

**Proposition 2.2.2.** (Baida et Izosimov [1985]; Hassan et Bornard [1992]).

*Supposons que :*

- *Il existe une famille  $\mathcal{F}_s$  de champs de vecteurs de cardinal 3 remplissant la condition d'existence de modes glissants donnée dans la proposition 2.2.1;*
- *Les ensembles  $D_i$  et  $E_i$  pour  $i = 1, 2, 3$  sont définis comme précédemment;*
- *La loi de commande  $w(x)$  est définie comme :*

$$\begin{cases} \forall x \in E_i, i = 1, 2, 3 \\ w(x) = f^i \end{cases} \quad (2.2.5)$$

*Alors, on a :*

- *Toute trajectoire du système débutant son mouvement dans  $E = \bigcup_{i=1}^3 E_i$ , atteint en temps fini la variété  $D = \bigcup_{i=1}^3 D_i$ ;*
- *$\forall x \in D_i, i = 1, 2, 3$ , il existe des champs de vecteurs  $f^j, j = 1, 2, 3$  pour  $j \neq i$ , qui définissent le mode glissant d'une façon unique. La trajectoire atteint ainsi  $S$  en temps fini (trajectoire glissante de codimension 1);*
- *$\forall x \in S$ , il existe une combinaison linéaire convexe des champs de vecteurs qui définissent de façon unique et non ambiguë la dynamique glissante sur  $S$ .*
- *Toute trajectoire du système débutant son mouvement dans  $E$ , atteint en temps fini la variété  $S$ . Si de plus, la dynamique glissante sur  $S$  est stable, elle sera donc asymptotiquement stable. Rappelons que la dynamique glissante correspond à la dynamique interne du système ayant comme sortie  $S$ .*

### 2.2.2 Sélection du simplexe

Il est à noter qu'il n'existe pas une méthode générale pour choisir la meilleure combinaison de vecteurs engendrant le "meilleur" simplexe. Cela dépendra en fait de l'application particulière. Par exemple, pour des applications où les références ne changent pas très vite, on pourrait choisir, de façon intuitive, le plus petit simplexe qui nous permettrait de réduire les excursions des courants; tel est le cas du compensateur d'énergie réactive. Par contre, dans une application de suivi de trajectoire, on a plutôt intérêt à avoir un simplexe "rapide", comme dans le cas du filtrage actif. Ce point sera discuté plus loin quand l'on abordera ces applications.

### 2.2.3 Limitation de la fréquence de commutation

Le mode de glissement induit par la loi de commande discontinue exposée ci-avant, est un mode d'opération idéal car pour le générer, le convertisseur doit être capable de commuter à des fréquences arbitrairement élevées. En pratique, cela est impossible et l'on sera fortement limité par la technologie des interrupteurs.

Dans notre application, on utilisera l'idée classique qui consiste à utiliser une bande d'hystérésis pour limiter la fréquence de commutation (Utkin [1978]). Sur la figure 2.7 on montre cette idée pour le cas de codimension 2. Ainsi, le système ne commutera plus sur l'union de surfaces de glissement mais sur l'union des régions limitées par l'hystérésis. Par exemple, si l'état du système se trouve dans zone 3 (cf. figure 2.7), alors les commutations auront lieu sur la surface  $\sigma_{12}^+ = \sigma_1^+ \cup \sigma_2^+$  où  $\sigma_1^+ = \sigma_1 + \delta$ ,  $\sigma_2^+ = \sigma_2 + \delta$  où  $2\delta$  est la largeur de la bande d'hystérésis. La même stratégie s'applique pour le reste des régions.

Notons que l'hexagone en gris montré sur la figure (2.7) est bien attractif et invariant.

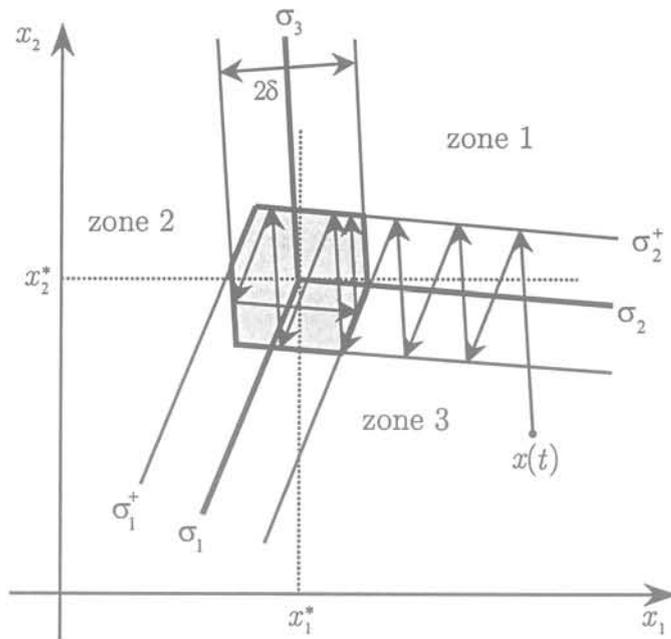


FIG. 2.7: Loi de commande avec une bande d'hystérésis

## 2.3 Application au contrôle de l'OT-3 $\phi$

Sur la base de la structure en cascade proposée dans la section 1.2, dans cette partie nous serons plutôt concernés par la synthèse de la loi de commande pour la boucle interne de courants. En supposant que la dynamique de la tension continue est beaucoup plus lente que la dynamique des courants, on peut considérer le sous-système suivant dans le repère  $dq$ :

$$\dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 P(\omega t) u + w_1 \quad (2.3.1)$$

avec  $x_{12} = [i_q \ i_d]^T$ ,  $x_3 = v_0$ ,  $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  où  $u_{1,2,3} \in \{-1, +1\}$  et  $P(\theta)$  la transformée de Park. Les constantes sont définies comme:  $A_1 = -\frac{1}{L_s}(R_s I + \omega L_s H)$ ,  $B_1 = -\frac{1}{2L_s}$ ,  $w_1 = \frac{1}{L_s} v_{dq}$  et  $I$  la matrice identité de dimension appropriée.

On fait noter que dans cette représentation le modèle du convertisseur se trouve dans le repère  $dq$  mais que la commande correspond à un vecteur dans le repère  $abc$ ; c'est-à-dire que  $u \in \mathcal{U} = \{u^1, \dots, u^8\}$  où chaque élément de  $\mathcal{U}$  correspond à une configuration des interrupteurs (cf. au tableau 1.2). On aurait évidemment pu représenter la commande dans n'importe quel repère de coordonnées, mais on a voulu mettre en évidence la nature *directe* de la commande.

Sous une forme abrégée, on peut exprimer (2.3.1) comme :

$$\dot{x}_{12} = f(x_{12}, x_3, u, t) \quad (2.3.2)$$

où  $x_3$  joue le rôle de paramètre.

L'application de la commande  $u$  au système (2.3.2) engendre une famille de champs de vecteurs de cardinal 8. Dans le tableau 2.1 on montre les champs de vecteurs  $f^k$  correspondant aux vecteurs  $u^k$  pour  $k = 1, \dots, 8$ .

$u = [u_1, u_2, u_3]^T$	Champ vecteur
$u^1 = [-1, -1, -1]^T$	$f^1$
$u^2 = [+1, -1, -1]^T$	$f^2$
$u^3 = [+1, +1, -1]^T$	$f^3$
$u^4 = [-1, +1, -1]^T$	$f^4$
$u^5 = [-1, +1, +1]^T$	$f^5$
$u^6 = [-1, -1, +1]^T$	$f^6$
$u^7 = [+1, -1, +1]^T$	$f^7$
$u^8 = [+1, +1, +1]^T$	$f^8$

TAB. 2.1: Définition des différentes configurations

Comme noté auparavant, les vecteurs  $u^1$  et  $u^8$  donnent la même dynamique pour une configuration des interrupteurs différente. Ce degré de liberté pourrait éventuellement être utilisé pour réduire le nombre de commutations par période du réseau (la fréquence de commutation du convertisseur).

Suite aux résultats de la section 2.2, la synthèse du contrôleur comporte ainsi les pas suivants :

1. Définir l'état de référence,
2. Vérifier l'existence d'une solution,
3. Sélectionner les vecteurs adéquats pour former le simplexe,
4. Définir la loi de commande discontinue,
5. Utiliser une bande d'hystérésis pour limiter la fréquence de commutation.

### 2.3.1 L'état de référence

On définit la surface de glissement de codimension 2 comme :

$$S = \{x_{12} \mid \sigma(x_{12}) = x_{12}^* - x_{12} = 0\} \quad (2.3.3)$$

Soulignons que le seul point d'intérêt ici est  $x_{12}^* = x_{12}$ . On s'intéresse au mode glissant ayant lieu dans l'intersection des surfaces  $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$  et non dans chaque surface prise individuellement. Ce point sera approfondi lorsque l'on définira les surfaces de commutation.

### 2.3.2 Existence d'une solution

Sur la base de la condition d'existence du mode glissant donnée dans la proposition 2.2.1, on note qu'elle se vérifie autour de l'état de référence  $x_{12}^*$ , si l'origine de l'espace de dérivées se trouve à l'intérieur de l'espace convexe engendré par la famille de champs vecteurs  $\mathcal{F} = \{f^1, f^2, \dots, f^8\}$ . La figure (2.8) correspond au cas où cette condition est vérifiée. On vérifie de même que cette condition est toujours remplie si l'on a un niveau suffisant de tension dans le bus continu. Sur la figure 2.9 on montre le cas pour un niveau insuffisant de tension continue.

Par ailleurs, on peut montrer que pour un  $x_{12}$  donné, il est toujours possible de trouver une valeur de tension continue telle que la condition d'existence soit vérifiée. De cela, par la suite nous allons supposer cette condition satisfaite. La figure 2.10 montre la famille de champs vecteurs  $\mathcal{F}$  obtenue dans cette hypothèse.

### 2.3.3 Sélection de vecteur de commande

Dans la section 2.2.2 on a vu que s'il existe une famille de champs de vecteurs  $\mathcal{F}$  remplissant la condition d'existence de modes glissants, alors génériquement il existe une sous famille de  $\mathcal{F}$  remplissant aussi cette condition et qu'en général, cette sous famille n'est pas unique.

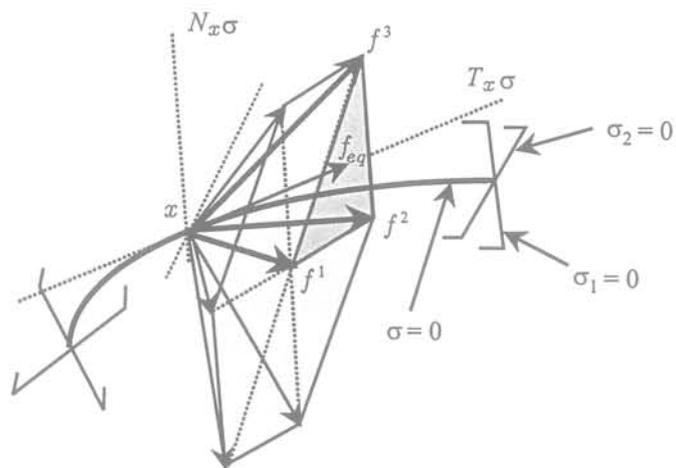


FIG. 2.8: Existence des modes glissants au sens de la proposition 2.2.1 : cas de l'OT-3 $\phi$

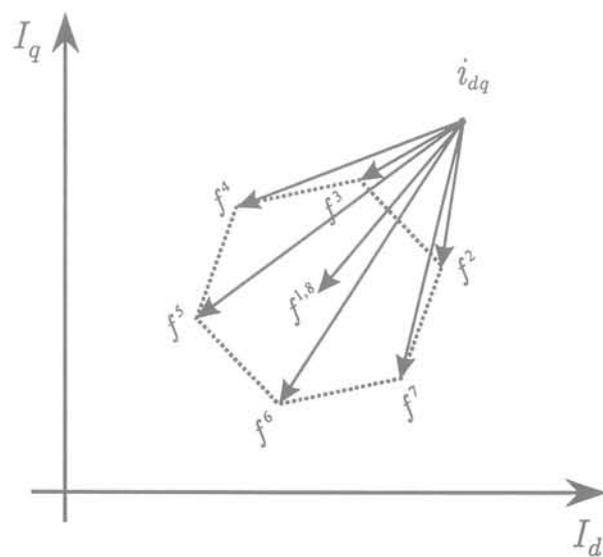


FIG. 2.9: Absence des modes glissants : cas de l'OT-3 $\phi$

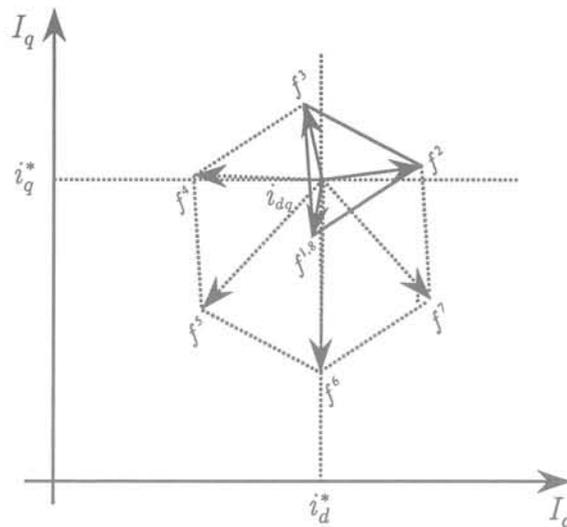


FIG. 2.10: Trois vecteurs assurant la condition d'existence

Notons sur la figure 2.10 l'existence de plusieurs sous familles de cardinal 3 contenant l'origine de l'espace de dérivées. Par exemple les sous familles  $\{f^1, f^2, f^3\}$ ,  $\{f^2, f^3, f^5\}$ ,  $\{f^1, f^2, f^4\}$ , etc., satisfont aussi ladite condition et le choix de la "meilleure" sous famille dépendra de l'application.

Pour le cas du convertisseur opérant en STATCOM, on retiendra le simplexe défini par deux vecteurs consécutifs et le vecteur zéro. Dans le cas montré sur la figure (2.10), on retiendrait le triplet  $\{f^1, f^2, f^3\}$  avec la possibilité d'alterner les champs  $f^8$  et  $f^1$  de manière à réduire la fréquence de commutation.

En ce qui concerne l'application au filtrage actif, on a constaté que ce choix du simplexe pose des problèmes lorsqu'il s'agit de poursuivre une trajectoire rapide. Des essais en simulation ont montré qu'un simplexe "plus rapide" est obtenu si l'on utilise deux vecteurs adjacents et l'un des deux vecteurs diamétralement opposé. Pour la configuration donnée sur la figure 2.10, la sélection de la sous famille  $\{f^5, f^2, f^3\}$  ou  $\{f^6, f^2, f^3\}$  (dépendant de la position de l'état) donnait de meilleurs résultats en termes de poursuite. Néanmoins, observons que cette sélection pourrait augmenter la fréquence de commutation du convertisseur étant donné que le vecteur zéro n'est plus utilisé. On pourrait même penser à une approche mixte, mais cette possibilité n'a pas été explorée dans notre travail.

### 2.3.4 Loi de commande

À partir des résultats donnés dans la section 2.2.1, définir la loi de commande discontinue implique de faire une partition de l'espace d'état de telle manière que l'on ait un seul vecteur de commande dans chaque région. Pour ce faire, on va se servir de la direction des trois champs de vecteurs qui définissent le simplexe (cf. figure 2.11). De cette manière,  $\sigma_1$  est la surface générée par la solution du système défini par  $f^1$  et ainsi de suite pour les surfaces  $\sigma_2$  et  $\sigma_3$ .

Comme il a été mentionné ci-dessus, par construction les trois surfaces de glissement

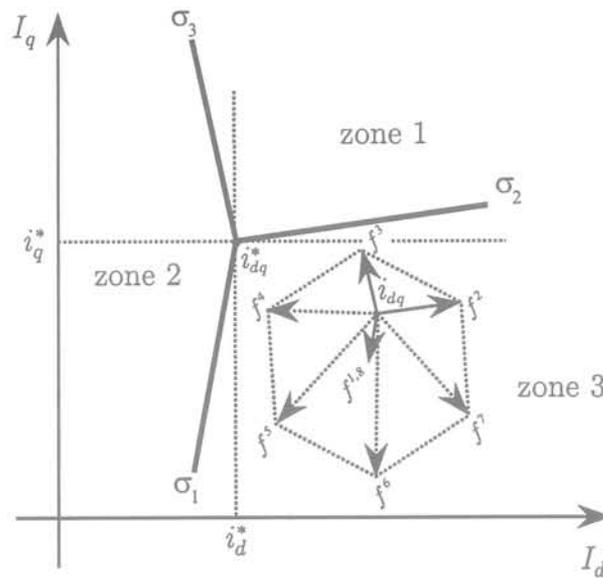


FIG. 2.11: Partition de l'espace d'état et définition de la loi de commande

sont localement attractives ce qui assure l'existence du mode glissant sur chaque surface individuellement.

Partant de la figure 2.11, la loi de commande peut être ébauchée de la façon suivante : dans chaque zone on choisit le champ de vecteur qui force l'état du système à se déplacer vers l'intersection des surfaces de commutation. Par exemple, si l'état du système se trouvait dans la zone 3, on choisirait  $f^3$  qui correspond à son tour au vecteur de commande  $u^3 = [+1, +1, -1]^T$  (cf. tableau 2.1). Notons que cette loi de commande est définie d'une façon unique dans la mesure où il y a un seul champ de vecteur assigné à chaque zone.

### 2.3.5 Limitation de la fréquence de commutation

Afin de respecter les contraintes imposées par la technologie des interrupteurs, on utilisera l'approche décrite dans la section 2.2.3 pour limiter la fréquence de commutation des interrupteurs. Étant donné que l'on est dans un repère tournant, le schéma donné sur la figure 2.7 tourne constamment et cela complique toute tentative pour trouver une expression reliant la fréquence de commutation à la largeur de la bande d'hystérésis. On observera plutôt un comportement de type chaotique en régime permanent.

### 2.3.6 Résultats des simulations

Afin de valider l'approche exposée dans ce chapitre, on montre les résultats obtenus lors de son application au contrôle de l'onduleur de tension. Par la suite, on s'intéresse à deux modes de fonctionnement : la compensation d'énergie réactive et filtrage actif.

Les valeurs caractéristiques du système sont :  $V_m = 220\sqrt{2}$  V,  $L_s = 0.5$  mH,  $R_s = 8$  m $\Omega$ ,  $R = 100$   $\Omega$  et  $C = 4$  mF.

En ce qui concerne la boucle externe du bus continu, la tension continue est réglée à 1500 V. Les paramètres du contrôleur PI ont été choisis de manière à avoir un temps de montée de trois périodes du réseau. En accord avec (1.3.8), on obtient  $K_p = 2.6e^{-4}$  et  $K_i = 1.3e^{-3}$ .

Dans un premier temps, le cas du STATCOM sera traité. Sur la figure 2.12 les résultats pour une bande d'hystérésis ( $\Delta$ ) de 140 A sont montrés. Sous ces conditions de fonctionnement, on obtient une fréquence de commutation moyenne ( $f_{sw}^o$ ) de 1.8 kHz avec un taux global de distorsion harmonique (THD) de 15.2% du courant de ligne. Celui-ci est calculé à partir de :

$$\text{THD}(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.3.4)$$

Sur cette figure on observe un suivi de trajectoire correct mais avec un spectre qui n'est pas très uniforme.

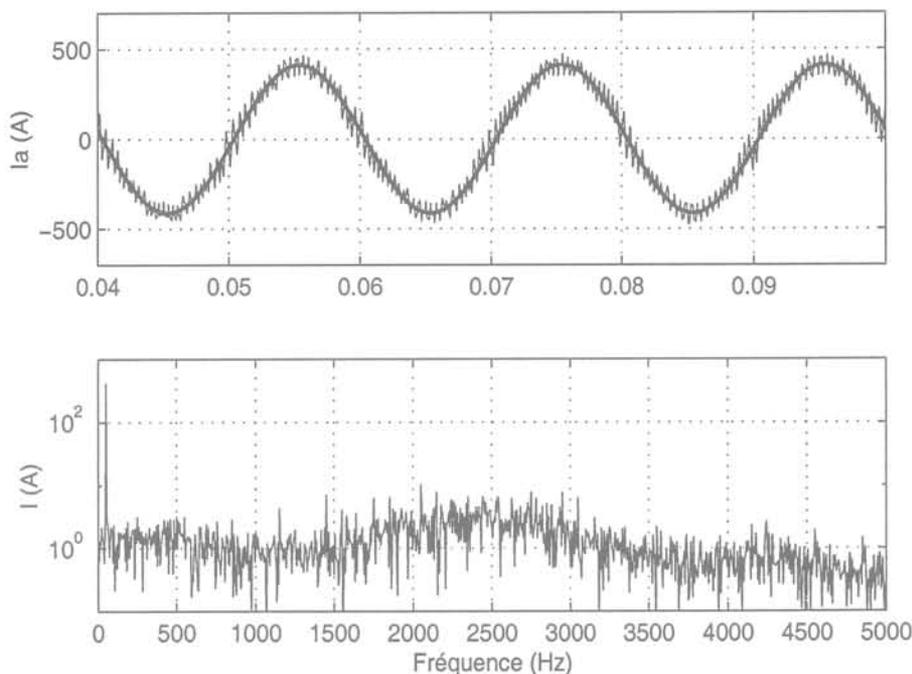


FIG. 2.12: CDSV avec  $\Delta = 140\text{A}$  :  $f_{sw}^o = 1.8\text{ kHz}$  avec un  $\text{THD} = 15.1\%$ .

Afin de tester la vitesse de réponse de l'algorithme de commande, sur la figure 2.13 on a simulé un changement dans la consigne du courant réactif ( $i_q^*$ ) de 1000A à 500A. Cet essai met en évidence la bonne vitesse de réponse de l'algorithme de commande.

L'un des objectifs principaux de ce travail de thèse étant le fonctionnement en bases fréquences de commutation, sur la figure 2.14 les résultats sont montrés dans le cas de  $\Delta = 385\text{ A}$ . Sous ces conditions, le courant de ligne présente un  $\text{THD} = 35.6\%$  pour  $f_{sw}^o = 720\text{ Hz}$ .

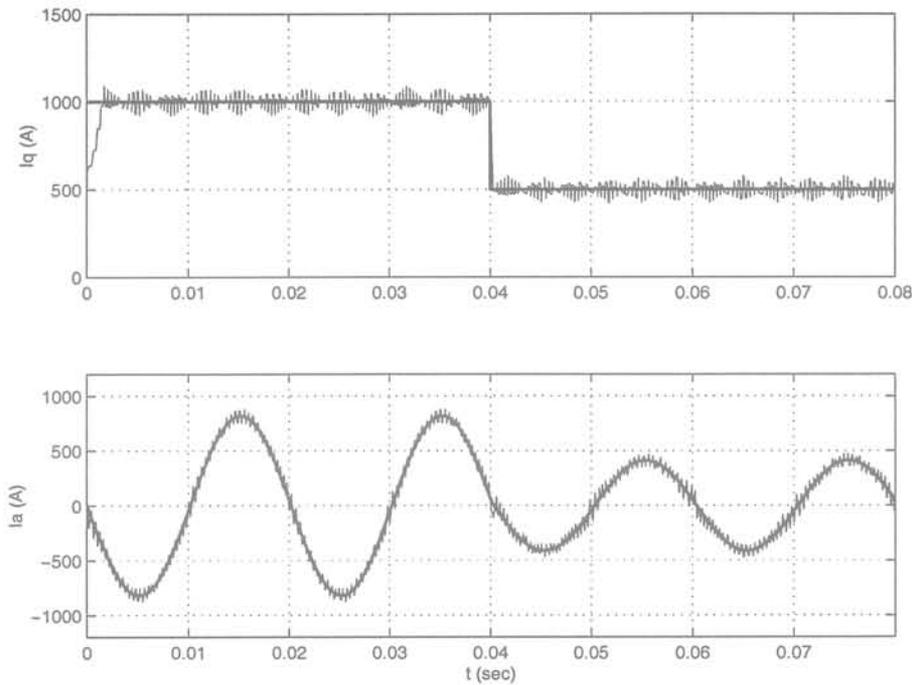


FIG. 2.13: *CDSV* avec un changement de consigne pour le cas de  $\Delta = 140A$

Également, pour cette fréquence de fonctionnement, on a réalisé un essai afin d'évaluer la réponse face à un changement de consigne. Les résultats sont montrés sur la figure 2.15.

Ces derniers résultats mettent en évidence une certaine flexibilité de l'algorithme de commande pour fonctionner tant en haute comme en basses fréquences de commutation.

Dans une seconde partie, on appliquera la stratégie de commande pour le mode de fonctionnement en filtrage actif. Pour ce faire, on se servira de la théorie du filtrage actif exposée dans la section 1.2.

Les essais qui suivent correspondent à une charge non linéaire composée d'un redresseur à diodes. Sur la figure 2.16 les résultats sont montrés pour le cas de  $\Delta = 140 A$  avec une  $f_{sw}^o = 1.3 \text{ kHz}$ .

On observe que le courant après le filtrage est sinusoïdal avec les harmoniques inhérentes aux commutation de l'onduleur. Sur la figure 2.17 on représente l'analyse spectrale du courant de ligne avant et après filtrage. Notons que le filtre élimine bien les composantes harmoniques en basse fréquences correspondant à la charge et que les fréquences de découpage de l'onduleur se trouvent loin de la région d'intérêt.

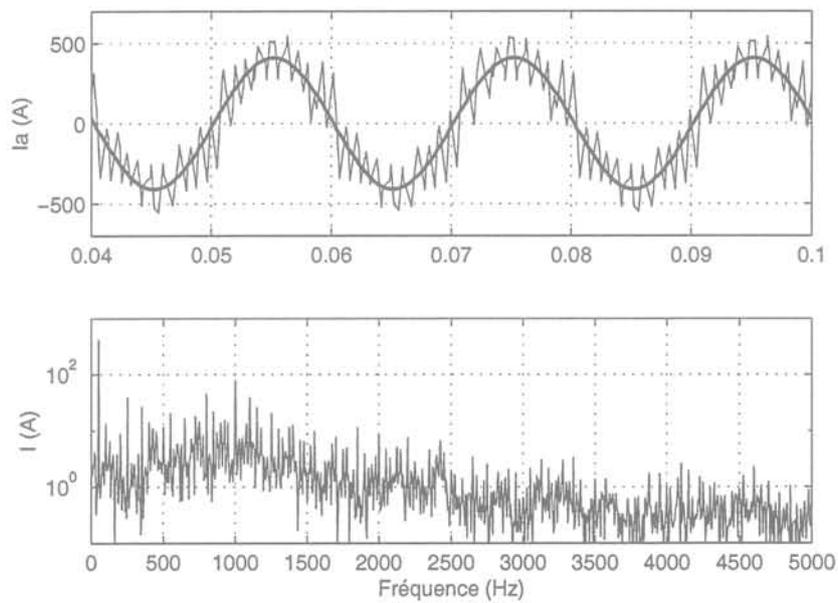


FIG. 2.14: CDSV avec  $\Delta = 385 A$  :  $f_{sw}^o = 720 Hz$  et  $THD = 35.6\%$

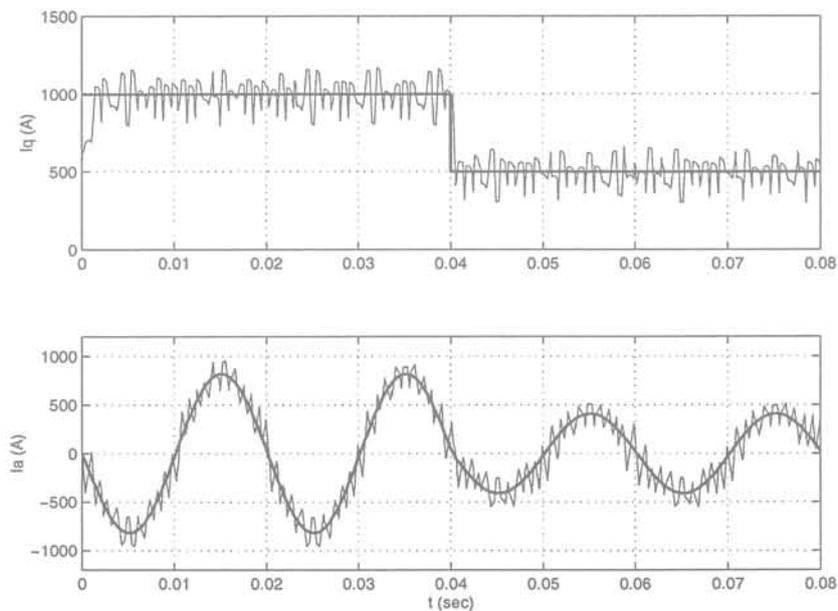


FIG. 2.15: CDSV avec un changement de consigne pour le cas de  $\Delta = 385 A$

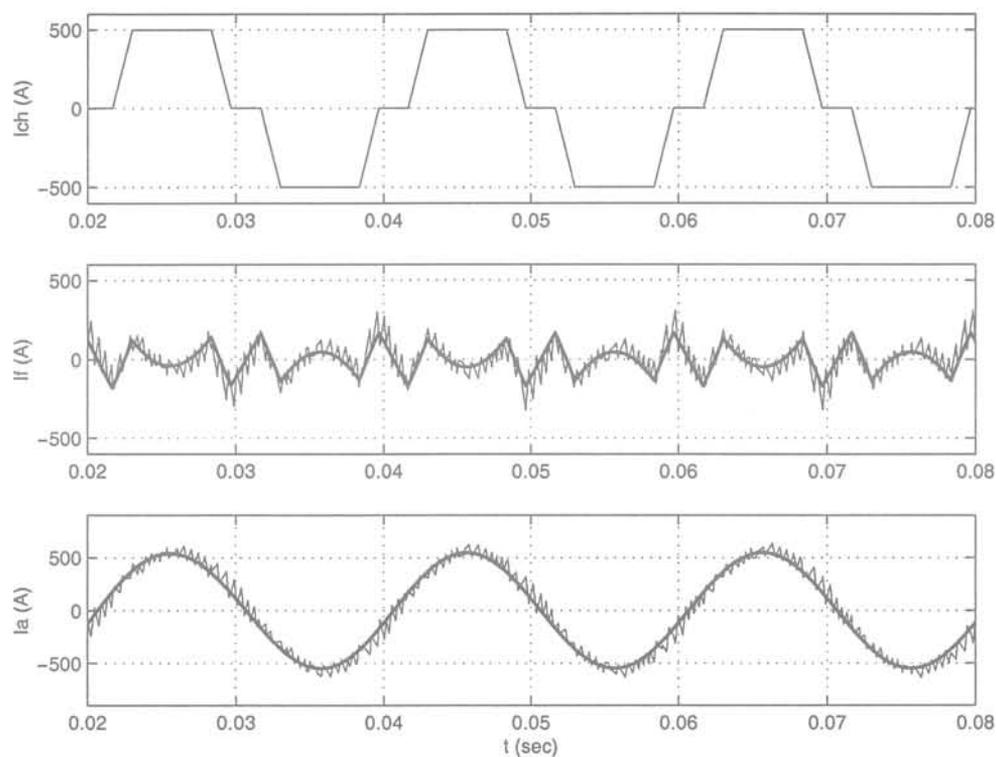


FIG. 2.16: *CDSV* utilisée pour le cas du filtre actif avec  $\Delta = 140A$

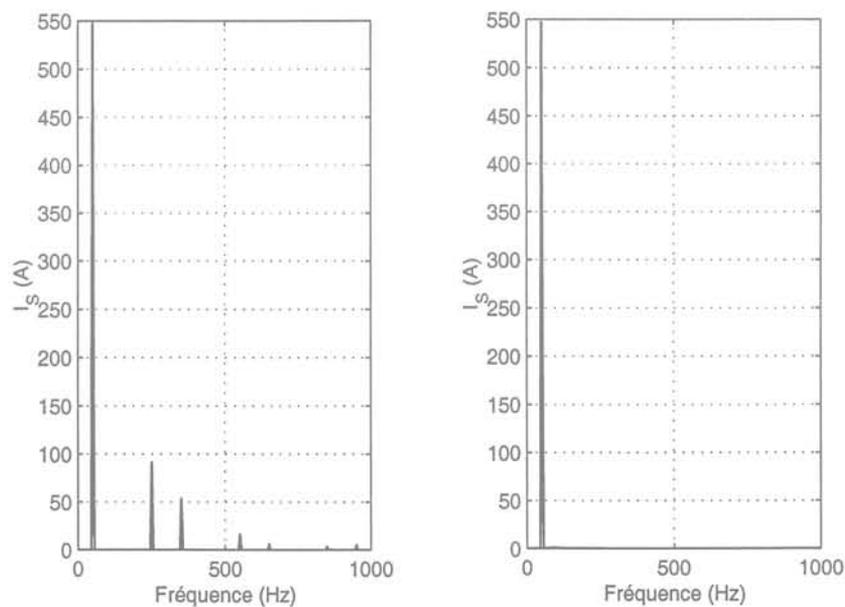


FIG. 2.17: *Analyse spectrale avant et après filtrage en utilisant la CDSV dans le cas du filtre actif avec  $\Delta = 140A$*

## 2.4 La commande à hystérésis

Dans cette section, nous présentons la méthode de commande classique connue comme *commande à hystérésis* qui nous servira de base de comparaison pour la CDSV présentée ci-dessus.

Bien qu'elles ne soient pas tout à fait complémentaires, les deux techniques ont comme point commun l'utilisation d'une bande d'hystérésis pour limiter la fréquence de commutation.

D'un autre côté, il est bien connu que cette méthode possède des propriétés intéressantes qui font d'elle l'une des plus utilisées. Parmi celles-ci, on peut mentionner sa simplicité d'implémentation, sa réponse rapide, le fait de limiter la déviation maximale du courant et une certaine insensibilité aux variations paramétriques. Néanmoins, elle présente quelques désavantages qui limitent son usage dans des applications demandant une haute performance, comme par exemple son incapacité de fixer la fréquence de commutation, l'utilisation arbitraire du vecteur zéro et les excursions des courants qui peuvent atteindre jusqu'au double de la bande d'hystérésis.

Cette commande pourrait faire l'objet d'une étude détaillée, mais cela n'est pas l'intérêt de notre travail et nous nous contenterons d'en donner les principes de la méthode. Pour plus des détails, nous conseillons de consulter les travaux de Brod et Novotny [1985], Holtz [1994] et Pan et Chang [1994].

Afin de réduire la complexité de la mise en oeuvre de l'approche, on va réaliser ladite synthèse dans le repère de coordonnées *abc*.

Sur la figure 2.18 on montre le schéma général d'une telle commande. On remarque que le fait d'avoir des contrôleurs indépendants ne permet pas l'échange d'information entre les différentes boucles et que, par conséquent, on peut pas avoir une bonne gestion de l'application des vecteurs afin de réduire la fréquence de commutation. En contre partie, on note que la loi de commande ne dépend pas des paramètres du système, ce qui assure la robustesse de la méthode.

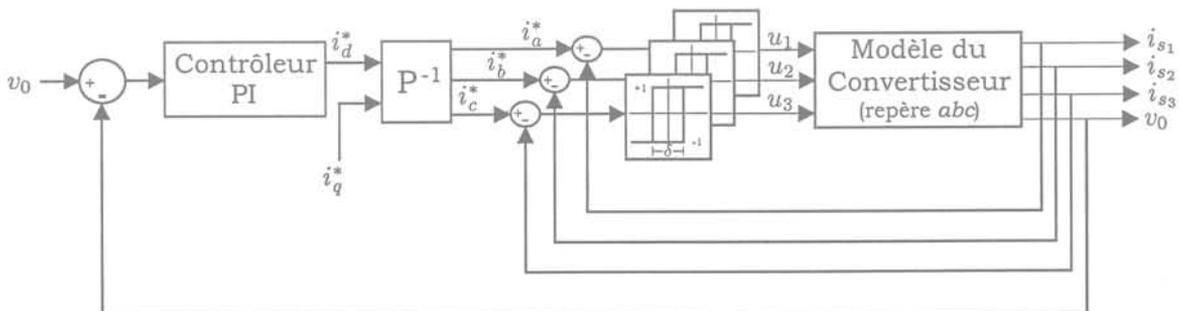


FIG. 2.18: Structure du contrôleur à hystérésis

### 2.4.1 Résultats des simulations

Cette partie on donnera quelques résultats de simulation qui nous permettront de mettre en évidence les principales caractéristiques de la méthode. Pour ce faire, premièrement on commandera l'onduleur de tension en STATCOM pour après aborder le cas du filtrage actif.

Premièrement, des simulations ont été faites pour le cas d'une fréquence moyenne de commutation relativement élevée. Sur la figure 2.19 on montre les résultats pour le cas d'une bande d'hystérésis égale à 65 A. Sous ces conditions d'opération, on obtient une fréquence de commutation moyenne égale à 1.8 kHz et un THD = 15.2%.

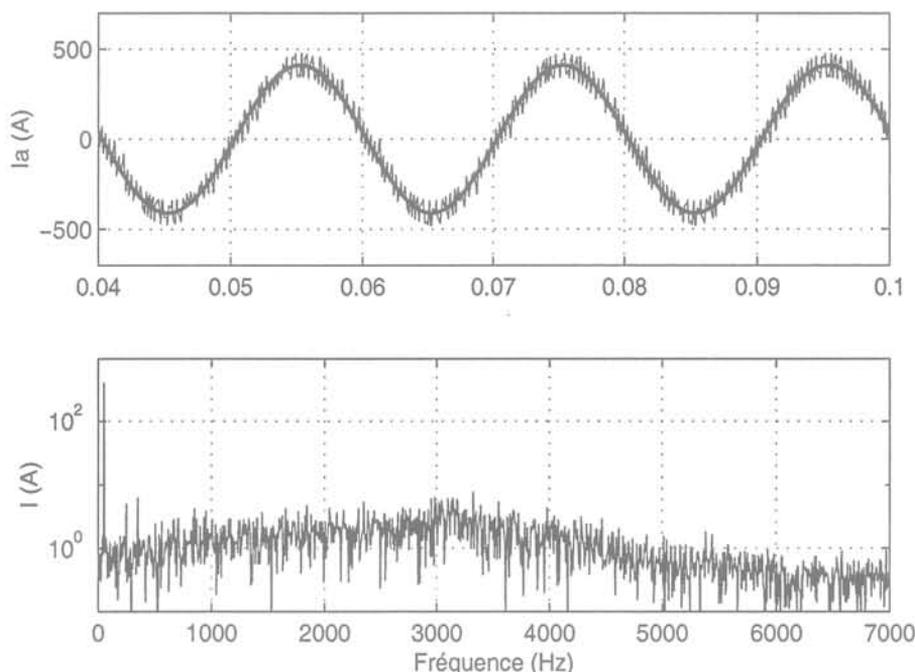


FIG. 2.19: *Commande à hystérésis avec  $\Delta=65$  A :  $f_{sw}^o=1.8$  kHz et THD = 15.2 %*

Afin de tester la vitesse de réponse de la technique, sur la figure 2.20 on a simulé un changement de la consigne d'énergie réactive de 1000 A à 500 A.

Sur la figure 2.21, les résultats sont montrés pour le cas de  $\Delta = 194$ A, ce qui nous donne une  $f_{sw}^o=713$  Hz et un THD= 42.1%.

Également, sur la figure 2.22 on montre la réponse face à un changement de consigne.

Dans le but de réaliser quelques comparaisons, on a utilisé la commande à hystérésis exposée ci-avant pour l'exemple du filtre actif. Pour avoir des comparaisons raisonnables, on a utilisé une bande d'hystérésis de 72 A qui nous a permis d'obtenir à peu près la même fréquence de commutation que dans le cas de la CDSV. Les figures 2.23 et 2.24 montrent les résultats obtenus.

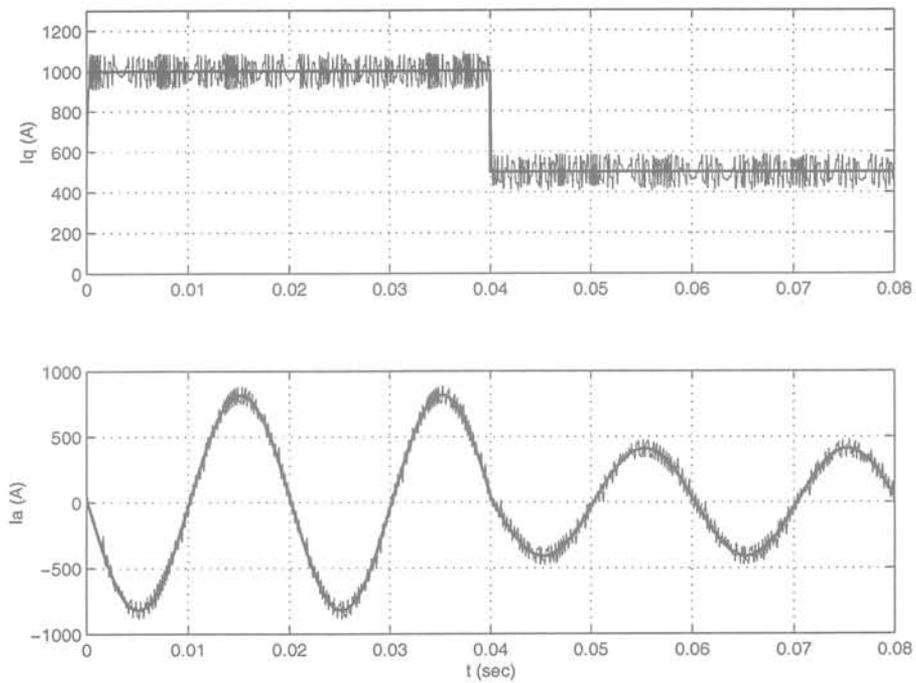


FIG. 2.20: *Commande à hystérésis avec un changement de consigne pour le cas de  $\Delta = 65 A$*

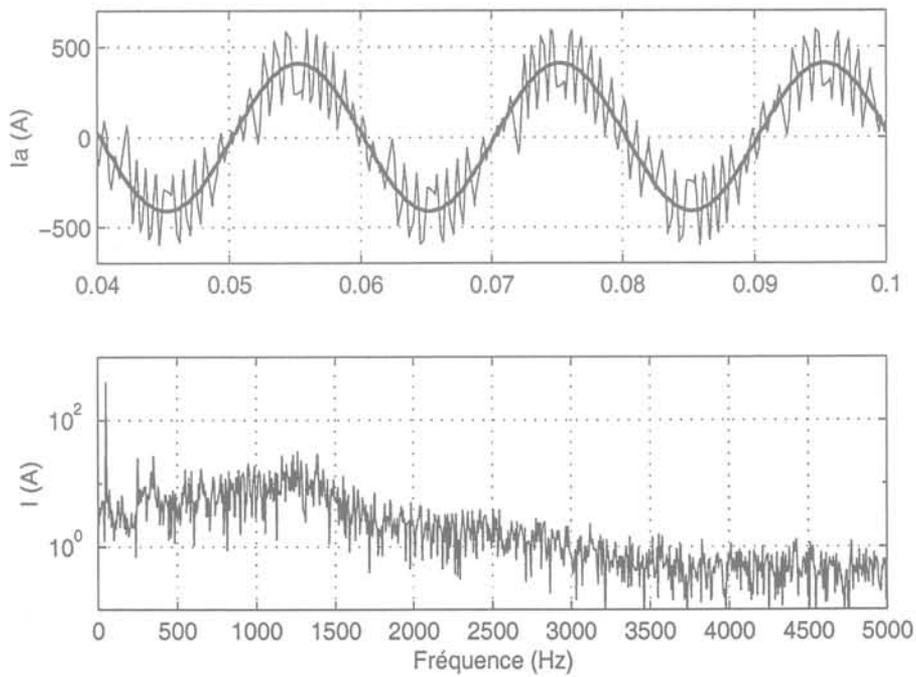


FIG. 2.21: *Commande à hystérésis avec  $\Delta=194 A$  :  $f_{sw}^o = 713 Hz$  et  $THD = 42.1\%$*

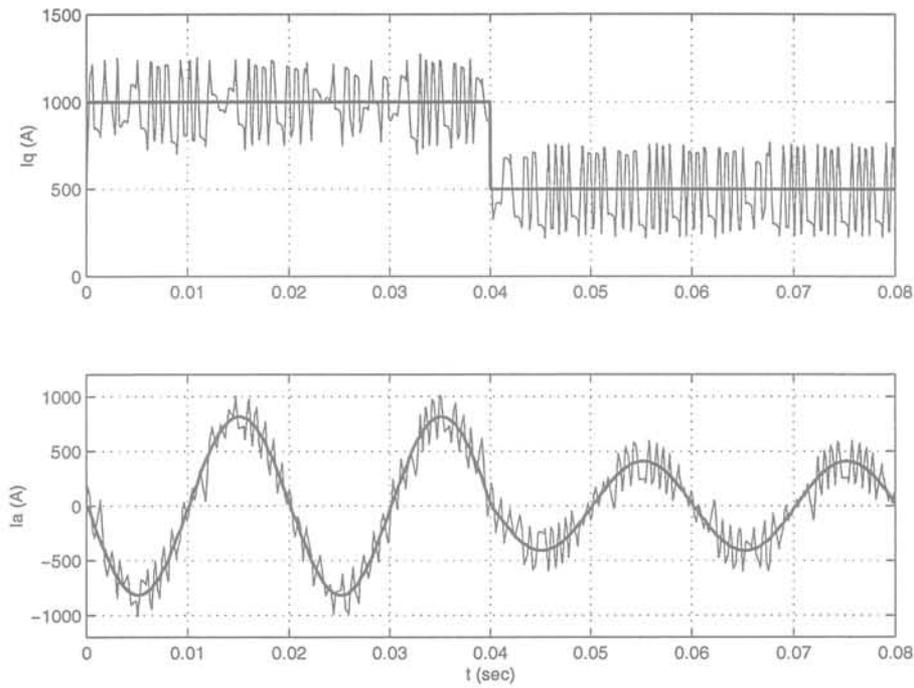


FIG. 2.22: *Commande à hystérésis avec un changement de consigne pour le cas de  $\Delta = 194A$*

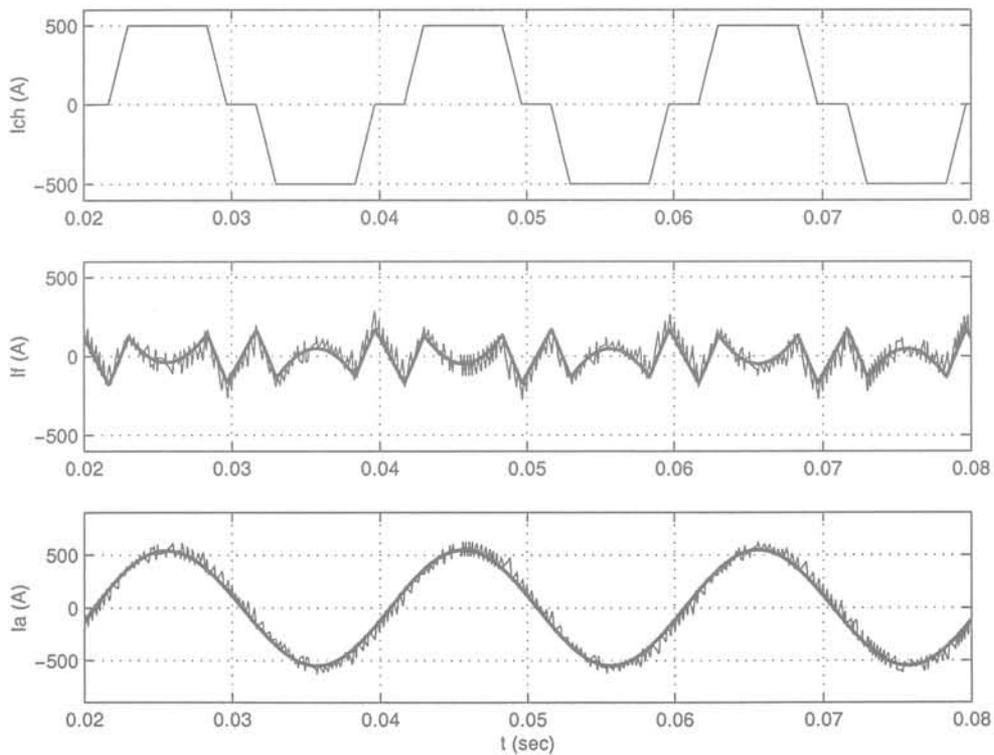


FIG. 2.23: *Commande à hystérésis dans le cas du filtre actif avec  $\Delta = 65 A$*

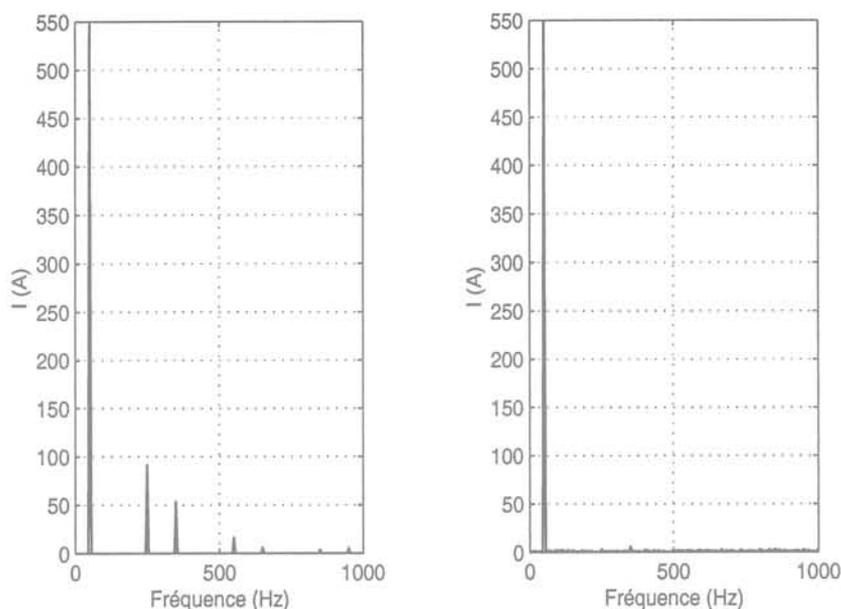


FIG. 2.24: Analyse spectrale avant et après filtrage en utilisant la commande à hystérésis pour le cas du filtre actif avec  $\Delta = 65 A$

## 2.5 Conclusion du chapitre

Nous avons dans ce chapitre présenté une nouvelle loi de commande à structure variable pour l'OT- $3\phi$ . Celle-ci nous a permis de surmonter un problème d'ambiguïté rencontré au moment d'établir la correspondance entre les régions de commutation et les vecteurs de commande à appliquer. L'utilisation de tables de choix ou modulateurs, couramment employés dans les approches classiques pour contourner cette ambiguïté, ne sont donc plus nécessaires.

Afin d'évaluer les performances de l'approche proposée, nous avons développé une loi de commande complémentaire comme base de comparaison, à savoir la commande à hystérésis.

Lors des essais comparatifs, on peut dire d'une façon générale que :

- La vitesse de réponse de la CDSV est tout à fait comparable à celle de la commande à hystérésis ;
- Pour un fonctionnement en basses fréquences de commutation, la CSDV présente notablement un meilleur THD ;
- La CDSV offre une certaine flexibilité dans la choix des vecteurs de commande. Ce degré de liberté pourrait éventuellement être utilisé pour réduire la fréquence de commutation, améliorer la réponse en poursuite ou même pour limiter les excursions des courants ;
- La CDSV demeure très complexe par rapport à la commande à hystérésis ;

- La CDSV présente des propriétés de robustesse (vis-à-vis des variations paramétriques) plus faibles que la commande à hystérésis. Néanmoins, ce point reste toujours approfondir et des études plus poussées devraient apporter quelques idées pour améliorer ce point.

Dans le tableau 2.2 on récapitule ces idées pour le mode de fonctionnement en STAT-COM.

	$f_{sw}^o$	THD(%)	Robustesse	Mise en œuvre	Réponse	Flexibilité
Hystérésis	1.8 KHz	15.2	+	+	+	-
	713 Hz	42.1				
CDSV	1.8 KHz	15.1	-	-	+	+
	720 Hz	35.6				

TAB. 2.2: *Tableau comparatif entre la commande à hystérésis et la CDSV*

Commande Directe à Structure  
Variable sous Contraintes Fréquentielles



## Chapitre 3

# Commande Directe à Structure Variable sous Contraintes Fréquentielles

Le chapitre précédent a été l'objet d'une méthode de commande de l'OT-3 $\phi$  basée sur la théorie des modes glissants. L'approche présentée nous a permis de surmonter un problème d'ambiguïté rencontré au moment d'établir la correspondance entre les zones de commutation et les vecteurs de commande à appliquer. Dans ce contexte, la contrainte technologique de fréquence maximale de commutation des interrupteurs a été prise en compte au moyen d'une approximation du mode de glissement idéal et ce, en utilisant une bande d'hystérésis. Néanmoins, l'obtention d'un comportement de type chaotique en régime permanent, ne permet pas de relier la fréquence de commutation à la largeur de la bande d'hystérésis, ni de garantir que, pour une fréquence de commutation maximale donnée, on approche d'un taux d'ondulation minimal.

Dans ce chapitre, nous présentons une stratégie de commande basée, d'une certaine manière, sur l'algorithme de la CDSV développé dans le chapitre précédent. Ceci nous permettra de maîtriser la fréquence de commutation par une spécification explicite de la période du cycle. Par ailleurs, elle nous donnera la possibilité de choisir de manière adéquate les vecteurs de commande et leur temps d'application, obtenant ainsi simultanément le temps de réponse le plus court possible en régime transitoire et la convergence vers un régime limite optimal au sens d'un compromis fréquence de commutation et taux d'ondulation.

Ce chapitre débute par l'analyse des cycles limites optimaux et leurs calculs en termes de temps d'application des vecteurs de commande. Nous appliquerons ensuite ces résultats pour synthétiser une loi de commande qui sera appliquée au cas du redressement à prélèvement sinusoïdal. Des résultats de simulation viendront valider les idées exposées.

Afin d'évaluer l'approche proposée dans ce chapitre, nous développons ensuite une loi de commande complémentaire, à savoir la méthode connue comme à Réponse-pile MLI vectorielle (en anglais, *Dead-Beat Space Vector Modulation*). À l'issue des résultats de comparaison, nous présenterons une étude portant sur les liens entre ces deux techniques.

Enfin, nous présentons quelques résultats expérimentaux qui nous permettront de

valider les idées principales exposées dans le chapitre.

### 3.1 Cycles limites optimaux

Dans la suite, on reprendra la représentation utilisée dans la section 2.3. Le modèle dynamique du convertisseur sera ainsi représenté par :

$$\dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 P(\theta) u + w_1 \quad (3.1.1)$$

avec  $x_{12} = [i_q \ i_q]^T$ ,  $x_3 = v_0$ ,  $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  où  $u_{1,2,3} \in \{-1, +1\}$  et  $P(\theta)$  la transformée de Park. Les constantes  $A_1$ ,  $B_1$  et  $w_1$  sont définies comme précédemment.

De même, on utilisera la représentation abrégée suivante :

$$\dot{x}_{12} = f^i(x_{12}, x_3, u^i, t) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 8 \quad (3.1.2)$$

où  $x_3$  joue le rôle de paramètre et le champ de vecteur  $f^i$  est défini par :

$$f^i = A_1 x_{12} + B_1 x_3 P(\theta) u^i + w_1 \quad (3.1.3)$$

Également, l'erreur de poursuite sera défini comme  $e = x_{12}^* - x_{12}$ .

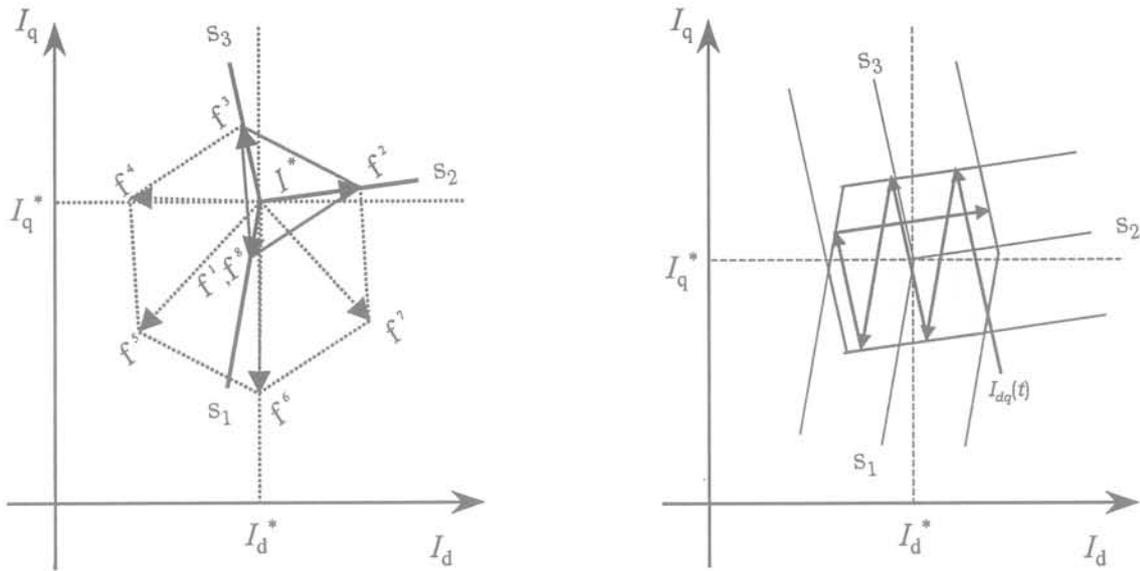
Pour décrire la problématique, on analyse tout d'abord les séquences de vecteurs que l'on obtient en régime permanent lors de l'application de la CDSV.

Pour la configuration donnée la figure 3.1(a) et sous des conditions de stationnarité (*i.e.* l'origine de l'espace de dérivées reste dans la zone définie par les champs  $\{f^1, f^2, f^3\}$  supposés constants à court terme), l'évolution du système est montrée sur la figure 3.1(b) avec une séquence associée des champs de vecteurs de la forme  $\{\dots, f^3, f^1, f^3, f^1, f^3, f^2, \dots\}$ . On remarque immédiatement que :

- Pour une période de temps donnée, les séquences obtenues ne sont pas optimales en ce qui concerne la fréquence de commutation;
- Il n'existe pas une stratégie d'application du vecteur zéro ( $f^1$  et  $f^8$ ) qui permettrait une éventuelle réduction de la fréquence de commutation;
- En régime permanent, l'application de telles séquences induit un comportement de type chaotique;
- Il n'est pas évident de trouver une expression reliant la fréquence de commutation des interrupteurs à la largeur de la bande d'hystérésis, même pour un fonctionnement en régime stationnaire. En plus, le fait d'utiliser un repère tournant implique que l'hexagone montré sur la figure 3.1(a) tourne constamment, ce qui rendrait encore plus compliquée une telle analyse.

Face à ces remarques, dans ce chapitre nous présentons une stratégie de commande où l'on s'intéresse à :

- Définir des séquences optimales au sens d'un compromis fréquence de commutation et taux d'ondulation;



(a) 3 vecteurs assurant la condition d'existence du mode glissant.

(b) Régime limite associé à la séquence  $\{ \dots f^3, f^1, f^3, f^1, f^3, f^2 \dots \}$ .

FIG. 3.1: *Commande directe à structure variable avec une bande d'hystérésis.*

- Maîtriser la fréquence de commutation par une spécification explicite de la période du cycle.

### 3.1.1 Séquences optimales et cycles limites associés

Dans l'étude qualitative présentée par la suite, on considère que les champs de vecteurs restent constants à court terme. Un cycle sera alors caractérisé par les champs de vecteurs appliqués (où les vecteurs de commande) et par leurs durées d'application. Par abus, on parlera de "cycles limites" même, si au sens strict, il ne s'agit que de pseudo-cycles limites.

À un parcours de cycle correspond un nombre précis de commutations des interrupteurs. Ainsi, une fréquence maximale de commutation des interrupteurs induit une période minimale pour chaque cycle.

D'une façon générale, la synthèse d'une loi de commande basée sur une spécification explicite du cycle limite optimal, comporte principalement deux problèmes :

- Le choix des champs de vecteurs définissant des séquence optimales au sens décrit précédemment;
- Le calcul du temps application des champs de vecteurs retenus afin d'imposer une fréquence fixe de commutation.

À l'avenir, la solution simultanée de ces deux problèmes constitue le calcul de séquences élémentaires.

Dans Bornard et al. [1997] et Thomas [1990], une étude complète concernant le calcul des séquences élémentaires a été réalisée et ses résultats ont été appliqués au contrôle de la machine asynchrone. Parmi les résultats remarquables on peut mentionner les points suivants :

- Le cycle optimal, au sens du taux d'ondulation minimal pour une fréquence maximale de commutation fixe, correspond à un cycle à six éléments composé de deux demi-séquences symétriques. Par ailleurs, les séquences d'application des champs de vecteurs correspondent à celles d'une MLI vectorielle (cf. 3.5);
- Le cycle correspondant comporte exactement deux commutations par période de modulation, ce qui conduit à ladite optimalité. La fréquence de commutation est alors fixe et égale à  $1/T_m$  (avec  $T_m$  égale à la période de modulation);

Sous des conditions de stationnarité, l'application des ces résultats à la situation montrée sur la figure 3.1(a) impliquerait la définition de séquences de champs de vecteurs de la forme  $\{\dots f^2, f^3, f^8, f^3, f^2, f^1 \dots\}$  avec des temps d'application  $\{t_1, t_2, t_3\}$  associés à chaque champs de vecteur (voir figure 3.2).

Sur la figure 3.3(a) on montre l'allure du cycle limite idéal induit par une telle séquence. Notons cependant que le "centroïde" du cycle limite induit n'est pas sur le lieu des références, et que cela entraînera des erreurs d'état stationnaire qui seront en rapport avec la période de modulation (où la fréquence de commutation).

Dans les sections suivantes on montrera plus en détails le calcul des séquences élémentaires.

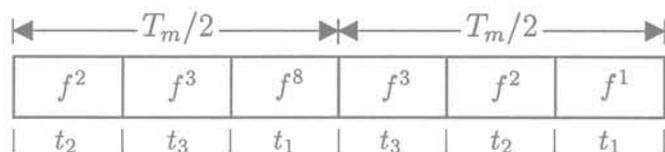


FIG. 3.2: Séquence d'application des champs de vecteurs pour une période de modulation.

Il est intéressant de noter qu'en régime permanent, le triplet de vecteurs, utilisé à chaque instant pour définir les séquences optimales, correspond bien au simplexe minimal qui assurait l'existence du mode glissant dans la loi de commande étudiée dans le chapitre précédent. La différence principale se trouve dans la stratégie d'application des vecteurs qui forment ledit triplet. Sommairement, cette loi de commande peut être vue comme la CDSV où le comportement chaotique, présent en régime permanent, est remplacé par un comportement bien défini.

## 3.2 Calcul des séquences élémentaires

Comme mentionné auparavant, le calcul des séquences élémentaires implique d'une part : choisir les champs de vecteurs afin d'induire des séquences optimales et d'une autre part : calculer le temps d'application de chaque élément de la séquence.

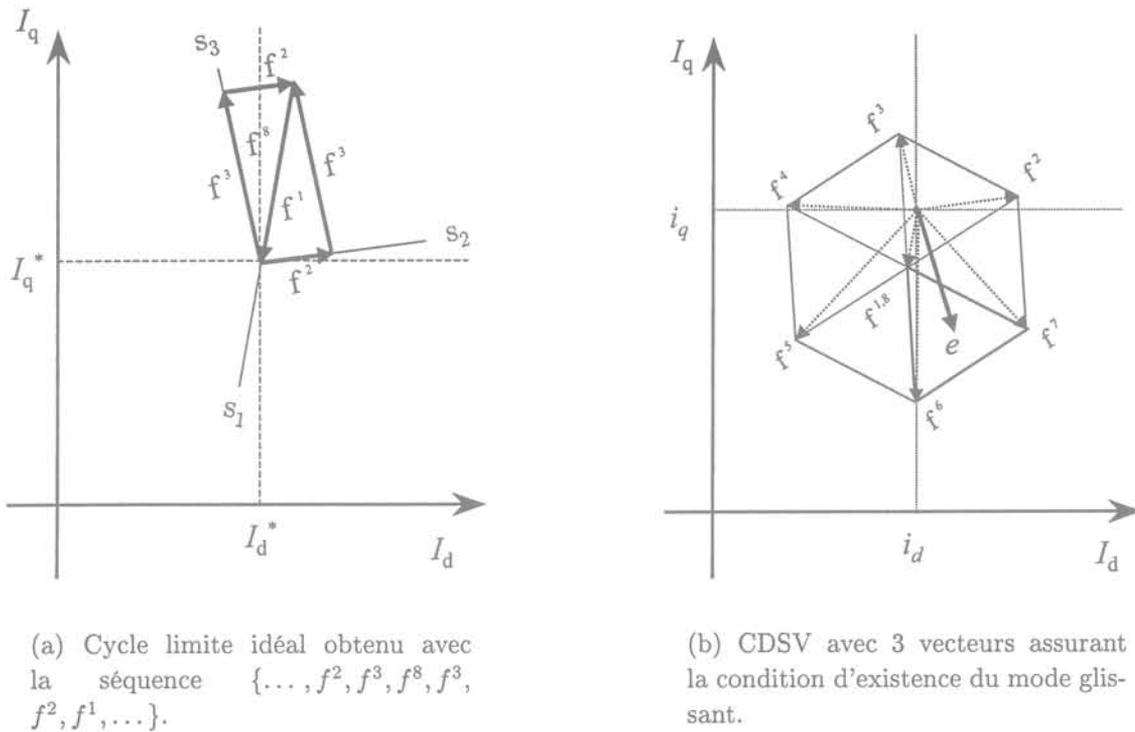


FIG. 3.3: Régime permanent lors de l'application de la CDSV avec une bande d'hystérésis.

Sur la base des idées exposées dans la section précédente, une séquence optimale de champs de vecteurs sera alors constituée par les vecteurs dont l'application, pendant un intervalle de temps donné, induit une région (un triangle) contenant le vecteur d'erreur. En d'autres termes, le problème du choix des vecteurs consiste à trouver le triangle, accessible en un intervalle de temps donné, contenant le vecteur d'erreur. Par exemple, pour la situation montrée sur la figure 3.3(b), la séquence optimale serait définie en utilisant des champs de vecteurs appartenant à la famille  $\{f^1, f^6, f^7, f^8\}$ . en un intervalle de temps donné

On considère que la période d'un cycle complet est  $T_m$  et qu'elle est composée de deux demi-cycles symétriques. Étant donné que les calculs sont similaires, par la suite on ne considère qu'un demi-cycle de période  $T_m/2$ .

Afin d'établir les idées principales, dans un premier temps on suppose connu le triangle contenant le vecteur d'erreur. Dans les sections suivantes, la procédure générale de recherche sera discutée en même temps que l'algorithme de commande.

Partant de la figure 3.4, l'idée générale consiste à appliquer les trois champs de vecteurs retenus de telle sorte que, pendant une période  $T_m/2$ , on approxime au moyen le vecteur d'erreur  $e$ .

Si l'on considère un champ de vecteur  $f^e$  associé au vecteur d'erreur  $e$ , on a :

$$\int_0^{T_m/2} f^e dt = \int_0^{t_1} f^1 dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} f^2 dt + \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} f^3 dt \quad (3.2.1)$$

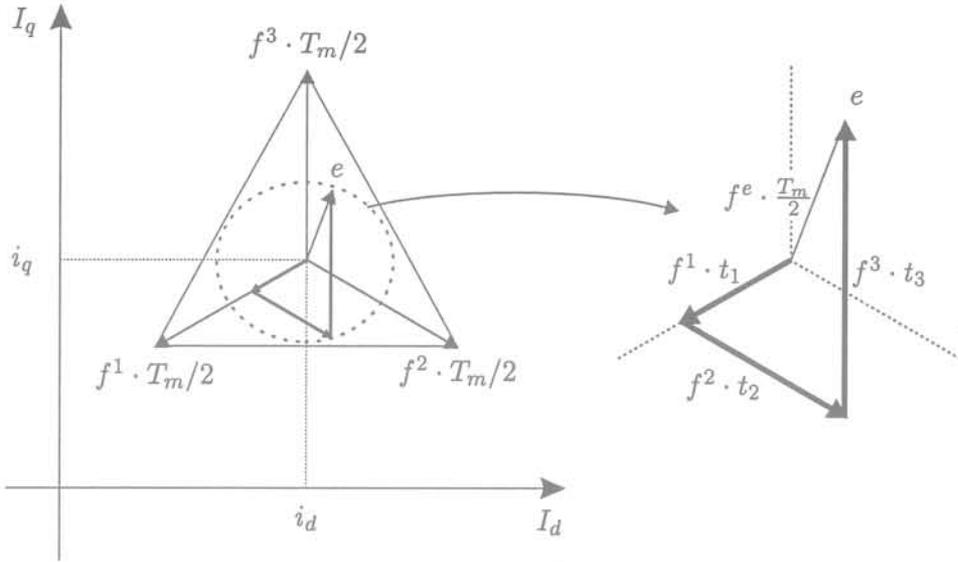


FIG. 3.4: Réalisation du vecteur d'erreur au moyen de la famille de champs de vecteurs  $\{f^1, f^2, f^3\}$ .

où  $T_m/2 = t_1 + t_2 + t_3$ .

Sous l'hypothèse que les vecteurs de vitesse considérés restent constants pendant la demi-période  $T_m/2$ , (3.2.1) devient :

$$e = f^1 t_1 + f^2 t_2 + f^3 t_3 \quad (3.2.2)$$

Finalement, (3.2.2) plus la contrainte de temps peuvent être mis sous la forme :

$$e = \sum_{i=1}^3 f^i t_i \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 t_i = T_m/2 \quad \text{et} \quad t_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, 3 \quad (3.2.3)$$

Les temps d'application des champs de vecteur seront ainsi donnés par la solution de (3.2.3); c'est-à-dire, par la solution positive du système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} f^1 & f^2 & f^3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ T_m/2 \end{bmatrix} \quad (3.2.4)$$

Soulignons que le fait d'avoir pris comme hypothèse que le vecteur d'erreur se trouvait à l'intérieur du triangle nous assure à l'avance l'existence d'une solution positive.

Enfin, il ne nous reste qu'à appliquer les champs de vecteur en cours afin de définir les séquences optimales décrites ci-avant. Dans ce paragraphe, on propose une légère modification aux séquences proposées dans Bornard et al. [1997] et Thomas [1990], ce qui nous permettra de placer le centroïde du cycle sur le lieu de références tout en gardant les propriétés d'optimalité des séquences.

Pour les trois vecteurs considérés, la séquence d'application des vecteurs pendant la première demi-période est définie comme  $\{f^1, f^2, f^3, f^8\}$  avec des temps d'application  $\{t_1/2, t_2, t_3, t_1/2\}$ , respectivement. Afin de compléter la séquence symétrique, l'idée est de mettre à jour le vecteur d'erreur à la fin du premier demi-cycle et de résoudre à nouveau (3.2.4). Pour la deuxième demi-période, la séquence est définie comme  $\{f^8, f^3, f^2, f^1\}$  avec des temps associés  $\{t_1/2, t_3, t_2, t_1/2\}$ . Sur la figure 3.5 on donne la séquence complète pour une période de modulation  $T_m$ . La figure 3.6 montre l'allure du cycle limite idéal (pour le cas de  $e = 0$ ) induit par une telle séquence. Notons que l'application de ladite séquence placerait idéalement le centroïde du cycle sur le lieu des références.

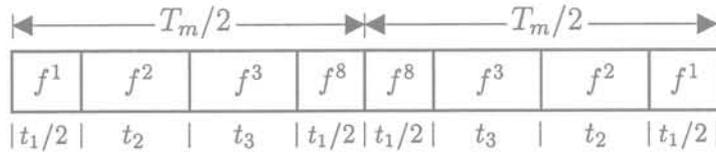


FIG. 3.5: Séquence d'application des champs de vecteurs pour une demi-période de modulation.

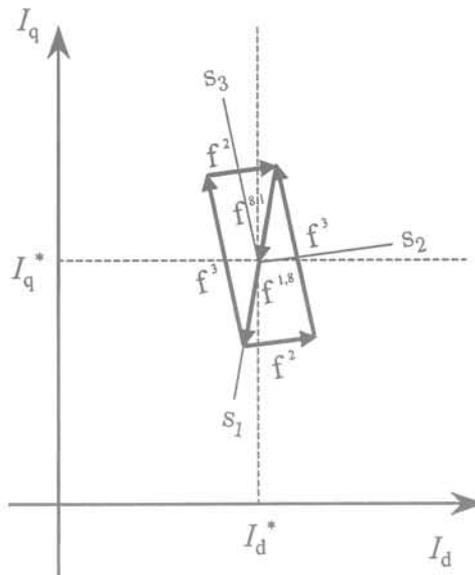


FIG. 3.6: Cycle limite idéal obtenu avec la séquence  $\{\dots, f^1, f^2, f^3, f^8, f^8, f^3, f^2, f^1, \dots\}$ .

On remarque que si l'état du système est légèrement perturbé (*i.e.*  $e \neq 0$  mais le point visé reste toujours dans le convexe), le premier cycle obtenu n'est pas fermé, mais l'évolution du système converge idéalement vers un cycle fermé à partir de la deuxième période.

Avant d'aborder la synthèse de la loi de commande, on fera une analyse dont les résultats seront utilisés dans la section suivante. Dans cette étude, on considère les solutions non-positives de (3.2.4); cela revient à analyser le cas où le vecteur d'erreur ne se trouve pas dans le triangle engendré par les champs de vecteurs  $\{f^1, f^2, f^3\}$ .

Sur la figure 3.7, on montre toutes les possibles combinaisons des signes correspondant à la solution de (3.2.4) pour différents vecteurs d'erreur. En analysant cette figure, on

s'aperçoit que les signes d'une telle solution nous permettront de localiser la région où se trouve le vecteur d'erreur. Cet idée sera la base de l'algorithme de recherche du triangle contenant le vecteur d'erreur, objet de la section suivante.

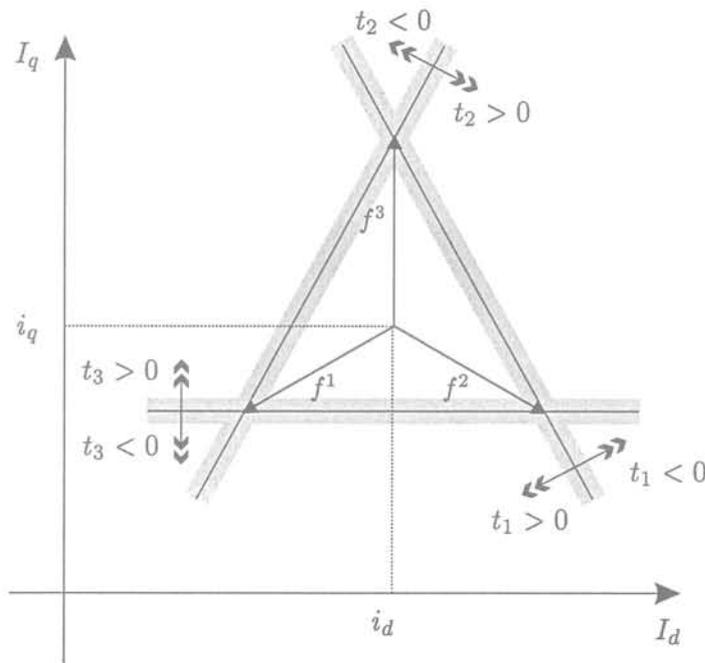


FIG. 3.7: Région accessible en  $T_m/2$  avec les différentes solutions du système (3.2.4).

### 3.3 Algorithme de commande

Dans la suite, on va s'attacher à définir la stratégie de commande correspondant à deux modes de fonctionnement : le régime permanent et le régime de grands transitoires. On entendra par régime permanent (en opposition au régime de grands transitoires), un mode où les perturbations et/ou les changements de consignes n'éloignent pas trop l'état du système de l'état de référence.

Toutefois, on montrera qu'après quelques modifications, l'algorithme conçu pour le régime permanent peut traiter globalement les deux modes de fonctionnement.

Dans un premier temps le régime permanent sera considéré. Celui-ci impose que le vecteur d'erreur soit dans le convexe engendré par les 8 champs de vecteurs et atteignable en temps  $T_m/2$ . En d'autres termes, le vecteur d'erreur doit rester à l'intérieur de l'hexagone (atteignable en  $T_m/2$ ), montré sur la figure 3.8.

Comme mentionné ci-avant, la définition d'un algorithme de commande comporte essentiellement deux parties: la recherche du triangle où se trouve le vecteur d'erreur et le calcul des temps d'application des champs de vecteurs engendrant des séquences optimales.

Par la suite,  $\Delta_j$  pour  $j = 1, \dots, 6$ , dénotera le  $j$ -ème triangle ayant comme éléments

les champs de vecteurs (pris dans le sens inverse des aiguilles d'une montre), qui définissent ledit triangle. Par exemple pour  $j = 3$ ,  $\Delta_3 = \{f^{1,8}, f^3, f^4\}$  (voir figure 3.8). De même, les éléments  $t_i$  pour  $i = 1, \dots, 8$ , correspondent au temps d'application de chaque champs de vecteur.

Partant de la situation donnée sur la figure 3.8, on va supposer que l'on dispose d'un algorithme récursif de recherche initialisé avec le triangle 1 (par la suite on utilisera  $\Delta_1$ ), et que le vecteur d'erreur se trouve dans le  $\Delta_3$ .

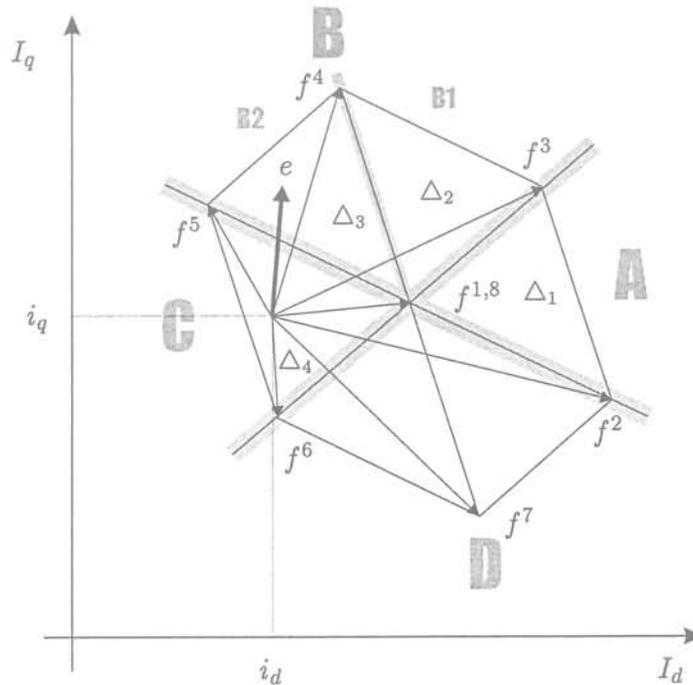


FIG. 3.8: Hexagone accessible en temps  $T_m/2$ .

Premièrement, on fait le test pour le  $\Delta_1$ . Les signes de la solution de (3.2.3) pour les champs de vecteurs correspondant à ce triangle nous donnent,  $t_{1,3} \geq 0, t_2 < 0$ . Après les résultats de la section précédente (cf. figure 3.7), l'analyse des signes de la solution nous indique que le vecteur d'erreur se trouve plutôt dans la zone B; c'est-à-dire, dans la région voisine opposée au champ de vecteur correspondant à  $t_2$ . Notons que dans cette zone il y a trois possibilités: soit le vecteur d'erreur est dans le  $\Delta_2$ , soit dans le  $\Delta_3$  où soit à l'extérieur de l'hexagone. Ensuite, d'une façon similaire on réalise le test pour le  $\Delta_2$ . Les signes de la solution de (3.2.3) pour ce triangle nous donnent  $t_{1,4} \geq 0, t_3 < 0$ , indiquant que le point visé se trouve dans la région B<sub>2</sub> c'est-à-dire, soit dans le  $\Delta_3$  ou soit à l'extérieur de l'hexagone du côté du  $\Delta_3$ . Finalement, il ne nous reste qu'à tester le  $\Delta_3$ , pour lequel on obtient que  $t_{1,4,5} \geq 0$ , indiquant que le point visé se trouve bien dans le  $\Delta_3$ .

Soulignons que si dans ce dernier test on obtient que  $t_{4,5} \geq 0, t_1 < 0$ , cela implique que le point visé se trouve dans la bonne zone B<sub>2</sub>, mais qu'il n'est pas atteignable en temps  $T_m/2$ ; c'est-à-dire, qu'il se trouve en dehors de l'hexagone. Ce mode de fonctionnement correspondra à la surmodulation ou régime de grands transitoires. Face à cette situation, une solution consisterait à relâcher les contraintes et de prendre un nouveau vecteur

d'erreur  $\tilde{e}$ , défini par l'intersection du vecteur d'erreur et de la limite atteignable, et de résoudre à nouveau (3.2.3) pour ce nouveau vecteur d'erreur (voir figure 3.9).

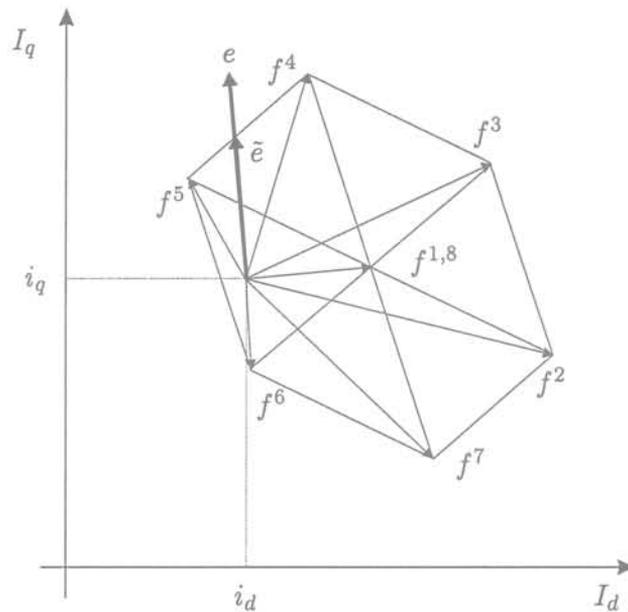


FIG. 3.9: *Problème de surmodulation.*

Observons que cette méthode de recherche converge au plus en trois étapes, mais qu'elle peut se révéler coûteuse en ce qui concerne le temps de calcul, car elle a besoin à chaque étape de la solution du système (3.2.3). Dans la suite, on présente une approche basée sur les idées de Bornard et al. [1997], où un changement de base élémentaire dans l'espace de temps permet d'obtenir le même résultat mais en ne résolvant qu'une seule fois le système (3.2.3).

Pour illustrer la méthode, on suppose à nouveau que le vecteur d'erreur se trouve dans  $\Delta_3$  et que l'on dispose de la solution de (3.2.3) pour le  $\Delta_1$ . Partant de (3.3.1), le problème consiste alors à trouver une transformation qui nous permette d'obtenir les  $\tilde{t}_i$  correspondant au  $\Delta_2$ , à partir des  $t_i$  correspondants au  $\Delta_1$ .

$$\begin{array}{ccc}
 \Delta_1 & & \Delta_3 \\
 e = t_1 f^1 + t_2 f^2 + t_3 f^3 & & e = \tilde{t}_1 f^1 + \tilde{t}_4 f^4 + \tilde{t}_5 f^5 \\
 t_1 + t_2 + t_3 = T_m/2 & \iff & \tilde{t}_1 + \tilde{t}_4 + \tilde{t}_5 = T_m/2 \\
 t_{1,3} > 0, t_2 < 0 & & \tilde{t}_{1,4,5} \geq 0
 \end{array} \tag{3.3.1}$$

À partir de la figure 1.2, on a :

$$u^2 = u^3 - u^4 + u^1 \tag{3.3.2}$$

Grâce à l'affinité du modèle du convertisseur, on peut montrer que :

$$f^2 = f^3 - f^4 + f^1 \tag{3.3.3}$$

En substituant  $f^2$  provenant de (3.3.3) dans l'équation de l'erreur correspondant au  $\Delta_1$  (cf. (3.3.1)), on obtient

$$e = \bar{t}_1 f^1 + \bar{t}_3 f^3 + \bar{t}_4 f^4 \quad (3.3.4)$$

où les temps correspondants sont donnés par :

$$\begin{aligned} \bar{t}_1 &= t_1 + t_2 \\ \bar{t}_3 &= t_2 + t_3 \\ \bar{t}_4 &= -t_2 \end{aligned} \quad (3.3.5)$$

Ainsi, le changement de coordonnées donné par (3.3.5) nous permet d'examiner si l'erreur se trouve dans le  $\Delta_2$ . Étant donné que l'on a supposé que l'erreur se trouvait dans le  $\Delta_3$ , l'évaluation de (3.3.5) nous donnerait  $\bar{t}_{1,4} \geq 0, \bar{t}_3 < 0$ , indiquant que l'erreur réside dans la région voisine. En utilisant un changement de coordonnées similaire, on peut montrer que les temps correspondants au  $\Delta_3$  sont donnés par :

$$\begin{aligned} \tilde{t}_1 &= t_1 + 2t_2 + t_3 \\ \tilde{t}_4 &= t_3 \\ \tilde{t}_5 &= -t_2 - t_3 \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

En même temps, on vérifie que  $\tilde{t}_1 + \tilde{t}_4 + \tilde{t}_5 = T_m/2$ .

Afin de compléter l'étude, on va considérer le cas où le point visé se trouve dans le triangle diamétralement opposé au triangle donné comme condition initiale; c'est-à-dire, une situation où la référence se trouve dans le  $\Delta_4$  (voir figure 3.8).

En utilisant la même démarche, on trouve aisément le changement de base correspondant à cette séquence :

$$\begin{aligned} \check{t}_1 &= t_1 + 2t_2 + 2t_3 \\ \check{t}_5 &= -t_2 \\ \check{t}_6 &= -t_3 \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

### 3.3.1 Résumé de l'algorithme de commande

Afin donner un algorithme, par la suite on utilisera la notation  $t_k^{\Delta_j}$  avec  $j = 1, \dots, 6$  et  $k = 1, 2, 3$ , pour dénoter le temps correspondant au  $k$ -ème élément de  $\Delta_j$ . Notons que  $k = 1$  indexe indistinctement les champs  $f^1$  et  $f^8$ .

Sur la base des analyses présentées ci-avant, l'algorithme général pour une demi période de modulation ( $T_m/2$ ) peut être décrit de la façon suivante :

1. Prendre une valeur de  $j$  pour définir  $\Delta_j$ ;
2. Trouver le temps d'application ( $t_{1,2,3}^{\Delta_j}$ ) à l'aide de (3.2.3);

3. Si  $t_{1,2,3}^{\Delta_j} \geq 0$ , il s'agit de la bonne séquence et le point est atteignable, aller en 7;
4. Si  $t_1^{\Delta_j} < 0$ ,  $t_{2,3}^{\Delta_j} \geq 0$ , la séquence est la bonne, mais le point n'est pas atteignable en  $T_m/2$ . On choisira le point sur l'hexagone le plus proche de la référence visée et on ira en 2;
5. Si  $t_2^{\Delta_j} < 0$ ,  $t_3^{\Delta_j} \geq 0$ , changer la séquence pour celle correspondant au triangle voisin opposé au champ de vecteur correspondant à  $t_2^{\Delta_j}$ , et après changement de base et mise à jour du  $\Delta_j$ , aller en 3;
6. Si  $t_2^{\Delta_j} \geq 0$ ,  $t_3^{\Delta_j} < 0$ , changer la séquence pour celle correspondant au triangle voisin opposé au champ de vecteur correspondant à  $t_3^{\Delta_j}$ , et après changement de base et mise à jour du  $\Delta_j$ , aller en 3; sinon, le point visé se trouve dans le triangle diamétralement opposé. Après changement de base et mise à jour du  $\Delta_j$ , aller en 3;
7. Appliquer les champs de vecteurs correspondant au  $\Delta_j$  pendant un temps  $t_k^{\Delta_j}$  en suivant les séquences optimales définies dans la section 3.1.1.

## 3.4 Résultats de simulation

Dans cette section, on donnera quelques résultats de simulation qui nous permettront d'évaluer les principales caractéristiques de la méthode proposée.

Afin de mieux analyser le comportement en régime permanent, dans une première partie on ne considérera que la boucle interne des courants; cela suppose ainsi une tension constante dans le bus continu. À l'aide de quelques simulations, on montrera plus loin que l'ajout de la boucle externe ne modifie guère la performance globale du système.

### 3.4.1 CDSV sous contraintes fréquentielles : cas de séquences de type $\{..f^2, f^3, f^8, f^3, f^2, f^1..\}$

Dans un premier essai, on va considérer les séquences d'application des champs de vecteurs définies dans Bornard et al. [1997] (cf. figure 3.3(a)). Ces résultats correspondent à l'état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$  avec une période de modulation fixe égale à  $T_m = 0.66msec$  (correspondant à une fréquence de commutation désirée de 1.5KHz).

Les figures 3.10 et 3.11 montrent les résultats correspondant à cet essai où l'on obtient un THD = 12,2 % avec une  $f_{sw}^o = 1.5KHz$ .

Sur ces figures on vérifie bien que l'application de ces séquences induit un cycle dont le centroïde ne se trouve pas sur les lieux de références, et que cela entraîne une erreur d'état stationnaire considérable.

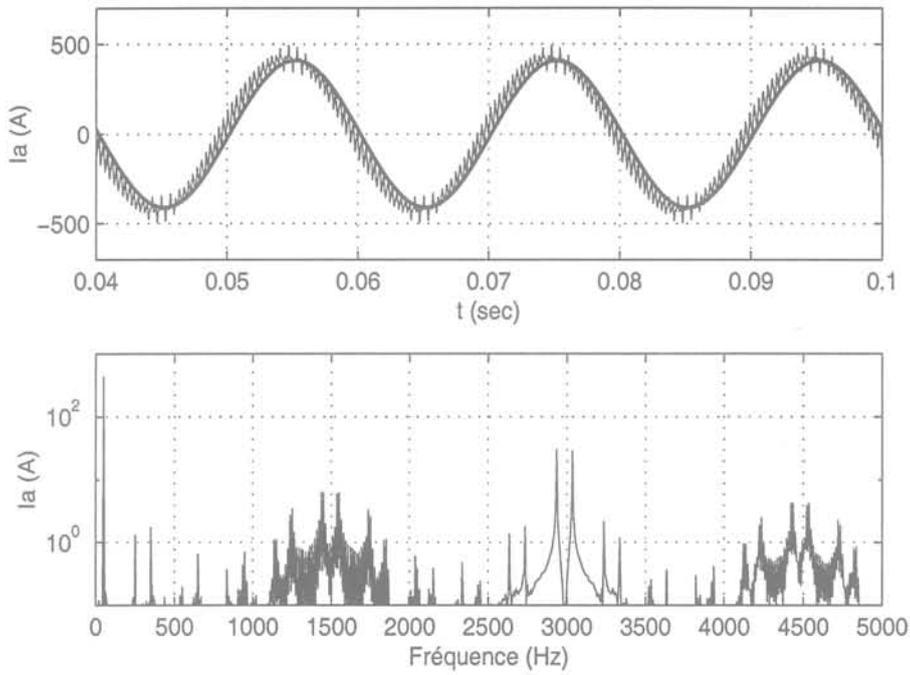


FIG. 3.10: *DSMC* sous contraintes fréquentielles avec des séquence de type  $\{\dots, f^2, f^3, f^8, f^3, f^2, f^1, \dots\}$ : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 1.5KHz$  et  $THD = 12.2\%$ .

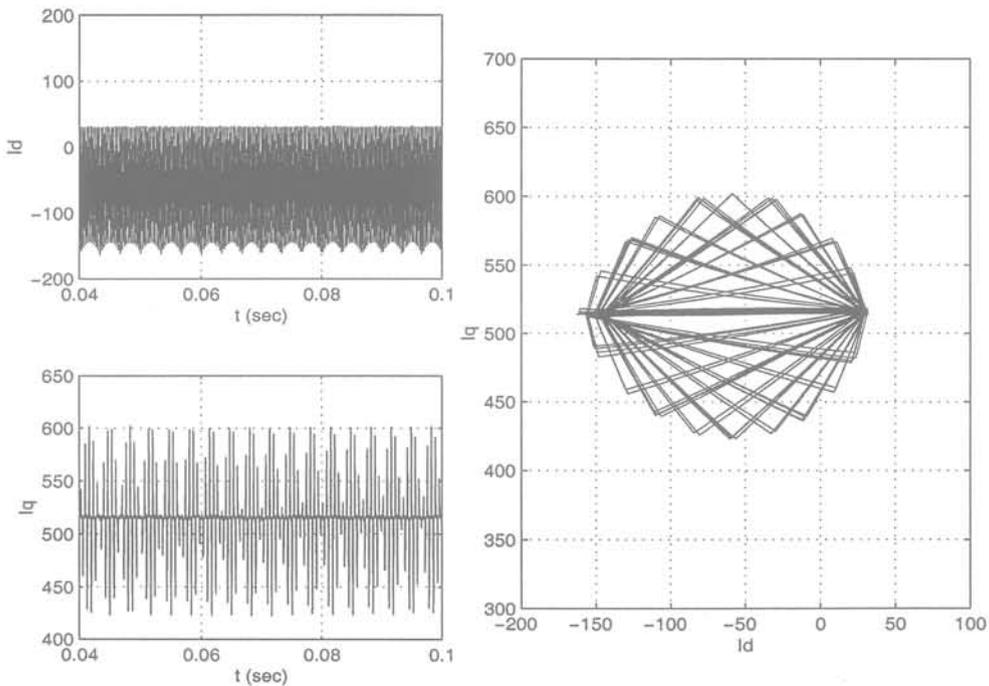


FIG. 3.11: Courants dans le repère  $dq$  et régime limite associé en utilisant des séquence de type  $\{\dots, f^2, f^3, f^8, f^3, f^2, f^1, \dots\}$ : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 1.5KHz$  et  $THD = 12.2\%$ .

### 3.4.2 CDSV sous contraintes fréquentielles : cas de séquences de type $\{..f^1, f^2, f^3, f^8, f^8, f^3, f^2, f^1.. \}$

Ensuite, en considérant l'application des séquences de type vectorielle (cf. figure 3.5), dans les figures 3.12 et 3.13 on montre les résultats pour lesquels on obtient un THD = 11.37% avec  $f_{sw}^o = 1.5\text{KHz}$ .

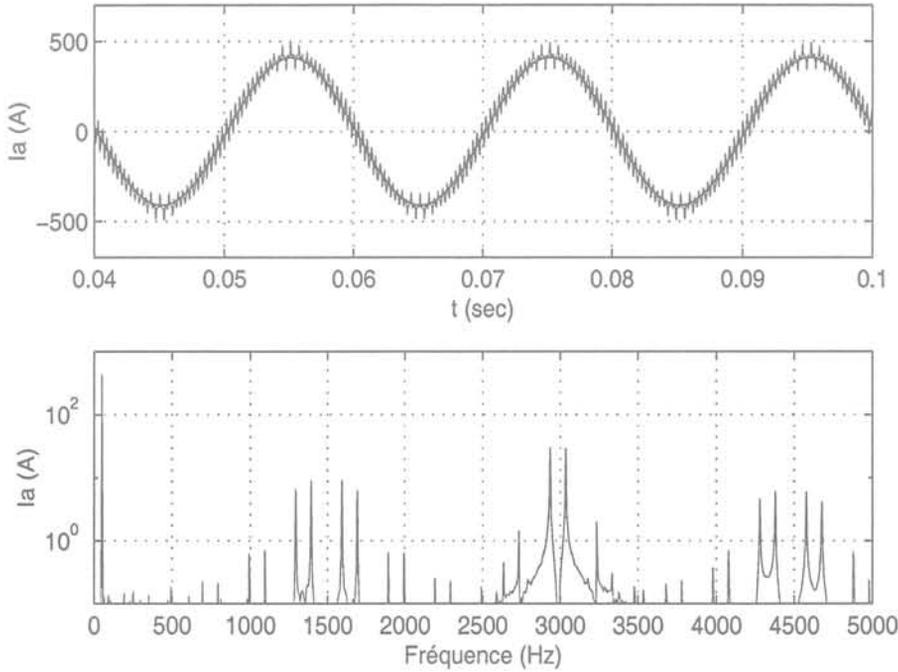


FIG. 3.12: *DSMC sous contraintes fréquentielles avec des séquences de type  $\{..f^1, f^2, f^3, f^8, f^8, f^3, f^2, f^1.. \}$ : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 1.5\text{KHz}$  et  $\text{THD} = 11.37\%$ .*

À partir de ces résultats on confirme la validité des idées exposées dans les sections précédentes. Néanmoins, sur la figure 3.13 on note l'existence d'une petite erreur d'état stationnaire qui fait que le centroïde du cycle n'est pas sur le lieu des références. Dans l'essai suivant, on montre que la grandeur de celle-ci est en rapport avec la fréquence de commutation imposée, et que dans le cas de basses fréquences de commutation, elle peut prendre des valeurs considérables comme montré sur la figure 3.16.

Les figures 3.15 et 3.16 montrent les résultats de l'essai antérieur pour une fréquence de commutation désirée de 500Hz. Dans ce cas, on obtient un  $\text{THD}=28.4\%$  avec une  $f_{sw}^o = 500\text{Hz}$ .

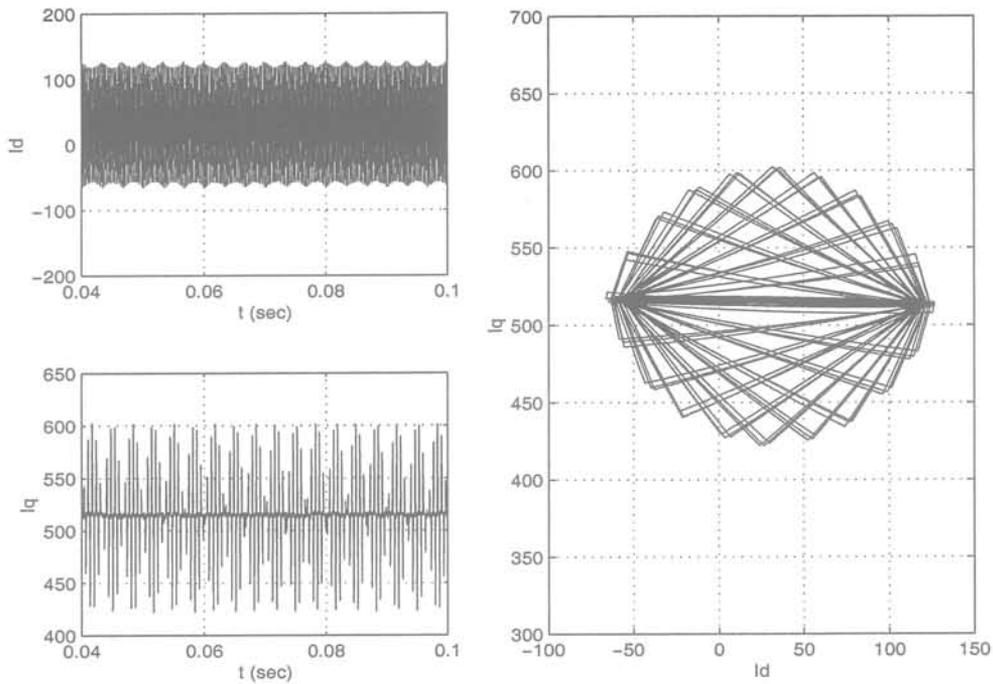


FIG. 3.13: Courants dans le repère dq et régime limite associé en utilisant des séquence de type  $\{..f^1, f^2, f^3, f^8, f^2, f^1..\}$ : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 1.5KHz$  et  $THD = 11.37\%$ .

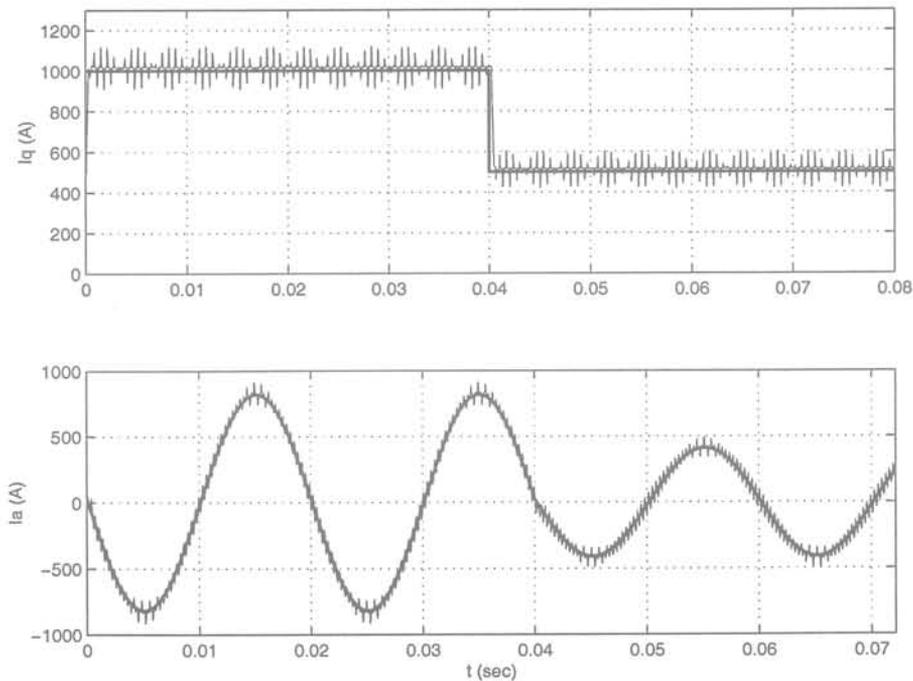


FIG. 3.14: CDSV sous contraintes fréquentielles avec un changement de consigne avec des séquences de type  $\{..f^1, f^2, f^3, f^8, f^8, f^3, f^2, f^1..\}$ : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 1.5KHz$  et  $THD = 11.37\%$ .

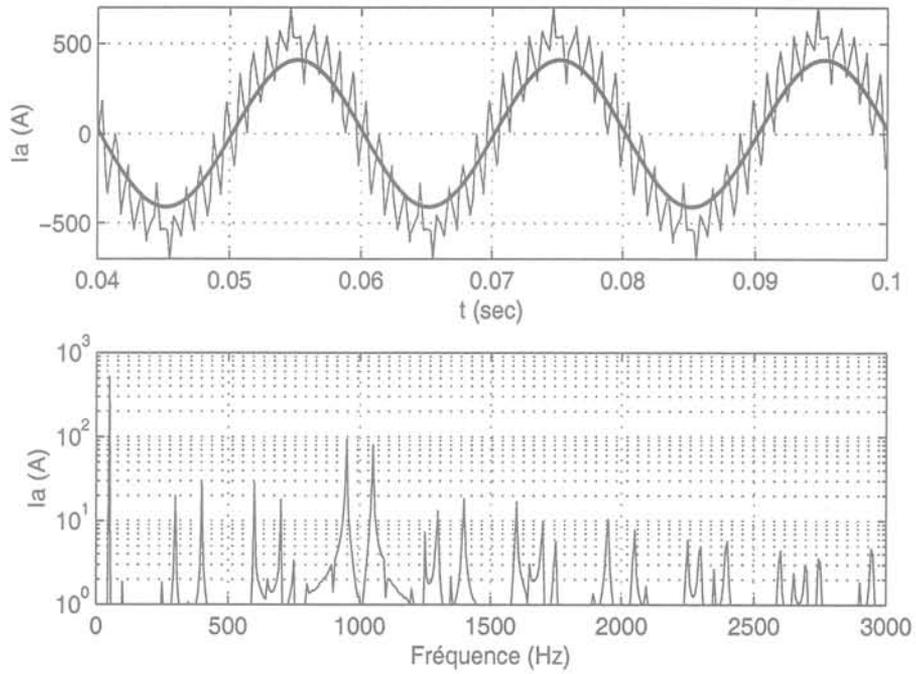


FIG. 3.15: *DSMC sous contraintes fréquentielles : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 500Hz$  et  $THD = 28.4\%$ .*

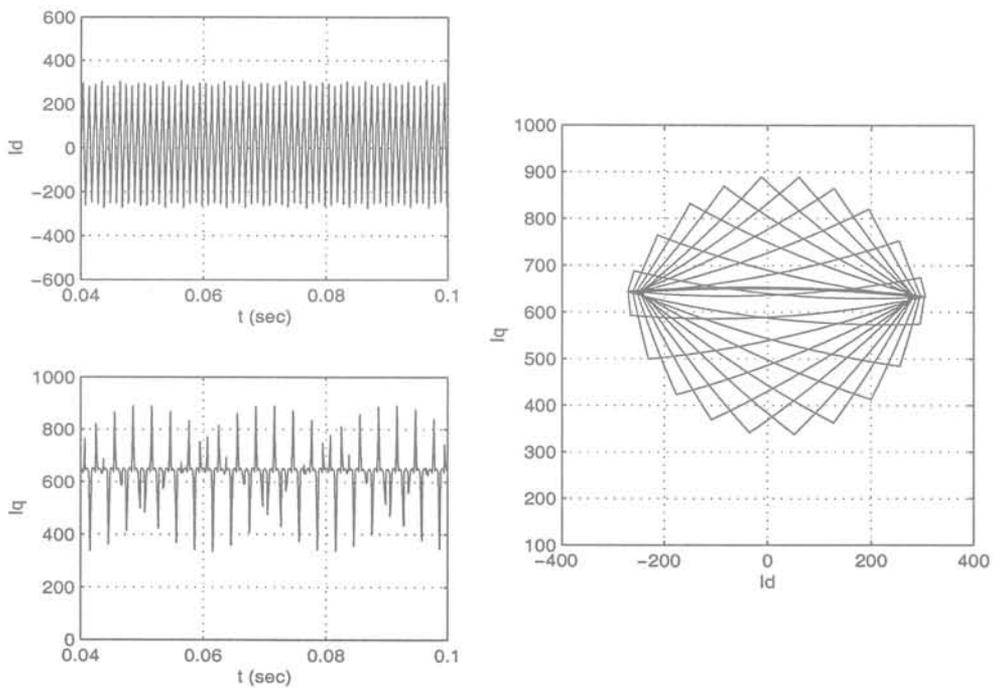


FIG. 3.16: *Courants dans le repère dq et régime limite associé : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 500Hz$ .*

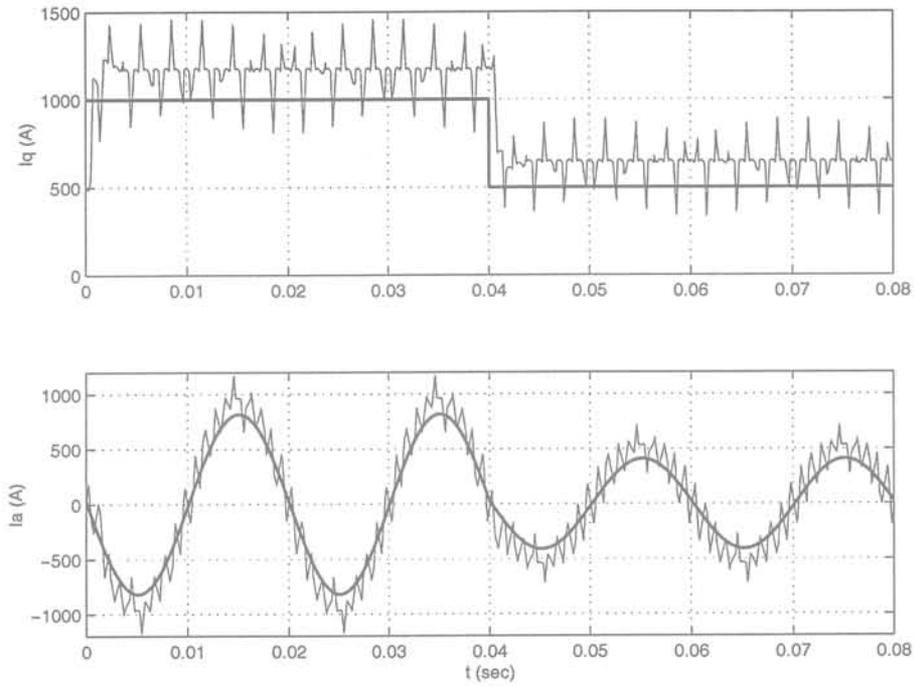


FIG. 3.17: CDSV sous contraintes fréquentielles avec changement de consigne: état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 500Hz$  et  $THD = 28.4\%$ .

### 3.4.3 CDSV sous contraintes fréquentielles avec compensation

En analysant plus en détail la méthode exposée ci-dessus, on pourrait faire une analogie avec les systèmes échantillonnés, partant du fait que le vecteur d'erreur est mis à jour tous les  $T_m/2$ . Ce serait comme si l'on échantillonnait l'erreur en utilisant un bloqueur d'ordre zéro avec une fréquence d'échantillonnage de  $T_m/2$ .

Dans le contexte des systèmes échantillonnés (Franklin et al. [1990]), il est bien connu que l'introduction du bloqueur d'ordre zéro introduit un retard d'une période d'échantillonnage dans le signal échantillonné, voir figure 3.18. Pour compenser ce retard, une pratique courante consiste à avancer le signal continu d'une demi période d'échantillonnage, de telle manière que le fondamental du signal échantillonné corresponde au signal continu, voir figure 3.18.

Concernant notre application, une demi période d'échantillonnage correspond à un temps égal à  $T_m/4$ . Ainsi, l'application de ces idées pour compenser le retard correspond à une rotation de  $\theta_c = -\omega \frac{T_m}{4}$  des vecteurs de commande. En d'autres termes, au lieu de (3.1.3) on utilisera le champ de vecteur suivant :

$$f^i = A_1 x_{12} + B_1 x_3 P(\theta - \theta_c) u^i + w_1 \quad (3.4.1)$$

Les figures 3.19 et 3.20 montrent les résultats de l'application d'une telle compensation. Dans cet essai, les performances correspondantes au THD et la  $f_{sw}^o$  restent invariantes.

Sur la figure 3.21 et 3.22 on montre une comparaison avec la commande à hystérésis pour une même fréquence de commutation.

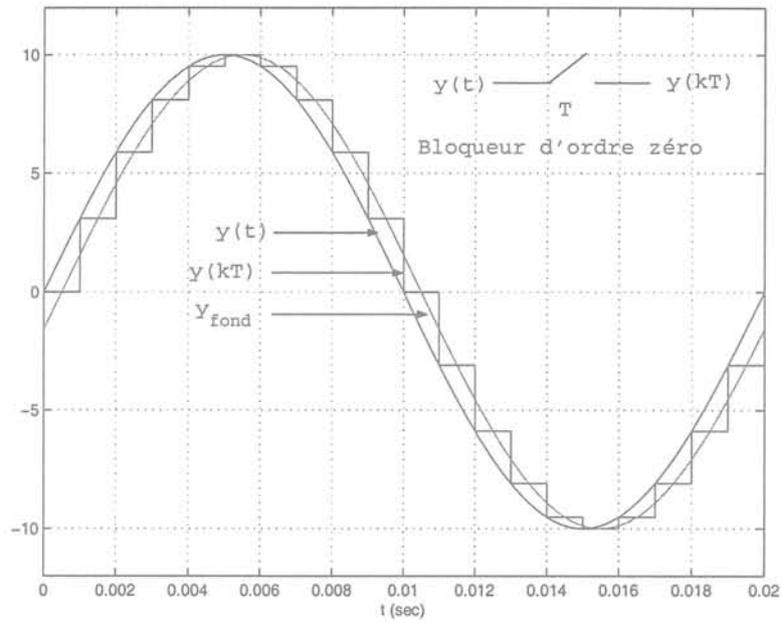


FIG. 3.18: Retard introduit par un bloqueur d'ordre zéro dans le processus d'échantillonnage

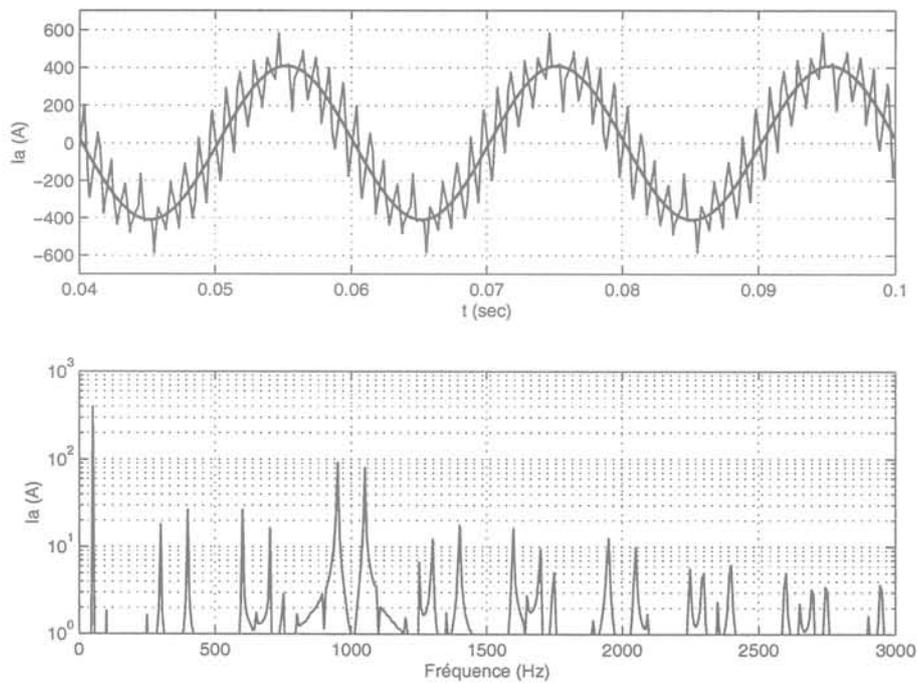


FIG. 3.19: DSMC sous contraintes fréquentielles avec compensation du retard: état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$  et  $f_{sw} = 500Hz$ .

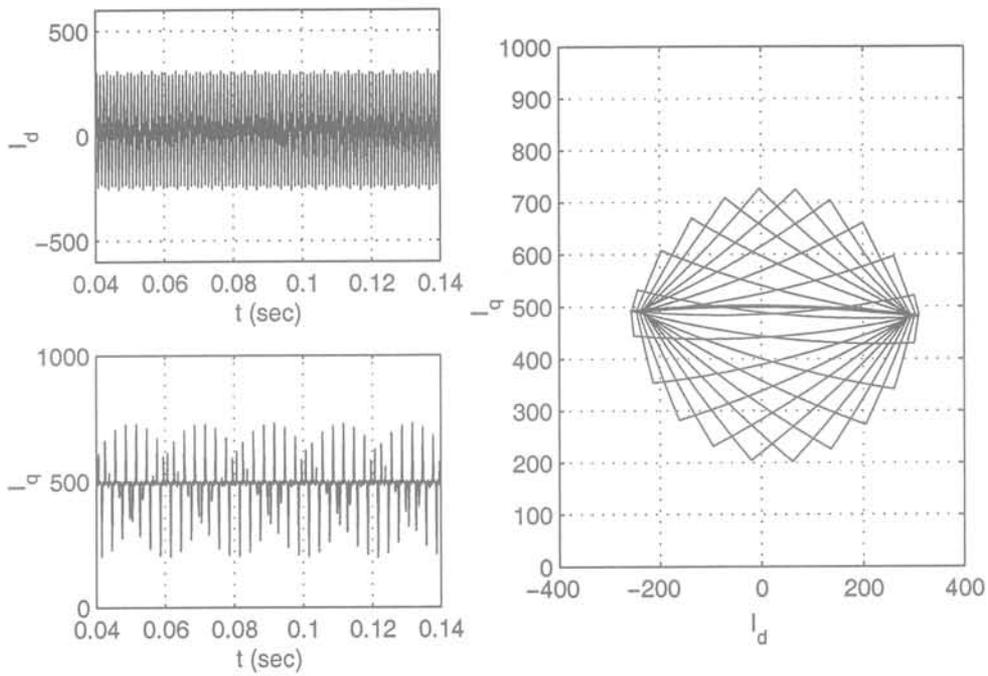


FIG. 3.20: Courants dans le repère dq et régime limite associé avec compensation : état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$  et  $f_{sw}^o = 500Hz$ .

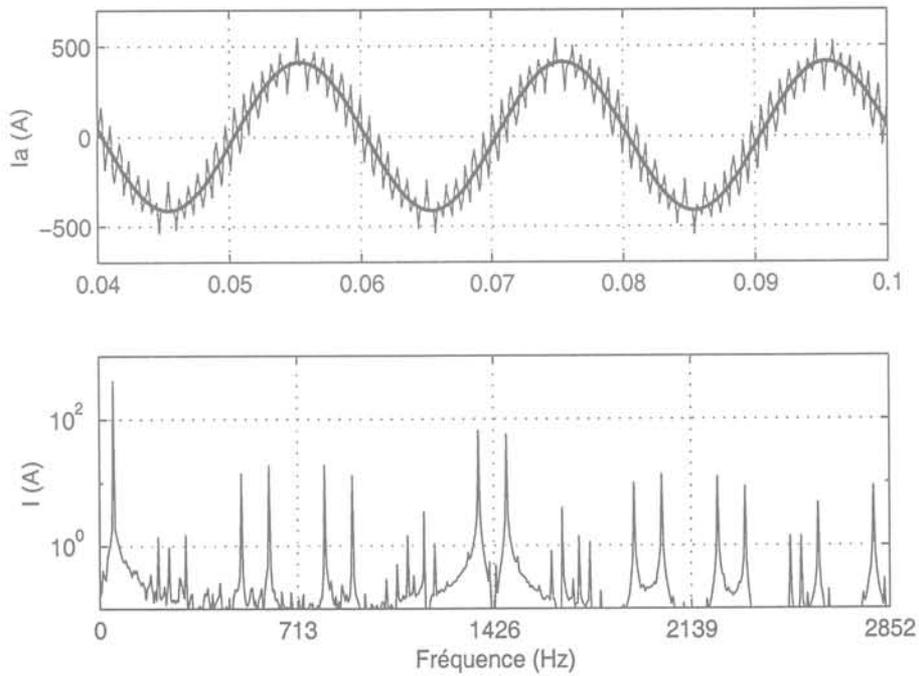


FIG. 3.21: CDSV sous contraintes fréquentielles avec compensation du retard :  $f_{sw}^o = 713Hz$  et  $THD = 26.2\%$ .

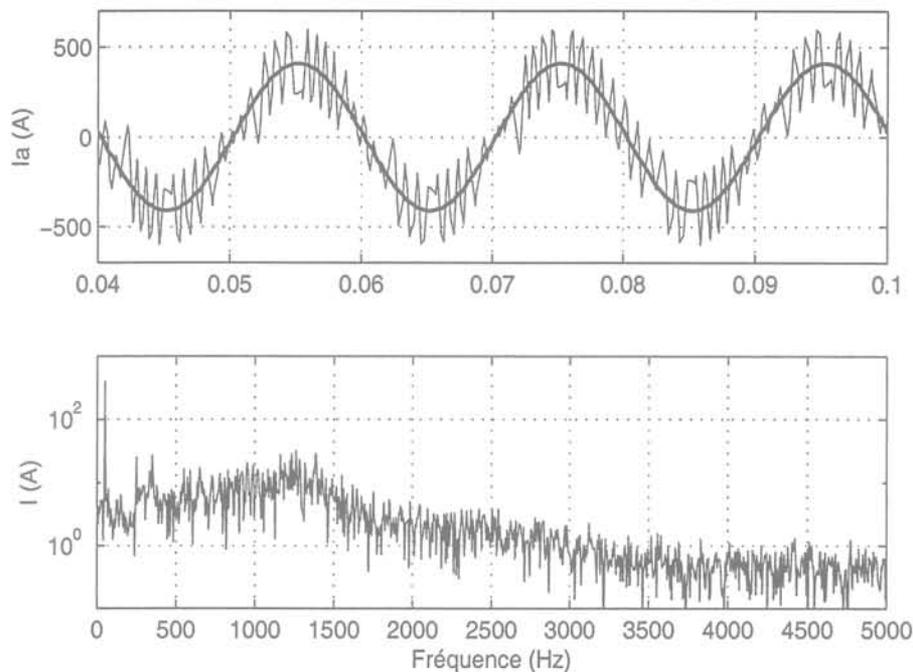


FIG. 3.22: *Commande à hystérésis avec  $\Delta=194A$  :  $f_{sw}^o=713\text{Hz}$  et  $\text{THD} = 42.1\%$*

### 3.5 Commande à Réponse-Pile MLI vectorielle

Dans cette section, nous allons développer une loi de commande complémentaire à la CDSV sous contraintes fréquentielles, dans la mesure où l'on impose une opération à fréquence fixe de commutation.

Cette approche connue comme commande à Réponse-Pile MLI vectorielle semble bien ancrée dans le domaine de l'électrotechnique. Dans la suite on ne donne que les idées de base concernant la méthode et pour plus de détails, nous conseillons de consulter les travaux de van der Broeck et al. [1988], Ogasawara et al. [1989], Wu et al. [1991] et Zhang et al. [1996].

Partant de la structure de commande représentée sur la figure 1.3, la synthèse d'une telle loi de commande comporte principalement deux problèmes :

- La synthèse du contrôleur des courants basé sur la technique à Réponse-Pile en utilisant le modèle du convertisseur dans le repère  $dq$ ,
- La construction du modulateur de type vectoriel dont la fonction est de reconstituer au moyen, le vecteur de commande issu du contrôleur à Réponse-Pile en utilisant les vraies configurations des interrupteurs.

Par la suite, on abordera ces deux problèmes d'une façon indépendante.

### 3.5.1 Contrôleur à Réponse-Pile

Également, par la suite on ne considère que la boucle interne de courants. Cela nous mène à supposer une fois de plus que la tension du bus continu est bien contrôlée et qu'elle peut jouer le rôle d'un paramètre.

De même, on va définir l'erreur des courants comme  $e_{12} = x_{12}^* - x_{12}$ . En utilisant (1.1.46), la dynamique de l'erreur s'écrit comme :

$$\dot{e}_{12} = A_1 e_{12} - B_1 x_3 u_{dq} - w_1 - A_1 x_{12}^* + \dot{x}_{12}^* \quad (3.5.1)$$

Ensuite, on va s'intéresser à imposer la dynamique de l'erreur en boucle fermée suivante :

$$\dot{e}_{12} = -\frac{1}{T_s} e_{12} \quad (3.5.2)$$

où  $T_s$  correspond à la constante de temps désirée en boucle fermée.

En égalisant (3.5.1) et (3.5.2), on trouve directement la commande qui nous permet d'imposer une telle dynamique

$$u_{dq}^* = (T_s x_3 B_1)^{-1} ((1 + T_s A_1) e_{12} - T_s (w_1 + A_1 x_{12}^* - \dot{x}_{12}^*)) \quad (3.5.3)$$

Dans le repère  $\alpha\beta$ , cette commande devient :

$$u_{\alpha\beta}^* = (T_s B_1 x_3 R(\theta))^{-1} ((1 + T_s A_1) e_{12} - T_s (w_1 + A_1 x_{12}^* - \dot{x}_{12}^*)) \quad (3.5.4)$$

Dans le domaine de l'électrotechnique, cette loi de commande est couramment appelée *à réponse-pile* même si ce terme est exclusif aux systèmes échantillonnés. Afin de maintenir la même terminologie, par la suite on utilisera le même terme.

Parmi les caractéristiques importantes de cette loi de commande, on peut mentionner :

- Sa vitesse de convergence arbitrairement rapide imposée par le paramètre  $T_s$ ,
- Une forte dépendance des paramètres du système ainsi que de la tension continue.

### 3.5.2 Modulateur vectoriel

Comme souligné auparavant, la commande donnée par (3.5.4) ne peut pas être appliquée directement au convertisseur parce que tout simplement elle ne correspond pas aux états des interrupteurs, d'où le besoin d'un modulateur. Ainsi, le rôle du modulateur est d'approximer le vecteur de référence  $u_{\alpha\beta}^*$  pendant une période de modulation, en utilisant les huit vecteurs disponibles (*cf.* au tableau 1.2))

Sur la base de la figure 3.23, la synthèse du modulateur comporte principalement trois étapes (Labrique et al. [1995] et Roye [1997]):

- Définition du vecteur de référence ( $u_{\alpha\beta}^*$ ),

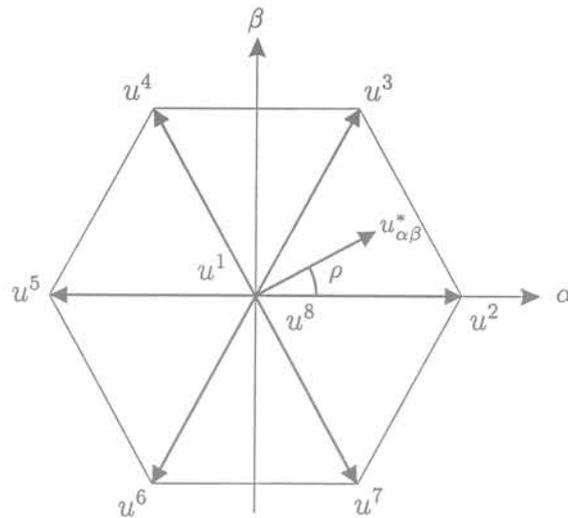


FIG. 3.23: *Modulateur vectoriel dans le repère  $\alpha\beta$*

- Approximation du vecteur de référence en utilisant les huit vecteurs disponibles,
- Définition des séquences temporelles d'application des vecteurs.

Dans la suite on abordera brièvement chacun des ces points.

### 1. Définition du vecteur de référence ( $u_{\alpha\beta}^*$ )

Partant de la figure 3.23, le vecteur de référence, issu du contrôleur à réponse-pile, peut être représenté dans le repère de coordonnées  $\alpha\beta$  comme :

$$u_{\alpha\beta}^* = u_{\alpha}^* + ju_{\beta}^* \quad (3.5.5)$$

avec ses composantes données par :

$$\begin{aligned} u_{\alpha}^* &= |u_{\alpha\beta}^*| \cos \rho \\ u_{\beta}^* &= |u_{\alpha\beta}^*| \sin \rho \end{aligned} \quad (3.5.6)$$

### 2. Approximation du vecteur de référence $u_{\alpha\beta}^*$

Le vecteur de référence est approximé sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur  $u^i$  et  $u^{i+1}$  pour  $i = 2, \dots, 6$ , et des vecteurs nuls  $u^1$  et  $u^8$ .

Pour cela, le vecteur de référence est échantillonné à la fréquence  $f_m = 1/T_m$ . Cette valeur échantillonnée ( $u_{\alpha\beta e}^*$ ) est utilisée ensuite pour résoudre le système d'équation formé par :

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta e}^* &= \frac{1}{T_m} (t'_i u^i + t'_{i+1} u^{i+1}) \\ t'_0 &= T_m - (t'_i + t'_{i+1}) \end{aligned} \quad (3.5.7)$$

où  $t'_0$  correspond au temps d'application du vecteur nul. Les vecteurs  $u^i$  et  $u^{i+1}$  sont les deux vecteurs de commande qui délimitent le triangle qui contient le vecteur de référence échantillonné.

La solution de (3.5.7) pour les temps d'application est donné par :

$$\begin{aligned} t'_i &= \sqrt{2}|u_{\alpha\beta}^*| \sin\left(i\frac{\pi}{3} - \rho\right) \\ t'_{i+1} &= \sqrt{2}|u_{\alpha\beta}^*| \sin\left(\rho - (i-1)\frac{\pi}{3}\right) \\ t'_0 &= T_m - (t'_i + t'_{i+1}) \end{aligned} \quad (3.5.8)$$

### 3. Définition des séquences d'application des vecteurs

Parmi les deux vecteurs adjacents  $u^i$  et  $u^{i+1}$ , il y a toujours un vecteur impair  $\{u^3, u^5, u^7\}$  et un vecteur pair  $\{u^2, u^4, u^6\}$ .

Étant donné que les vecteurs  $u^1$  et  $u^8$  donnent la même dynamique, la réalisation du vecteur nul est sélectionné comme suit :

- $u^1$  est utilisé avant et après  $\{u^2, u^4, u^6\}$  (vecteurs pairs),
- $u^8$  est utilisé avant et après  $\{u^3, u^5, u^7\}$  (vecteurs impairs).

Chaque période de modulation  $T_m$  est décomposée en deux demi-période  $\frac{T_m}{2}$ , et les séquences temporelles d'application des vecteurs sont celles montrées sur la figure 3.24. Remarquons que ce choix des séquences symétriques est optimal au sens d'un taux d'ondulation minimal pour une fréquence maximale de commutation fixe.

On note de même que dans ce cas, un bras ne commute que deux fois par période de modulation, la fréquence de commutation de l'onduleur  $f_{sw}$  est donc égale à  $1/T_m$ .

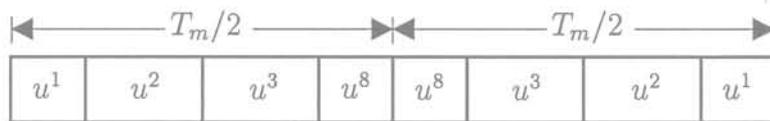


FIG. 3.24: Séquence symétrique d'application des vecteurs pour le cas du triangle 1

### 3.5.3 Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, on donne quelques résultats de simulation correspondant à l'application de la méthode exposée ci-avant, au contrôle de l'onduleur de tension travaillant en mode STATCOM. Pour les essais qui suivent, on retiendra les mêmes conditions de fonctionnement que dans le cas de la CDSV sous contraintes fréquentielles.

Sur la figure 3.25 on montre le résultat pour une fréquence de commutation désirée de 1.5kHz. Pour cet essai on obtient un THD = 11.4%.

Afin de tester la vitesse de réponse de l'algorithme de commande, sur la figure 3.26 on montre un essai face à un changement de la consigne du courant réactif de 1000A à 500A.

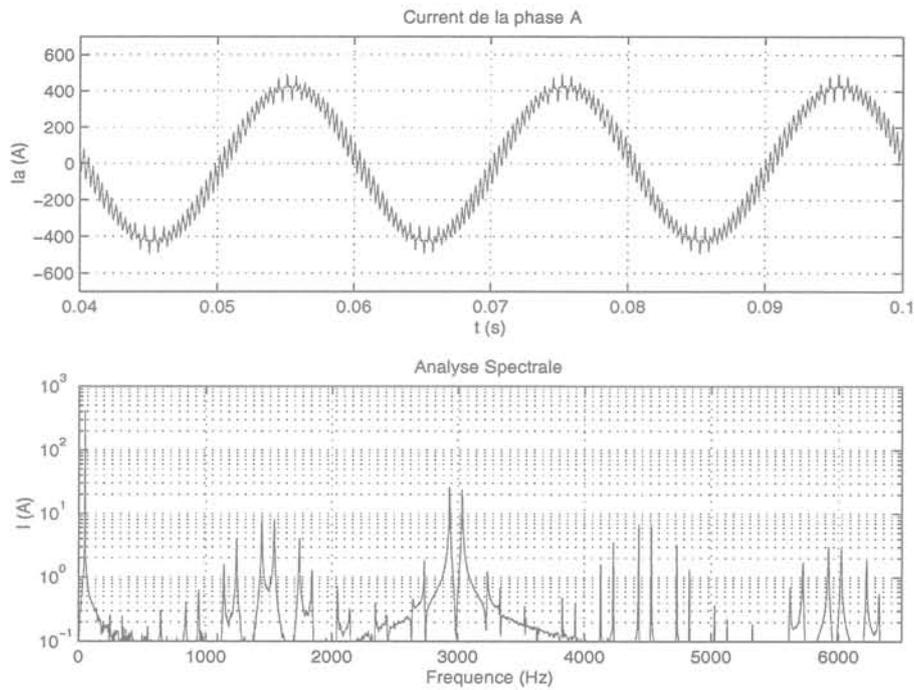


FIG. 3.25: *Commande à Réponse-pile MLI vectorielle: état de référence*  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 1.5KHz$  avec un  $THD = 11.4\%$

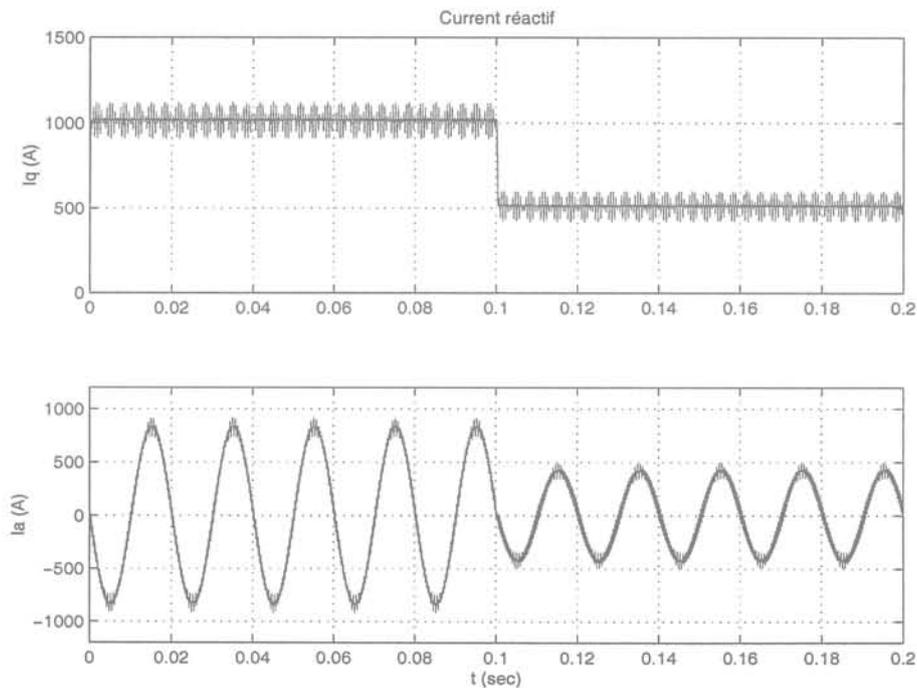


FIG. 3.26: *Commande à Réponse-pile MLI vectorielle avec un changement de consigne du courant réactif*

Sur la figure 3.27 on montre le résultat pour un mode de fonctionnement à basses fréquences de commutation. Pour une fréquence de 500Hz un THD = 28,5% est obtenu.

De même, sur la figure 3.28 on montre la réponse face à un changement de consigne du courant réactif.

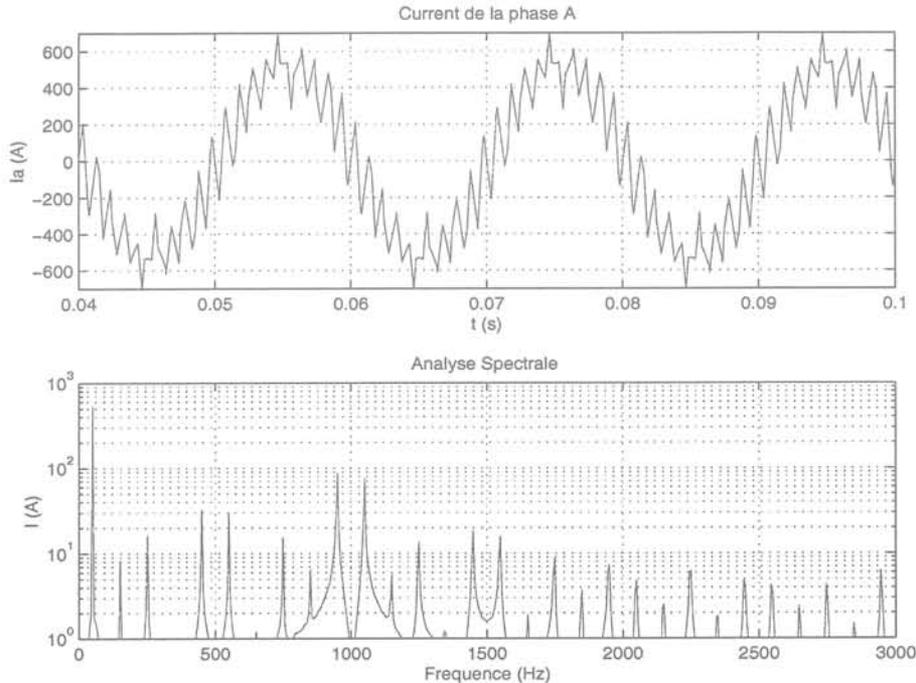


FIG. 3.27: *Commande à Réponse-pile MLI vectorielle: état de référence  $(i_d^*, i_q^*) = (30, 500)A$ ,  $f_{sw}^o = 500Hz$  avec un THD = 28.5 %*

## 3.6 Conclusion sur les essais comparatifs

En analysant de près les résultats montrés sur les figures 3.12 à 3.17 et de 3.25 à 3.28, on s'aperçoit qu'il n'y a pratiquement pas de différences importantes. Les mêmes conclusions sont valables en ce qui concerne le THD et la fréquence de commutation. Ceci s'explique facilement car l'on aboutit avec ces deux techniques à la même loi de commande. On s'efforcera d'établir les liens dans ce qui suivra.

### 3.6.1 Liens entre la CDSV sous contraintes fréquentielles et la Réponse-pile MLI vectorielle

Suite aux résultats précédents, l'intérêt de cette section est d'établir les liens existants entre les deux méthodes objet de comparaison. Principalement, on va montrer que la CDSV sous contraintes fréquentielles correspond bien à la méthode Réponse-pile MLI

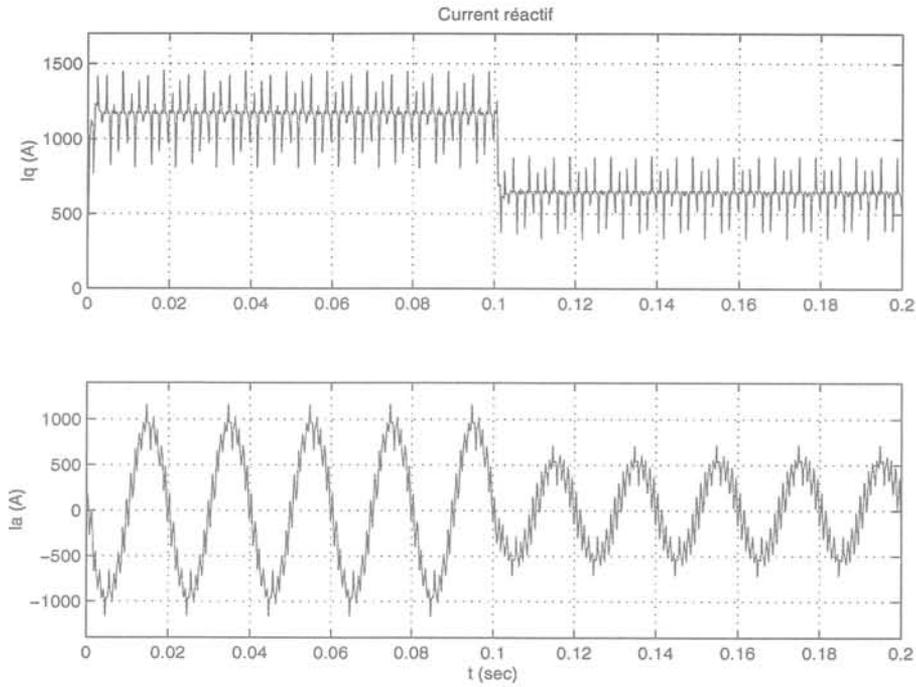


FIG. 3.28: *Commande à Réponse-pile MLI vectorielle avec un changement de consigne du courant réactif pour une  $f_{sw}^o = 500\text{Hz}$*

vectorielle. Afin d'établir les comparaisons, on parlera d'une commande réponse-pile dans le domaine continu même si cela n'a pas de sens.

Dans des sections précédentes on a montré que, pour un triangle contenant le vecteur d'erreur, le problème du calcul des temps d'application des champs de vecteurs (également des vecteurs de commande), consistait à résoudre le système suivant :

$$e = \sum_{i=1}^3 t_i f^i \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 t_i = T_m/2 \quad \text{et} \quad t_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, 3 \quad (3.6.1)$$

avec  $f^i$  défini par :

$$f^i = A_1 x_{12} + B_1 x_3 R(\theta) u_{\alpha\beta}^i + w_1 \quad (3.6.2)$$

En substituant (3.6.2) dans (3.6.1) on obtient :

$$\begin{aligned} e &= \sum_{i=1}^3 t_i (A_1 x_{12} + B_1 x_3 C u_{\alpha\beta}^i + w_1) \\ &= \frac{T_m}{2} A_1 x_{12} + \frac{T_m}{2} w_1 + B_1 x_3 R(\theta) \sum_{i=1}^3 t_i u_{\alpha\beta}^i \end{aligned} \quad (3.6.3)$$

En utilisant  $x_{12} = x_{12}^* - e_{12}$ , (3.6.3) peut être mise sous la forme suivante :

$$\frac{T_m}{2} u_{\alpha\beta}^* = \sum_{i=1}^3 t_i u_{\alpha\beta}^i \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 t_i = T_m/2 \quad \text{et} \quad t_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, 3 \quad (3.6.4)$$

avec  $u_{\alpha\beta}^*$  donnée par :

$$u_{\alpha\beta}^* = \left(\frac{T_m}{2} B_1 x_3 R(\theta)\right)^{-1} \left( (1 + \frac{T_m}{2} A_1) e - \frac{T_m}{2} (w_1 + A_1 x_{12}^*) \right) \quad (3.6.5)$$

Lors des comparaisons entre (3.5.4) et (3.6.5), les remarques suivantes s'avèrent nécessaires :

**Remarque 3.6.1.**

- En imposant  $T_s = T_m/2$  et  $\dot{x}_{12}^* = 0$  dans (3.5.4), on obtient exactement la commande donnée par (3.6.5). Cette dernière condition correspond au mode de fonctionnement du convertisseur en STATCOM,
- Il est facile à démontrer que si l'on prend :

$$\left(e + \frac{T_m}{2} \dot{x}_{12}^*\right) = \sum_{i=1}^3 t_i f^i \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 t_i = T_m/2 \quad \text{et} \quad t_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, 3 \quad (3.6.6)$$

au lieu de (3.6.1), la commande de référence  $u_{\alpha\beta}^*$  obtenue correspond exactement à celle donnée par la méthode à réponse-pile MLI vectorielle pour le cas de  $T_s = T_m/2$ .

## 3.7 Essais expérimentaux

Dans cette section quelques résultats expérimentaux seront donnés afin de valider les idées exposées dans les sections précédentes. Ces résultats ont été obtenus sur la plate-forme expérimentale mise au point au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble.

### 3.7.1 Description du banc expérimental

Dans ce paragraphe seules les principales caractéristiques du banc d'essais sont données et pour plus de détails nous renvoyons à la thèse de Guffon [2000] où tous les aspects de mise en œuvre ont été traités en détail.

La structure du banc expérimental comporte principalement deux parties: le côté matériel (onduleur de tension, charge non linéaire, filtre passif, cartes d'acquisition, processeur numérique de signal, etc.) et les aspects logiciels (interface utilisateurs, algorithmes de commande, acquisitions des mesures). L'intégration adéquate des divers éléments ont donné ainsi une structure souple d'utilisation et reconfigurable pour des diverses applications. Sur la figure 3.29 on représente le schéma unifilaire de la plate-forme et la description de chaque composant est donnée brièvement dans l'annexe ??.

Avec ce schéma, le contrôle de la position des interrupteurs ( $C_1, C_2, C_3$ ) permet d'utiliser le banc d'essai pour différentes applications, comme par exemple :

- Filtrage actif:  $C_1$  et  $C_2$  fermés,  $C_3$  ouvert.
- Redressement à prélèvement sinusoïdal à facteur de puissance unitaire:  $C_1$  ouvert,  $C_2$  et  $C_3$  fermés.
- Compensateur d'énergie réactive:  $C_1$  et  $C_3$  ouverts,  $C_2$  fermé.

### 3.7.2 Résultats expérimentaux

Par la suite, on montrera les résultats correspondant au mode de fonctionnement en redressement à prélèvement sinusoïdal à facteur de puissance unitaire.

A partir des études réalisées dans les références citées ci-dessus, les paramètres du convertisseur sont les suivants:  $V_m = 180$  V,  $\omega = 100\pi$  rd/s,  $L_s = 0.5$  mH,  $R_s = 8$  m $\Omega$ ,  $R = 100$   $\Omega$  et  $C = 4$  mF.

Pour tous les essais, la fréquence d'échantillonnage est fixée à 6.4 kHz avec une tension du bus continu réglée à 650 V. La fréquence d'échantillonnage est limitée du fait que les cartes d'acquisition des différentes mesures consomment 80  $\mu$ S. Ceci amène un temps total d'acquisition et de calcul aux environs de 100  $\mu$ S. Pour des raisons de synchronisme dans la génération de l'angle  $\theta$ , on échantillonne à une période sous multiple de celle du réseau. La plus proche valeur est 156  $\mu$ S ce qui revient à une fréquence d'échantillonnage ( $f_e$ ) de 6.4 kHz.

Les mesures et calculs ont été faits avec un analyseur de spectre DSA-Tektronix.

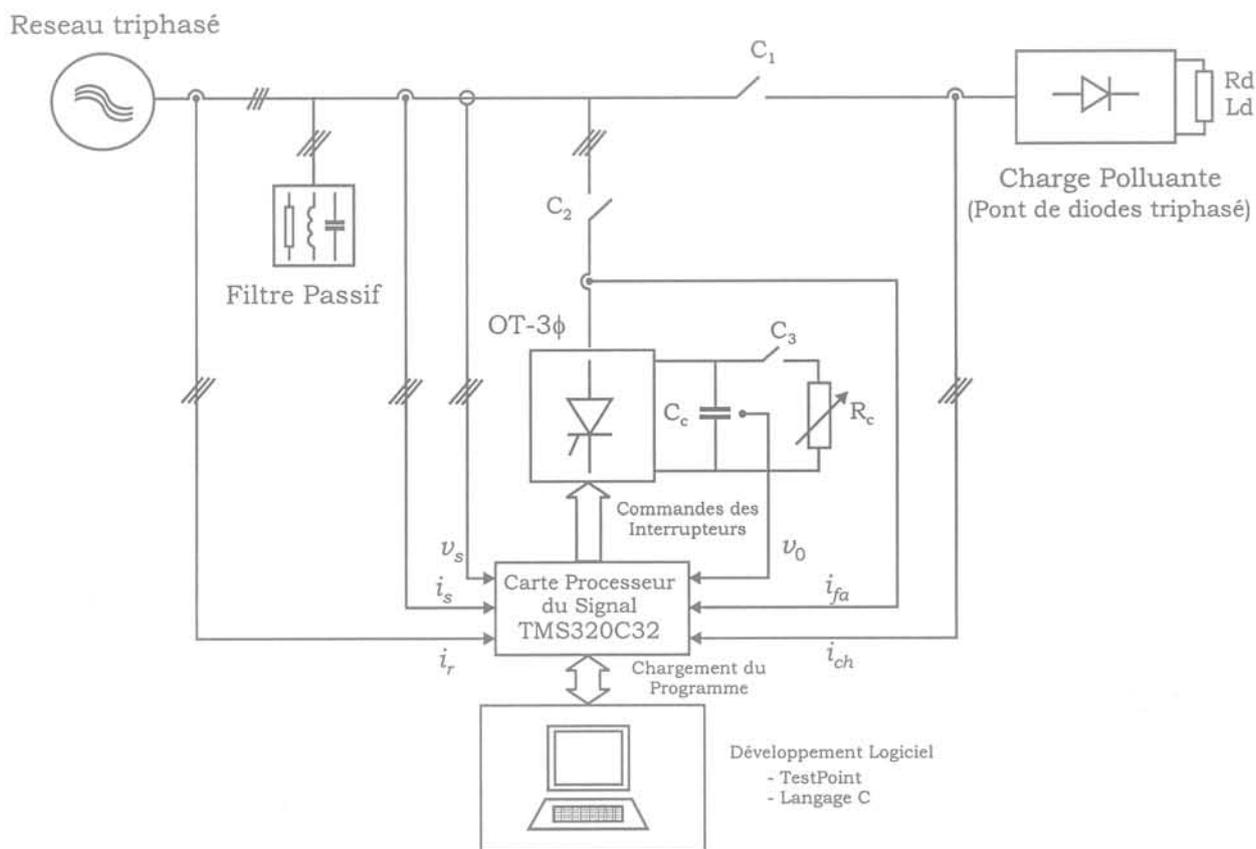


FIG. 3.29: Schéma général de la manipulation

### 3.7.2.1 Réseau à vide

Les figures 3.30 et 3.31 montrent la réponse temporelle et le spectre de la tension du réseau à vide. Cette tension a une valeur efficace de 76.4 V avec un THD de 4.31% mesuré.

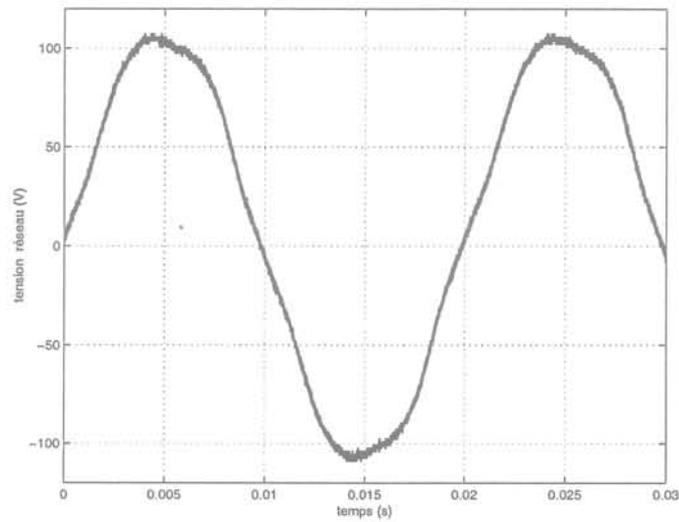


FIG. 3.30: *Forme d'onde de la tension du réseau à vide*

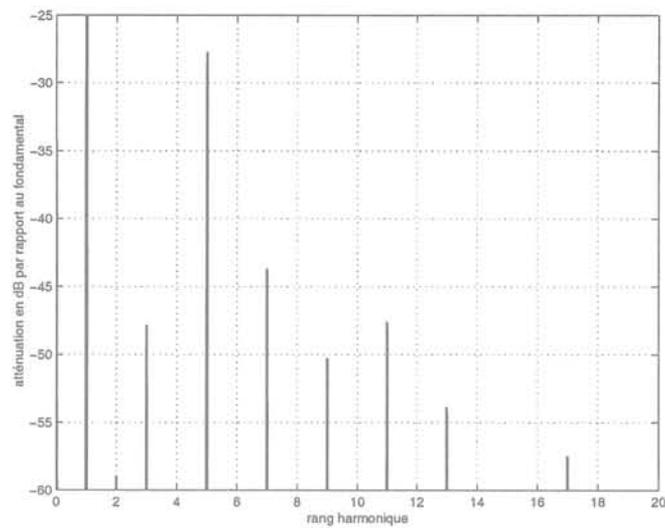


FIG. 3.31: *Spectre de la tension du réseau à vide*

### 3.7.2.2 Réseau avec une charge RC

Les figures 3.32 et 3.33 montrent la réponse temporelle et le spectre du courant avec une charge RC. Ce courant a une valeur efficace de 4.6 A avec un THD de 25.17% mesuré.

Concernant la tension du réseau pour cet essai, elle a une valeur efficace de 73.6 V avec un THD de 3.35% mesuré.

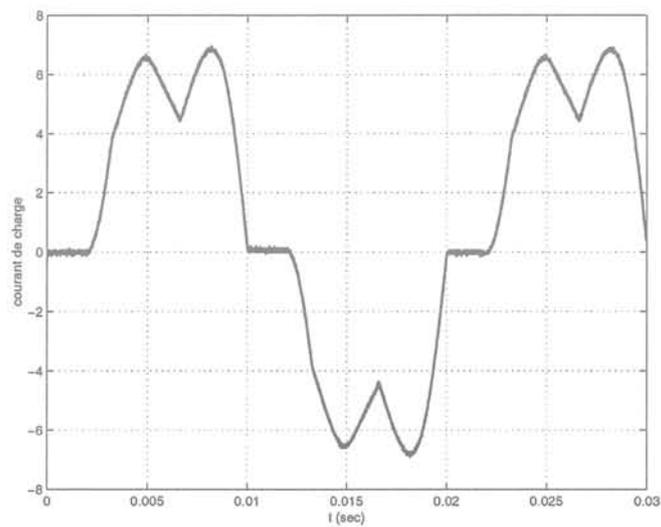


FIG. 3.32: *Forme d'onde du courant à pleine charge avec un THD = 25.17%*

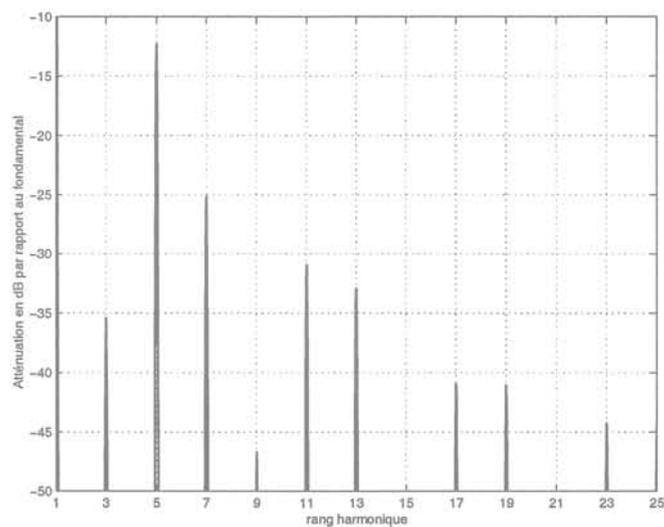


FIG. 3.33: *Spectre du courant à pleine charge*

### 3.7.2.3 Fonctionnement en redresseur à prélèvement sinusoïdal

Les figures 3.34 et 3.35 montrent la réponse temporelle et le spectre du courant avec une charge RC. Ce courant a une valeur efficace de 15.5 A avec un THD de 1.85 % mesuré.

Sur les figures 3.36 et 3.37 on observe un spectre bien confiné autour de la fréquence de commutation imposée, à savoir 6.4 kHz.

Les figures 3.36 et 3.36 montrent la réponse temporelle et le spectre de la tension du réseau. Cette tension a une valeur efficace de 75.8 V avec un THD de 3.88 % mesuré.

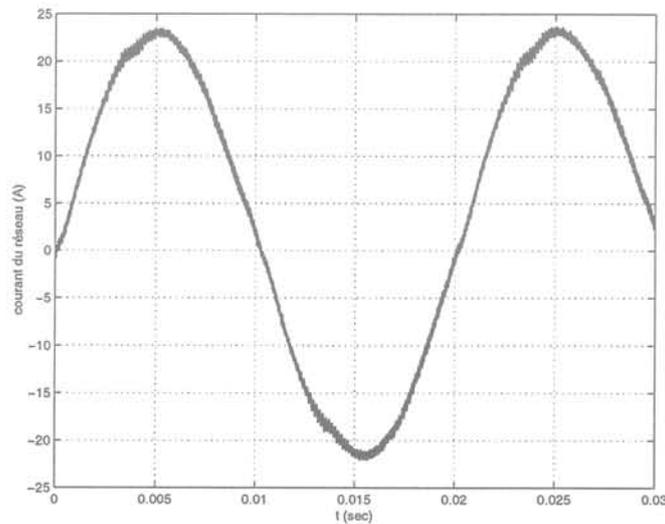


FIG. 3.34: *Forme d'onde du courant pour le cas du prélèvement sinusoïdal:  $f_{sw} = 6.4$  kHz avec un THD = 1.85 %*

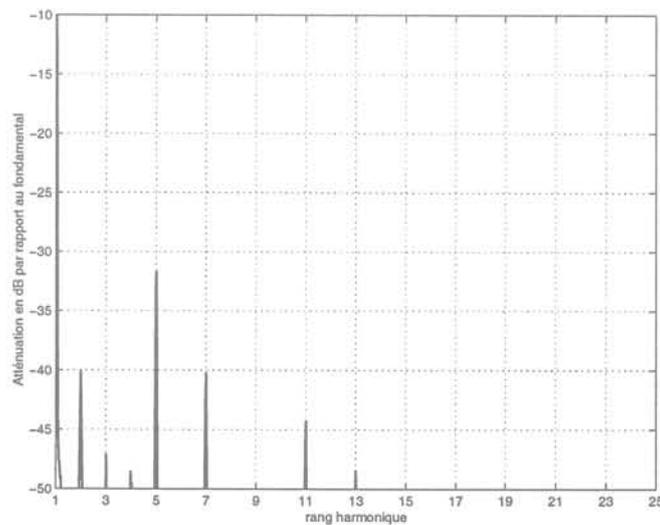


FIG. 3.35: *Spectre du courant pour cas du prélèvement sinusoïdal:  $f_{sw} = 6.4$  kHz avec un THD = 1.85 %*

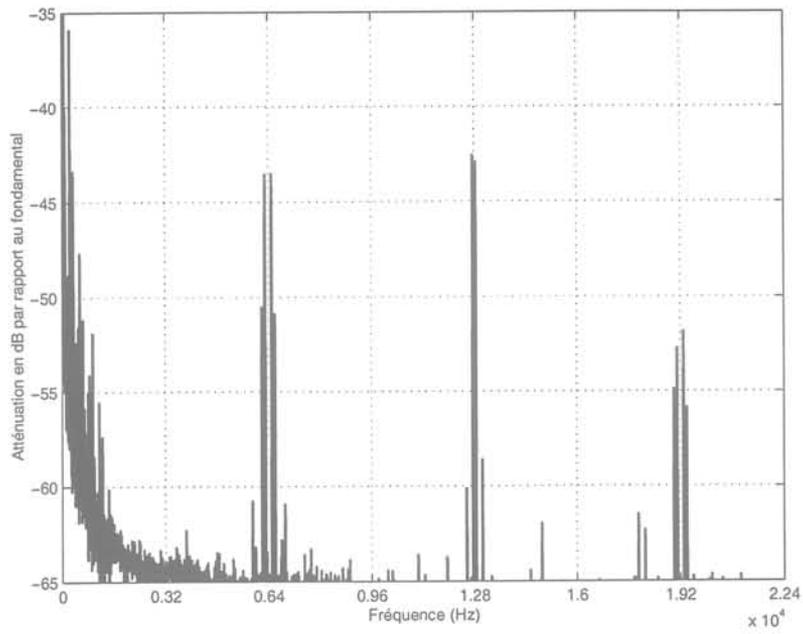


FIG. 3.36: Spectre du courant pour le cas du prélèvement sinusoïdal : détail de la figure 3.35

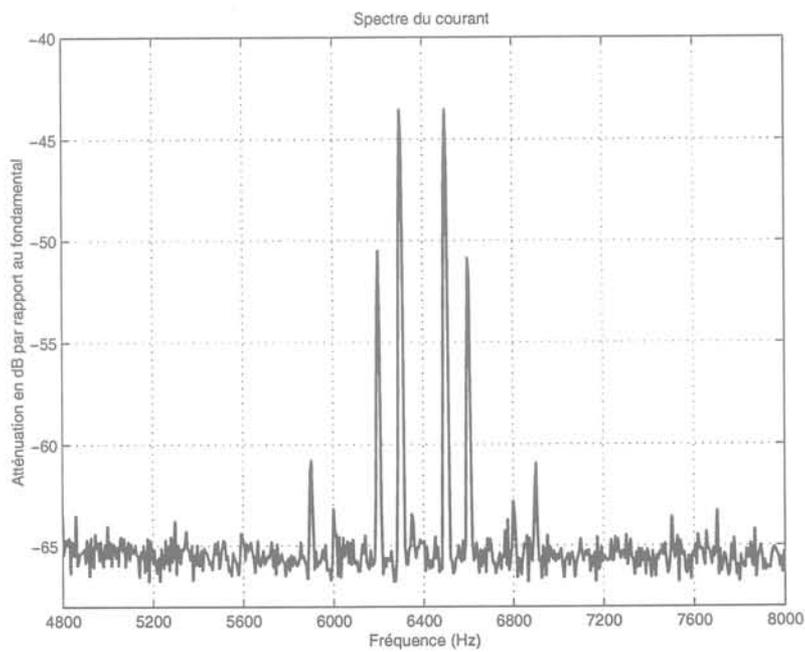


FIG. 3.37: Spectre du courant pour le cas du prélèvement sinusoïdal : détail de la figure 3.36

## 3.8 Conclusion du chapitre

Nous avons voulu dans ce chapitre améliorer la commande directe à structure variable, objet du chapitre précédent. L'amélioration s'est traduite par un confinement du spectre de découpage des courants côté alternatif. Les résultats obtenus ont été encore améliorés par l'introduction d'une compensation des retards induits par l'échantillonnage de la mesure.

Par ailleurs, en cherchant une technique similaire à des fins de comparaison, la réponse-pile MLI vectorielle, on s'aperçoit que la CDSV sous contraintes fréquentielles aboutit aux mêmes résultats que cette dernière.

Enfin, nous avons montré qu'il était possible d'implanter théoriquement nos lois de commande dans un banc expérimental de puissance. Les résultats obtenus ont confirmé la justesse des conclusions théoriques et autres simulations.

Observabilité et observateurs pour  
l'OT- $3\phi$



## Chapitre 4

# Observabilité et observateurs pour l'OT-3 $\phi$

Dans ce chapitre, on va s'intéresser au problème dual de la commande : la synthèse des observateurs pour les convertisseurs de puissance. D'une façon générale, on peut dire que la fonction principale d'un tel système dynamique est d'estimer l'état du système à partir des entrées et sorties mesurables. C'est ainsi que ce genre de structure trouve une application intéressante dans l'électronique de puissance, que cela soit pour réduire le nombre de capteurs, ou bien, dans la surveillance du fonctionnement des capteurs existants (redondance analytique).

Dans une première partie, on évoquera le problème de l'observation et on discutera la propriété structurale appelée *observabilité*. Étant donné que le modèle dynamique de l'OT-3 $\phi$  est non linéaire, le problème de l'observation sera donc posé dans le contexte de systèmes non linéaires.

Ensuite, on présentera deux cas pour lesquels la construction d'un tel système est possible. Ainsi, on s'intéresse à estimer la tension du bus continu à partir des mesures des courants du côté alternatif, puis on s'intéressera à l'observation des courants du côté alternatif à partir de la mesure de la tension continue.

Concernant la synthèse des observateurs, on présente deux techniques différentes qui nous permettront de résoudre le problème de l'observation, à savoir un observateur de type filtre de Kalman et un observateur basé sur la théorie des modes glissants.

Enfin, nous donnerons des résultats de simulation qui permettront de mettre en évidence les principales caractéristiques des algorithmes proposés.

## 4.1 Problème de l'observation

On considère le système non linéaire général suivant :

$$(\Sigma) : \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.1.1)$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$  et  $y \in \mathbb{R}^p$ .

Pour le système  $(\Sigma)$  décrit par (4.1.1), le rôle d'un observateur consistera à estimer l'état du système  $x(t)$  à partir de grandeurs supposées connues; c'est-à-dire, son entrée  $u(t)$  (issue de l'algorithme de commande), et sa sortie  $y(t)$  (mesurée par des capteurs). La figure 4.1 décrit la structure d'un tel système.

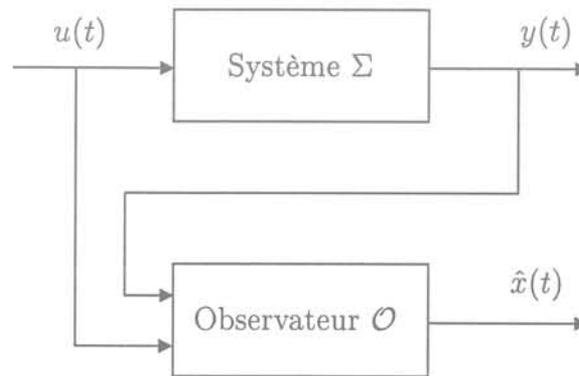


FIG. 4.1: Observateur

D'une façon générale, un tel système peut être représenté comme suit

$$(\mathcal{O}) : \begin{cases} \dot{w} = \hat{f}(w, u, y) \\ \hat{x} = \hat{h}(w, u, y) \end{cases} \quad (4.1.2)$$

et il doit vérifier la propriété que l'état estimé converge vers l'état réel, *i.e.*  $\|\hat{x}(t) - x(t)\| \rightarrow 0$  quand  $t \rightarrow \infty$ . En général, si  $\hat{x}(0) = x(0)$  alors  $\forall t \geq 0$  on a que  $\hat{x}(t) = x(t)$ .

Dans le cas où cette convergence est exponentielle, on parlera d'un *observateur exponentiel*.

En suivant une démarche classique, le problème de synthèse d'un observateur pour un système dynamique peut être analysé en deux parties.

La première concerne l'étude de la propriété structurelle d'un système appelée *observabilité*. Celle-ci traduit d'une certaine manière la possibilité d'obtenir l'état d'un système à partir des informations disponibles, à savoir ses entrées et sorties mesurées. Cette propriété étant vérifiée, la deuxième étape consiste à réaliser la synthèse de l'observateur proprement dit.

Dans les sections qui suivent, on analysera plus en détail ces deux aspects pour le cas des systèmes non linéaires. Ensuite, on appliquera ces résultats au cas particulier l'OT-3 $\phi$ .

### 4.1.1 Observabilité des systèmes non linéaires

En général, on peut dire qu'une condition nécessaire à l'existence d'un observateur est donnée par la notion d'observabilité du système, qui traduit en un sens, la possibilité d'obtenir son état en fonction de ses entrées/sorties. Dans le cas linéaire, cette condition est indépendante de l'entrée, et elle est également suffisante pour garantir l'existence d'un observateur, à vitesse de convergence exponentielle et arbitrairement rapide.

Pour les systèmes non linéaires, malgré l'abondance des résultats disponibles, il n'existe pas de solution systématique. Une des raisons en est que, contrairement au cas linéaire, l'observabilité d'un système non linéaire dépend de l'entrée appliquée. D'une façon générale, on a donc que l'observabilité d'un système non linéaire ne suffit pas à la synthèse d'un observateur et qu'une telle synthèse doit prendre en compte le problème des entrées.

Par la suite, on appellera *entrée universelle*, une entrée qui nous permettra de réaliser la synthèse de l'observateur. Dans le cas contraire, elle sera appelée *entrée singulière*. Également, on parlera des *systèmes uniformément observables* dans le cas particulier des systèmes dépourvus d'entrées singulières; dans le cas contraire, on fera référence à un *système non uniformément observable*.

Contrairement au cas linéaire, il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité d'un système non linéaire. Néanmoins, Hermann et Krener [1977] ont introduit une notion d'observabilité locale faible qui est caractérisable par une condition du rang analogue au cas linéaire.

**Définition 4.1.1. (Hermann et Krener [1977]).** *Le système décrit par (4.1.1) est dit localement observable (ou observable au sens du rang), si pour un voisinage de  $x_0$  il existe des entiers non négatifs  $l_1, l_2, \dots, l_p$  avec  $l_1 + l_2 + \dots + l_p = n$  tels que dans  $\mathbb{R}^n$ , la matrice définie par (4.1.3)*

$$\bar{O} = \begin{bmatrix} L_f^0\left(\frac{\partial h_1}{\partial x}\right) \\ L_f^1\left(\frac{\partial h_1}{\partial x}\right) \\ \vdots \\ L_f^{l_1-1}\left(\frac{\partial h_1}{\partial x}\right) \\ L_f^0\left(\frac{\partial h_2}{\partial x}\right) \\ L_f^1\left(\frac{\partial h_2}{\partial x}\right) \\ \vdots \\ L_f^{l_2-1}\left(\frac{\partial h_2}{\partial x}\right) \\ \vdots \\ L_f^0\left(\frac{\partial h_p}{\partial x}\right) \\ \vdots \\ L_f^{l_p-1}\left(\frac{\partial h_p}{\partial x}\right) \end{bmatrix} \quad (4.1.3)$$

*est non singulière.*

où la dérivée de Lie de  $h$  par rapport à  $f$  est définie comme

$$L_f h = L_f(h) = \left\langle \frac{\partial h}{\partial x}, f \right\rangle \quad (4.1.4)$$

Dans la suite, on utilisera la notation suivante :

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= h \\ L_f^1 h &= L_f h \\ &\vdots \\ L_f^k h &= L_f(L_f^{k-1} h) \end{aligned} \quad (4.1.5)$$

### 4.1.2 Synthèse des observateurs non linéaires

D'une façon générale, on peut dire que le problème de la synthèse des observateurs pour les systèmes linéaires (variants ou invariants dans le temps) est complètement résolu, et des méthodologies plus ou moins constructives sont reportées dans de nombreuses références, par exemple Kailath [1980], O'Reilly [1983] et Lewis [1986].

En ce qui concerne les systèmes non linéaires, la situation est complètement différente, et à ce jour il n'existe pas une méthodologie générale qui soit applicable à un système non linéaire général de la forme (4.1.1). Comme mentionné ci-avant, l'une des raisons en est que l'observabilité d'un système non linéaire dépend de l'entrée appliquée. À cela il faut ajouter la complexité structurale intrinsèque des systèmes non linéaires.

Néanmoins, dans la littérature il existe des résultats pour divers classes de systèmes sous des formes particulières, ou bien vérifiant des conditions particulières de structure.

On tient à souligner que l'objectif de ce travail de thèse n'est pas de développer la théorie des observateurs non linéaires, mais plutôt d'exploiter les résultats disponibles afin de résoudre le problème de l'observation qui nous concerne. Nous conseillons de consulter les travaux de Besançon [1996] et Lynch [1999], lesquels constituent une bonne introduction au sujet.

Il n'est pas question non plus de présenter une comparaison exhaustive des techniques de synthèse d'observateurs non linéaires pour le convertisseur étudié. On se limitera à la présentation de deux méthodes de synthèse qui nous permettront d'exploiter les propriétés d'observabilité du convertisseur.

Sur la base de ces deux travaux de thèse et des études comparatives de différentes techniques de synthèse (voir Walcott et al. [1987] et Thein et Misawa [1995]), on a choisi deux observateurs différents dans leur principes, à savoir un observateur de type Kalman et un observateur basé sur la théorie des modes glissants. Ce choix a été basé sur leurs propriétés de robustesse, leur simplicité d'implémentation et leur "applicabilité" d'un point de vue pratique.

#### 4.1.2.1 Observateur de type Kalman pour les systèmes variants dans le temps

Sans entrer dans les détails, on donne le théorème principal qui nous permettra de réaliser la synthèse d'un observateur de type Kalman. Pour plus de détails, nous conseillons de consulter les références données ci-dessous.

Pour ce faire, on va considérer la classe de systèmes qui peuvent être mis sous la forme *affine modulo injection d'Entrées/Sorties* suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(u)x + \varphi(u, y) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (4.1.6)$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$  et  $y \in \mathbb{R}^p$ .

Pour un système sous cette forme, on énonce le théorème suivant :

**Théorème 4.1.1.** (Bornard et al. [1988]; Hammouri et Morales [1990]) *Si dans le système (4.1.6),  $A(u)$  et  $\varphi(u, y)$  sont uniformément bornées sur le domaine des entrées admissibles, alors pour toute entrée  $u(t)$  régulièrement persistante pour (4.1.6) et tout  $\zeta > 0$ ; il existe  $\theta > 0$ , tel que le système suivant est un observateur pour (4.1.6)*

$$\dot{\hat{x}} = A(u)\hat{x} + \varphi(u, y) - S^{-1}C^TQ(C\hat{x} - y) \quad (4.1.7)$$

où  $S$  est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= -\theta S - A^T(u)S - SA(u) + C^TQC \\ S_0 &> 0, \quad Q > 0 \end{aligned} \quad (4.1.8)$$

et satisfaisant  $\|\hat{x}(t) - x(t)\| \leq \exp(-\zeta t)$ .

Remarquons également que l'erreur d'observation obtenue avec (4.1.7) admet une dynamique de la forme  $\dot{e} = (A(u) - S^{-1}C^TQC)e$ .

### 4.1.2.2 Observateurs à modes glissants

D'une façon générale, on peut dire que la synthèse d'un observateur basé sur la théorie de modes glissants est un problème dual de la réalisation des contrôleurs issus de la théorie de systèmes à structure variable.

L'observateur à modes glissant est, fondamentalement, un observateur conventionnel de type Luenberger auquel on ajoute un terme discontinu. Dans la suite, on verra que ce terme permet d'assurer certaines propriétés de robustesse face aux erreurs paramétriques et/ou perturbations.

Analogue au problème de la commande, la synthèse d'un observateur à modes glissants consiste à définir une surface (image des erreurs d'observation) et un nombre des conditions sur lesquelles cette surface devient attractive et invariante.

Dans la suite, on présentera l'approche pour le cas d'un système non linéaire général, et les détails seront abordés dans les sections suivantes lors de l'application au convertisseur de puissance. Et comme précédemment, dans ce paragraphe on ne donne que les principaux résultats de la méthode. Pour plus de détails, nous conseillons de consulter par exemple, les travaux de Slotine et al. [1987], Drakunov et Utkin [1995], Hernandez et Barbot [1996], Barbot [1997] et Wang et al. [1997].

On considère le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, t) \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{4.1.9}$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$  et  $y \in \mathbb{R}^p$ .

On définit la structure d'un observateur pour (4.1.10) comme :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(\hat{x}, t) - H\tilde{y} - K1_S\tag{4.1.10}$$

avec

$$\tilde{y}_i = c_i \hat{x} - y_i$$

où  $c_i$  est la  $i$ -ème ligne de la matrice  $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ ,  $\hat{x} \in \mathbb{R}^n$ ,  $\hat{f}$  est l'estimé du modèle  $f$ ,  $H$  et  $K \in \mathbb{R}^{n \times p}$  sont des gains à spécifier et  $1_S \in \mathbb{R}^p$  est le vecteur discontinu défini par :

$$1_S = [\text{sign}(\tilde{y}_1) \text{sign}(\tilde{y}_2) \dots \text{sign}(\tilde{y}_p)]^T\tag{4.1.11}$$

Ensuite, on définit la surface de glissement en fonction des erreurs d'observation de la façon suivante :

$$\begin{aligned}s &= \tilde{y} = C(\hat{x} - x), \quad s \in \mathbb{R}^p \\ \tilde{x} &= \hat{x} - x\end{aligned}\tag{4.1.12}$$

Ainsi, la dynamique de l'erreur d'observation devient :

$$\dot{\tilde{x}} = \Delta f - H\tilde{y} - K1_S\tag{4.1.13}$$

où

$$\Delta f = \hat{f}(\hat{x}, t) - f(x, t) \quad (4.1.14)$$

Par convenance, on va réécrire cette dynamique comme :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{f} \quad \text{avec} \quad \tilde{f} \triangleq \Delta f - H\tilde{y} - K1_s \quad (4.1.15)$$

À partir de la théorie de systèmes à structure variable (Utkin [1978]), la surface de glissement  $s = 0$  est attractive si,

$$s_i \dot{s}_i < 0 \quad \text{pour} \quad i = 1, \dots, p \quad (4.1.16)$$

Ainsi, une condition suffisant à l'existence du régime glissant sur  $s$ , est donnée par

$$s_i \dot{s}_i < -\eta |s_i| \quad \text{pour} \quad i = 1, \dots, p \quad (4.1.17)$$

pourvu qu'elle soit vérifiée dans un voisinage arbitrairement petit de  $s_i$ .

De même, on constate qu'une fois que le système entre dans le mode de glissement, son évolution est gouvernée par une dynamique réduite, à savoir que la dimension du système passe de  $n$  à  $(n - p)$ .

Jusqu'ici on a discuté seulement le comportement du système en dehors de la surface  $s = 0$ . Afin de compléter l'étude, il ne nous reste qu'analyser les propriétés de cette dynamique réduite. Pour ce faire, on va utiliser la méthode du contrôle équivalent d'Utkin [1978] bien que l'on aurait pu utiliser l'approche de Filippov [1960].

L'obtention de l'expression de la dynamique réduite est basée sur le calcul du vecteur de commutation équivalent  $\tilde{1}_s$  sur la surface de commutation. À partir de la condition d'invariance  $s \equiv 0$  et  $\dot{s} \equiv 0$ , on obtient :

$$\dot{s} = C\dot{\tilde{x}} = C(\Delta f - K\tilde{1}_s) = 0 \quad (4.1.18)$$

En supposant que la matrice  $(CK)$  est inversible, le vecteur de commutation équivalent est ainsi décrit par :

$$\tilde{1}_s = (CK)^{-1}C\Delta f \quad (4.1.19)$$

Enfin, la substitution de  $\tilde{1}_s$  dans (4.1.15) nous permet d'obtenir l'expression de la dynamique réduite

$$\dot{\tilde{x}}_{eq} = (1 - K(CK)^{-1}C)\Delta f \quad (4.1.20)$$

La synthèse de l'observateur consiste donc à sélectionner  $H$  et  $K$  dans (4.1.10), de telle sorte que l'on assure, en même temps, l'attractivité de la surface de glissement et la stabilité de la dynamique réduite.

## 4.2 Synthèse d'un observateur de $v_0$ à partir de mesures de $(i_d, i_q)$

Dans cette section, on s'intéresse à la synthèse d'un observateur de la tension continue en utilisant les mesures des courants du côté alternatif et la commande issue du contrôleur (voir figure 4.2).

En utilisant les résultats exposés ci-avant, dans une première partie la propriété d'observabilité du convertisseur correspondant aux sorties retenues sera analysée en détail. Ensuite, la synthèse des observateurs sera abordée en considérant les deux types d'observateurs choisis : l'observateur de type Kalman et l'observateur par modes glissants.

Finalement, on présentera quelques résultats de simulation qui nous permettront de mettre en évidence ses principales propriétés.

Afin de rester cohérents avec le développement de la commande, toutes les analyses présentées par la suite seront basées sur le modèle de l'OT-3 $\phi$  exprimé dans le repère  $dq$ . Cependant, il est à noter que les résultats des analyses sont encore valables dans les différents repères de coordonnées étant donnée la nature des transformations.

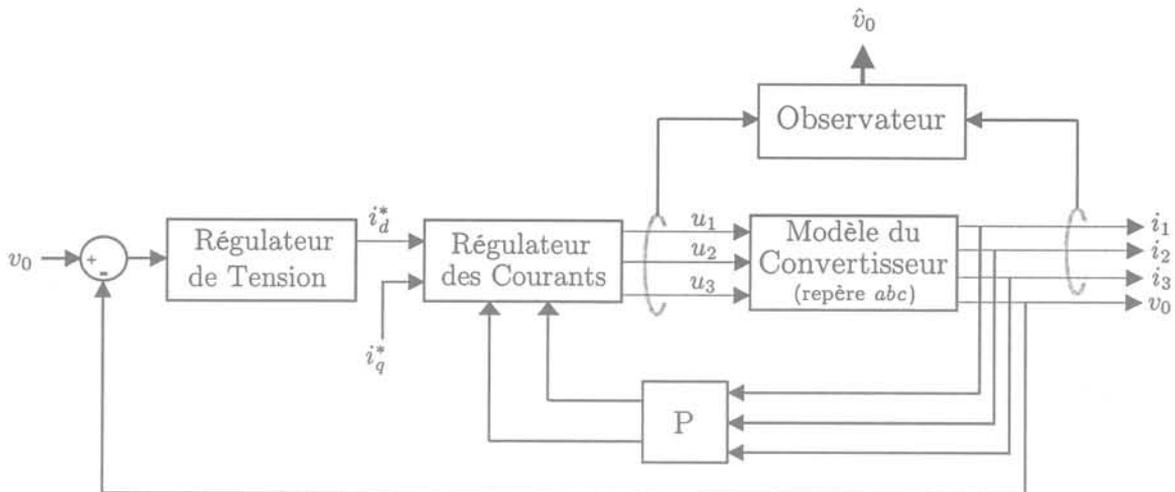


FIG. 4.2: Observateur de  $v_0$  à partir de mesures de  $(i_d, i_q)$

Si l'on définit comme sorties les courants  $i_d$  et  $i_q$ , le modèle du convertisseur s'exprime comme :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= -ax_1 + \omega x_2 - bx_3 u_d + e \\
 \dot{x}_2 &= -\omega x_1 - ax_2 - bx_3 u_q \\
 \dot{x}_3 &= -dx_3 + cx_1 u_d + cx_2 u_q \\
 y &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.2.1}$$

avec  $x = [i_d \ i_q \ v_0]^T$  et les constantes définies comme  $a = \frac{R_s}{L_s}$ ,  $b = \frac{1}{2L_s}$ ,  $c = \frac{1}{2C}$ ,  $d = \frac{1}{RC}$  et  $e = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{L_s}$ .

### 4.2.1 Observabilité du convertisseur

En appliquant la définition d'observabilité (*cf.* définition 4.1.1) au système (4.2.1), on remarque l'existence de tels entiers non négatifs, par exemple  $\{l_1, l_2\} = \{2, 1\}$ . Ainsi, après le développement des dérivées de Lie correspondantes, on obtient aisément la matrice d'observabilité suivante :

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -a & \omega & -bu_d \\ -\omega & -a & -bu_q \end{bmatrix} \quad (4.2.2)$$

On vérifie que pour avoir le  $\text{rang}(\mathcal{O}) = 3$ , il est nécessaire que  $u_d$  ou  $u_q$  soient non nulles; en d'autres termes  $\|u_{dq}\| \neq 0$ . Notons que ce résultat était attendu parce que si l'on prend  $u_d = u_q = 0$  dans (4.2.1), il est évident que l'on ne peut pas avoir accès à l'état  $x_3$  à partir de mesures de  $x_1$  et  $x_2$ . L'entrée  $u_d = u_q = 0$  devient ainsi une entrée singulière qui correspond en fait aux vecteurs un et huit dans le repère  $\alpha\beta$  (*cf.* tableau 1.2).

Ainsi, le convertisseur défini par (4.2.1) correspond à la classe de systèmes non uniformément observables. Une façon de caractériser la partie inobservable consiste à analyser le système qui résulte de l'application des entrées singulières. Suite à cette démarche, on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & \omega & 0 \\ -\omega & -a & 0 \\ 0 & 0 & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.2.3)$$

On vérifie que ce système, dont la dynamique est imposée par la structure du convertisseur, est stable. Les valeurs propres correspondantes sont données par  $\lambda_{12} = -a \pm j\omega$  et  $\lambda_3 = -d$ . Dans ce sens, le système (4.2.1) sera dit *déTECTABLE* étant donné que la dynamique inobservable est stable.

Dans la suite, on utilisera cette propriété de détectabilité pour construire un observateur pour le cas d'entrées singulières.

### 4.2.2 Construction de l'observateur de type Kalman

Remarquons d'abord que le théorème 4.1.1 s'applique à la classe particulière des systèmes qui peuvent être mis sous la forme de (4.1.6). Ainsi, le premier pas vers la synthèse de l'observateur est d'exprimer le modèle du convertisseur sous une forme appropriée. Après quelques manipulations, on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -bu_d \\ 0 & 0 & -bu_q \\ 0 & 0 & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -ay_1 + \omega y_2 + e \\ -\omega y_1 - ay_2 \\ cy_1 u_d + cy_2 u_q \end{bmatrix} \quad (4.2.4)$$

avec  $y = [x_1 \ x_2]^T$ .

Sous une forme compacte il devient :

$$\dot{x} = A(u_{dq})x + \varphi(u_{dq}, y) \quad (4.2.5)$$

Dans un premier temps, supposons que l'on n'applique que des entrées non singulières. Suivant cette hypothèse, le théorème 4.1.1 s'applique directement à (4.2.5) étant donné que les matrices  $A(u_{dq})$  et  $\varphi(u_{dq}, y)$  sont bien bornées. Le système (4.1.7) est donc un observateur exponentiel pour (4.2.1) dépourvu de ses entrées singulières.

Concernant le cas d'entrées singulières, grâce à la propriété de détectabilité discutée ci-avant, la simple intégration de (4.2.3) nous fournit un estimé de l'état. Sous une forme compacte cet observateur est donné par :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi \quad (4.2.6)$$

On remarque à nouveau que la dynamique de cet observateur en boucle ouverte est imposée par les valeurs propres de la matrice  $A$ .

Finalement, la structure complète de l'observateur est composée de deux parties : une première partie correspondant à l'observateur exponentiel défini par (4.1.7) pour les cas d'entrées universelles (*i.e.* quand  $\|u_{dq}\| \neq 0$ ) et une deuxième partie correspondant à l'observateur en boucle ouverte pour les cas d'entrées singulières (*i.e.* quand  $\|u_{dq}\| = 0$ ). Concrètement, l'observateur hybride prendrait la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}} = \begin{cases} A(u_{dq})\hat{x} + \varphi(u_{dq}, y) - S^{-1}C^T Q(C\hat{x} - y) & \text{si } \|u_{dq}\| \neq 0 \\ A\hat{x} + \varphi & \text{si } \|u_{dq}\| = 0 \end{cases} \quad (4.2.7a)$$

$$(4.2.7b)$$

où  $S$  est donnée par la solution de :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= -\theta S - A^T(u_{dq})S - SA(u_{dq}) + C^T Q C \\ S_0 &> 0, \quad Q > 0 \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

### 4.2.2.1 Résultats de simulations

La synthèse de l'observateur donné par (4.2.7) nécessite la définition des paramètres  $S_0$ ,  $Q$  et  $\theta$ .

Pour  $S_0$  et  $Q$ , il suffit de prendre une matrice positive définie. Soulignons néanmoins que  $Q$  est une sorte de pondération des variables estimées et qu'elle pourrait éventuellement être utilisée comme un paramètre de synthèse.

Concernant  $\theta$ , celui-ci joue un rôle plus important car il détermine les propriétés de stabilité et convergence du gain de l'observateur. Afin de trouver une valeur adéquate, on développe (4.2.8) dans ses composants comme suit :

$$\begin{aligned}
 \dot{s}_{11} &= -\theta s_{11} + 1 \\
 \dot{s}_{12} &= -\theta s_{12} \\
 \dot{s}_{13} &= -(\theta - d)s_{13} + bu_d s_{11} + bu_q s_{12} \\
 \dot{s}_{21} &= -\theta s_{21} \\
 \dot{s}_{22} &= -\theta s_{22} + 1 \\
 \dot{s}_{23} &= -(\theta - d)s_{23} + bu_d s_{21} + bu_q s_{22} \\
 \dot{s}_{31} &= -(\theta - d)s_{31} + bu_d s_{11} + bu_q s_{21} \\
 \dot{s}_{32} &= -(\theta - d)s_{32} + bu_d s_{12} + bu_q s_{22} \\
 \dot{s}_{33} &= -(\theta - 2d)s_{33} + bu_d(s_{13} + s_{31}) + bu_q(s_{23} + s_{32})
 \end{aligned} \tag{4.2.9}$$

À partir de cela, on trouve directement que la valeur de  $\theta > \theta_{min} = 2d$  assure la stabilité de (4.2.8). Néanmoins, dans la suite on verra que ce paramètre est lié à la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation et qu'il conditionne également la sensibilité de l'observateur par rapport au bruit. Son choix devra ainsi assurer un bon compromis entre la vitesse de convergence et la sensibilité au bruit.

Dans la suite, on présentera une série d'essais qui nous permettront de mettre en évidence les principales propriétés de l'observateur. Pour ce faire, on utilisera la structure de commande étudiée dans le chapitre précédent avec l'observateur placé en parallèle au convertisseur (voir figure 4.2).

Les paramètres de l'ensemble commande-convertisseur utilisés dans le reste du chapitre correspondent à ceux utilisés dans le chapitre précédent pour une fréquence de commutation fixée à 1kHz.

Premièrement, on va se placer dans le cas idéal où :

- les paramètres du convertisseur sont parfaitement connus et invariants,
- les signaux mesurés ne sont pas bruités.

Pour cet essai, on a considéré les paramètres de synthèse suivants :

$$Q = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 50 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \theta = 2000 \tag{4.2.10}$$

Ces paramètres nous permettent d'obtenir une vitesse de convergence de l'erreur d'estimation inférieur à une demie période du réseau. De même, on a supposé une mauvaise initialisation des courants, ce qui pouvait être abusif car les courants sont des états mesurés.

Sur la figure 4.3, on montre l'évolution des erreurs d'observation ainsi que l'allure de la tension  $v_0$  réelle et celle estimée  $\hat{v}_0$ . À cause de la nature hybride de l'observateur, dans cette figure on observe des petits échelons qui correspondent à la contribution de l'observateur en boucle ouverte (cf. équation (4.2.7b)).

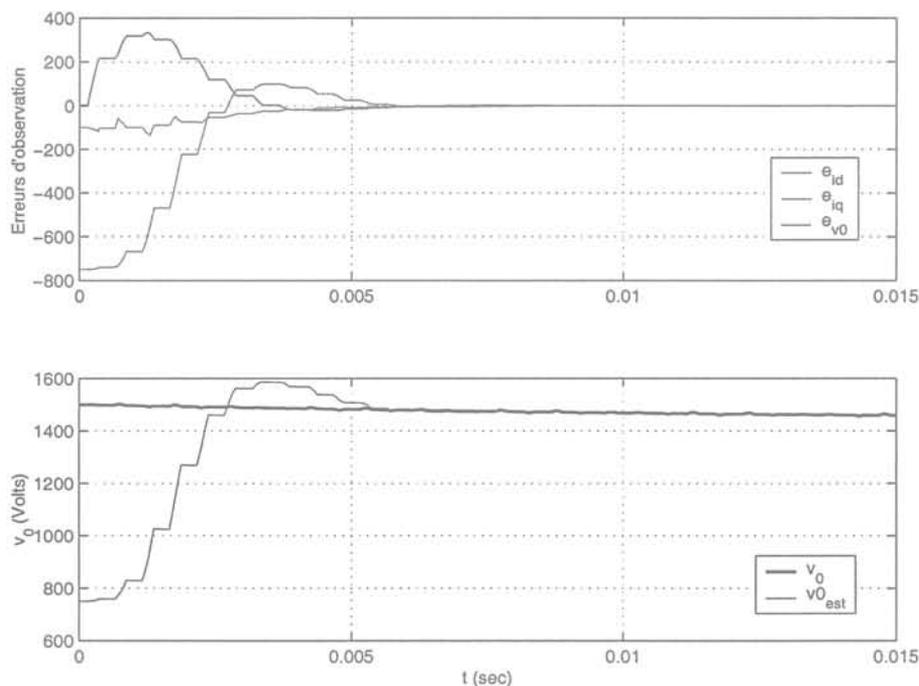


FIG. 4.3: Observateur hybride de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$  : observateur de type Kalman + observateur en boucle ouverte.

Ensuite, on a réalisé un essai intéressant consistant à utiliser l'observateur décrit par (4.2.7a) pour le cas des entrées singulières; c'est-à-dire, que l'on utilise l'observateur donné par (4.2.7a) pour toute entrée. Les résultats sont montrés sur la figure 4.4.

À partir de cela, on observe qu'un tel observateur n'entraîne pas de dangers potentiels. Cela s'explique par le fait que l'entrée singulière n'agit pas suffisamment longtemps pour faire diverger l'observateur. Ainsi, on pourrait parler d'une entrée "suffisamment universelle" pour cette fréquence de commutation. Il est à noter qu'éventuellement cela pourrait poser des problèmes dans le cas d'un fonctionnement à très basses fréquences de commutation. Néanmoins, des essais ont été réalisés pour des fréquences de commutation aussi basses que 200 Hz sans apercevoir de difficultés majeures. Par la suite, cette approche sera retenue dans les essais qui suivent.

Les simulations suivantes correspondent au cas non idéal, à savoir la prise en compte des incertitudes paramétriques et du bruit dans les signaux mesurés.

Dans la figure 4.5 on montre les résultats lors de la considération d'une variation de

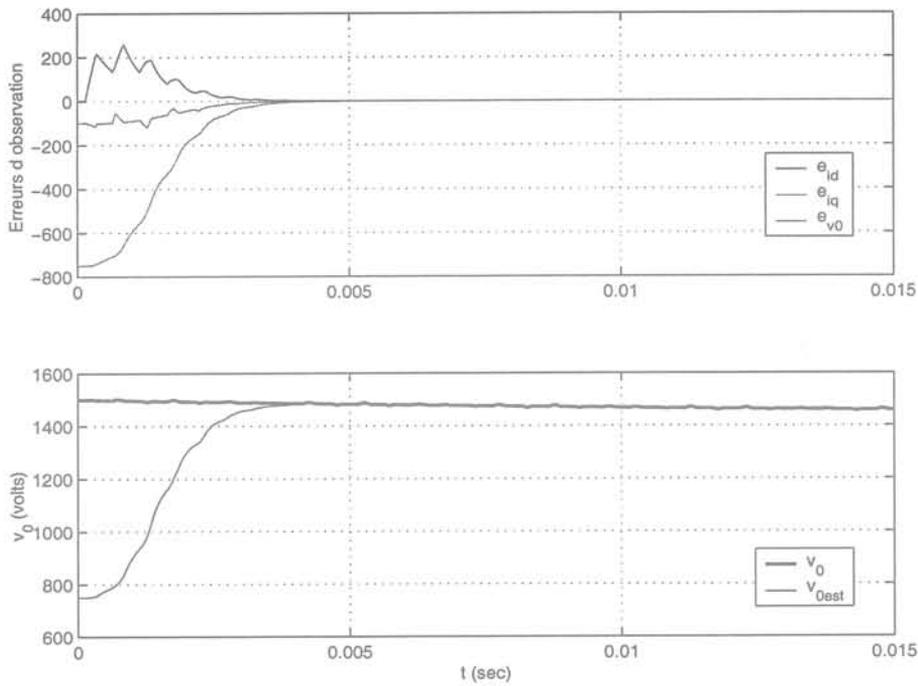


FIG. 4.4: Observateur de type Kalman de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$  pour toute entrée (élimination de l'observateur en boucle ouverte).

15% de  $L_s$  qui représente les inductances de fuite du transformateur. Il est à remarquer l'apparition d'un biais dans l'estimation de la tension continue.

Dans cet essai, afin d'être plus proche de la réalité physique, on introduit du bruit de mesure sur les capteurs des courants. Sur la figure 4.6, on observe la forme du bruit associé aux courants. Pour cet essai, on a modifié les paramètres de l'observateur afin de diminuer la sensibilité au bruit comme suit :

$$Q = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 50 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \theta = 300 \quad (4.2.11)$$

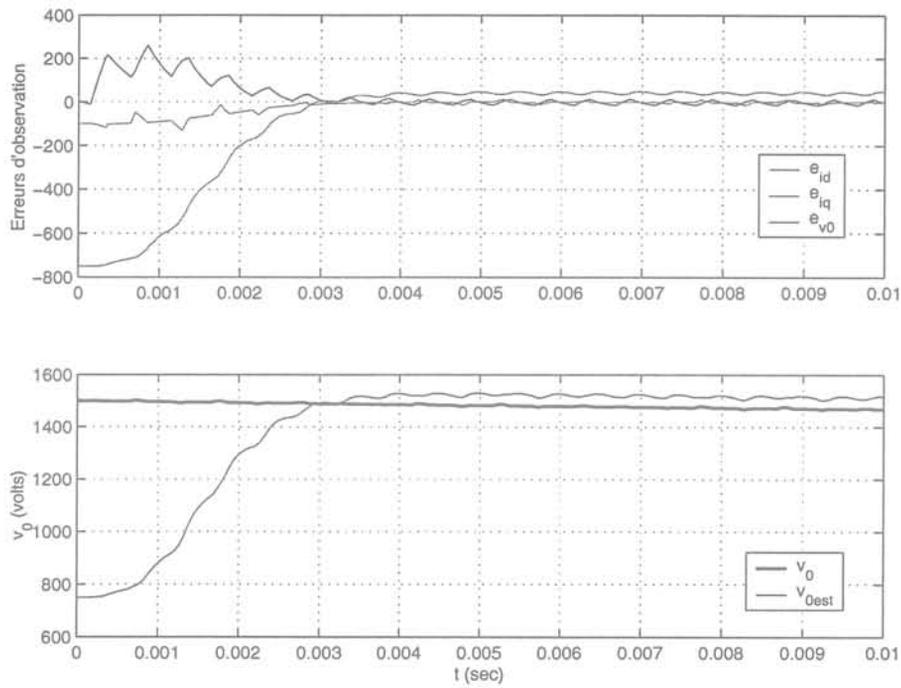


FIG. 4.5: Observateur de type Kalman de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$  : cas d'une variation paramétrique de 15% de la valeur de  $L_s$ .

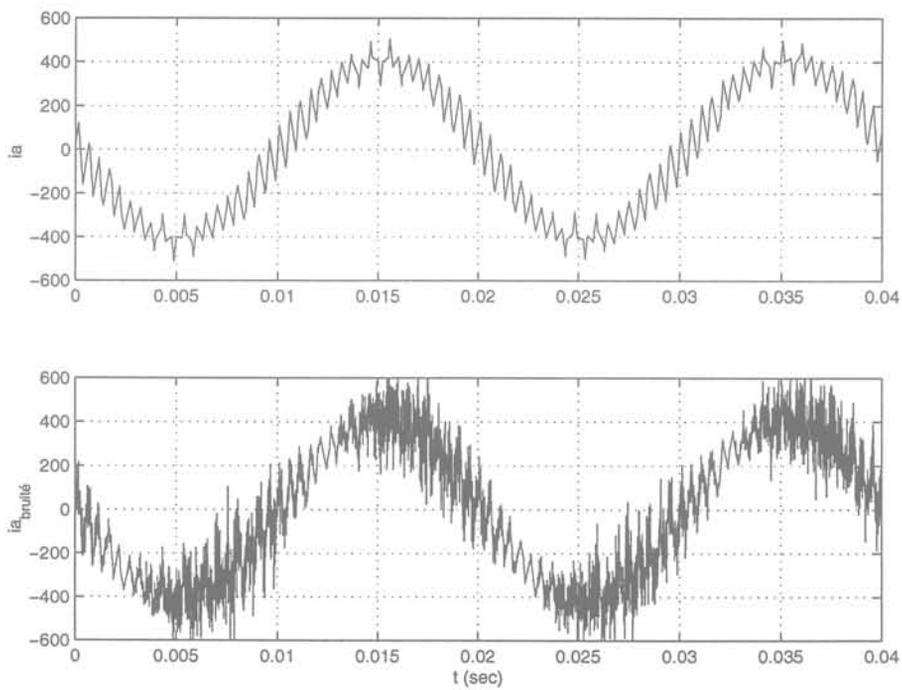


FIG. 4.6: Bruit associé aux mesures des courants

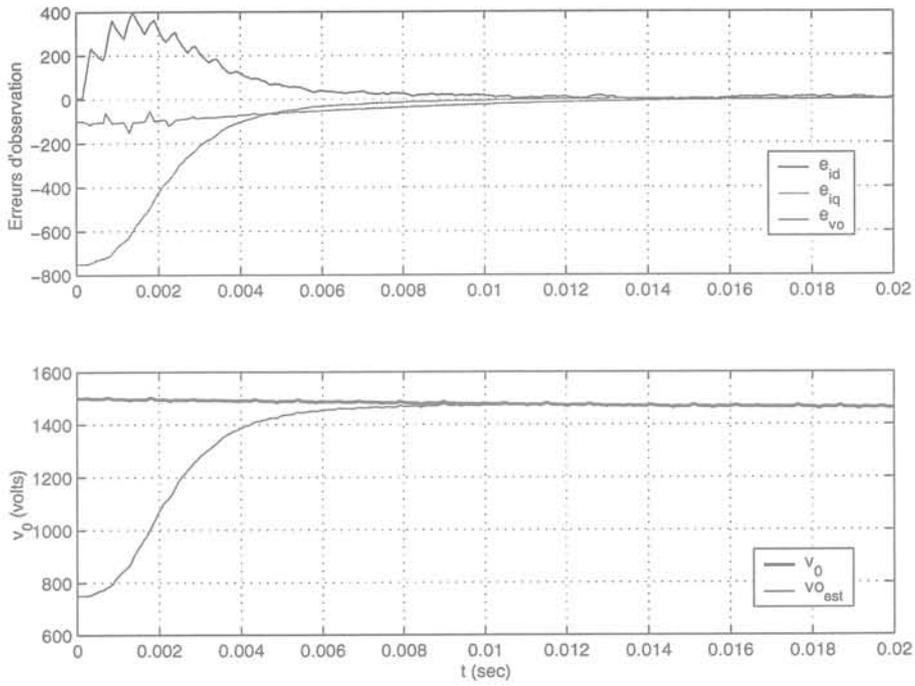


FIG. 4.7: Observateur de type Kalman de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$  : cas des mesures bruitées

### 4.2.3 Construction de l'observateur à modes glissants

À partir de résultats exposés dans la section 4.1.2.2, un observateur à modes glissants de la tension continue à partir des mesures des courants côté alternatif, prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_1 &= -ax_1 + \omega x_2 - b\hat{x}_3 u_d + e - \Lambda_1 I_s \\
 \dot{\hat{x}}_2 &= -\omega x_1 - ax_2 - b\hat{x}_3 u_q - \Lambda_2 I_s \\
 \dot{\hat{x}}_3 &= -d\hat{x}_3 + cx_1 u_d + cx_2 u_q - \Lambda_3 I_s
 \end{aligned} \tag{4.2.12}$$

où  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$  représentent les gains de l'observateur avec  $\Lambda_j = [\Lambda_{j1} \ \Lambda_{j2}]$  pour  $j = 1, 2, 3$ . Le vecteur  $I_s$  correspond à

$$I_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \tag{4.2.13}$$

avec les surfaces de glissement définies comme :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 - x_1 \\ \hat{x}_2 - x_2 \end{bmatrix} \tag{4.2.14}$$

Si l'on définit l'erreur d'observation comme  $e = \hat{x} - x$ , sa dynamique est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= -bu_d e_3 - \Lambda_1 I_s \\ \dot{e}_2 &= -bu_d e_3 - \Lambda_2 I_s \\ \dot{e}_3 &= -d e_3 - \Lambda_3 I_s\end{aligned}\quad (4.2.15)$$

Ainsi, la réalisation de l'observateur consiste à déterminer les gains  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$  de telle manière que la dynamique de l'erreur d'observation soit stable. Notons que le rôle de  $\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$  est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement, tandis que  $\Lambda_3$  doit garantir la stabilité du système lorsqu'il évolue sur ladite surface.

#### 4.2.3.1 Attractivité de la surface de glissement

Considérons la fonction de Lyapunov  $V = \frac{1}{2}S^2$ . La dérivée de cette fonction au long des trajectoires du système (4.2.15) est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= S^T \dot{S} \\ &= \begin{bmatrix} e_1 & e_2 \end{bmatrix} \left[ \begin{pmatrix} -bu_d \\ -bu_q \end{pmatrix} e_3 - \begin{pmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sign}(e_1) \\ \text{sign}(e_2) \end{pmatrix} \right]\end{aligned}\quad (4.2.16)$$

Pour simplifier les calculs, on va choisir  $\Lambda_{12} = \Lambda_{21} = 0$ . Soulignons que ce choix nous permettra de découpler les conditions d'attraction pour chaque surface de glissement. De ce fait, (4.2.16) dévient :

$$\dot{V} = e_1(-bu_d e_3 - \Lambda_{11} \text{sign}(e_1)) + e_2(-bu_q e_3 - \Lambda_{22} \text{sign}(e_2))\quad (4.2.17)$$

On peut alors énoncer la proposition suivante :

**Proposition 4.2.1.** *La surface  $S$  est attractive :*

- si pour  $e_1 > 0$  on a  $\Lambda_{11} > -bu_d e_3$ ,
- si pour  $e_1 < 0$  on a  $\Lambda_{11} < bu_d e_3$ ,
- si pour  $e_2 > 0$  on a  $\Lambda_{22} > -bu_q e_3$ ,
- si pour  $e_2 < 0$  on a  $\Lambda_{22} < bu_q e_3$ .

Si l'on suppose que les erreurs d'observation sont bornées, alors cette proposition peut se mettre sous la forme :

$$\Lambda_{11} > b|e_3|_{max}|u_d|_{max} \quad \text{et} \quad \Lambda_{22} > b|e_3|_{max}|u_q|_{max}\quad (4.2.18)$$

Ceci nous garantit l'attractivité de  $S$ ; c'est-à-dire que

$$\begin{aligned}\dot{V} &< 0 \quad \text{pour} \quad S \neq 0 \\ \dot{V} &= 0 \quad \text{pour} \quad S = 0\end{aligned}$$

### 4.2.3.2 Dynamique sur la surface de glissement

L'utilisation des conditions d'invariance de la surface de glissement, *i.e.*  $S \equiv 0$  et  $\dot{S} \equiv 0$ , nous permet de transformer les équations dynamiques de  $e_1$  et  $e_2$  en dans les équations algébriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -bu_d \\ -bu_q \end{bmatrix} e_3 - \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & 0 \\ 0 & \Lambda_{22} \end{bmatrix} I_s \quad (4.2.19)$$

Ainsi, sur la surface de commutation, le vecteur  $I_s \triangleq \tilde{I}_s$  est égal à

$$\tilde{I}_s = \begin{bmatrix} \frac{-bu_d e_3}{\Lambda_{11}} \\ \frac{-bu_q e_3}{\Lambda_{22}} \end{bmatrix} \quad (4.2.20)$$

En utilisant ce vecteur équivalent, on peut déterminer la dynamique réduite

$$\dot{e}_3 = \left( -d + \frac{bu_d}{\Lambda_{11}} \Lambda_{31} + \frac{bu_q}{\Lambda_{22}} \Lambda_{32} \right) e_3 \quad (4.2.21)$$

À partir de cela, l'idée consiste à trouver  $\Lambda_{31}$  et  $\Lambda_{32}$  de telle sorte que la dynamique de l'erreur  $e_3$  soit stable.

Cependant, on note que cette dynamique réduite correspond à celle d'un système linéaire variant dans le temps. On verra plus tard que cela nous amènera à utiliser des gains variants dans le temps dans le cas où l'on cherche à imposer une dynamique désirée. Concrètement on cherche à imposer la dynamique de l'erreur suivante :

$$\dot{e}_3 = -\frac{1}{T_o} e_3 \quad (4.2.22)$$

On montre directement que le choix des gains variables dans le temps suivants est suffisant :

$$\Lambda_{31} = k(t)\Lambda_{32} \quad \text{et} \quad \Lambda_{32} = \frac{d - 1/T_o}{k(t)\frac{bu_d}{\Lambda_{11}} + \frac{bu_q}{\Lambda_{22}}} \quad (4.2.23)$$

avec

$$k(t) = 1 + \frac{\xi \Lambda_{11}}{bu_d} \quad \text{et} \quad \xi > 0$$

Ce choix de  $k(t)$  nous permet de contourner des problèmes de singularités rencontrés. Notons de même qu'elle est bien définie pour les fréquences de commutation qui nous intéressent.

### 4.2.3.3 Résultats de simulations

La synthèse de l'observateur à modes glissants implique la définition des gains  $\Lambda_1, \Lambda_2$  et  $\Lambda_3$  dans (4.2.12).

$\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$  concernent l'attractivité de la surface de glissement. Son choix obéit ainsi des critères de temps de convergence et ses valeurs peuvent être trouvées à l'aide de (4.2.18). En supposant que l'on se permet d'avoir une erreur d'estimation sur la tension continue de 5% de la valeur de référence et sachant que  $\|u_{dq}\| \leq 2\sqrt{2/3}$ , on obtient  $\Lambda_{11} = \Lambda_{22} = 8.1e^5$ .

Sur la base de (4.2.23), le gain  $\Lambda_3$  a été calculé afin d'avoir une convergence de la dynamique réduite d'une période de modulation.

Dans un premier temps, le cas idéal sera considéré. Ce mode de fonctionnement correspond au cas où les paramètres du convertisseur sont connus et les signaux non mesurés ne sont pas bruités. De même, dans ces essais on a considéré une mauvaise initialisation des courants. Sur la figure 4.8 on montre les résultats correspondant à cet essai. Observons la nature hybride de l'observateur qui se traduit par les petits échelons sur la réponse.

La figure 4.9 montre les résultats obtenus pour le cas non idéal, à savoir une variation paramétrique de 15% sur la valeur de l'inductance  $L_s$ . À partir de cela, on note une erreur dans la tension estimée. Cela est dû au fait que les incertitudes paramétriques n'ont pas été prises en compte lors des calculs des gains de l'observateur. Cette étude n'a pas été faite dans ce travail et on dirige les lecteurs vers les travaux de Slotine et al. [1987] et Wang et al. [1997] où de telles analyses sont développées d'une manière assez constructive.

Toujours avec le cas non idéal, sur la figure 4.10 on montre les résultats lors de l'utilisation de mesures bruitées. Pour cet essai les valeurs des gains ont été relaxées afin de réduire la sensibilité au bruit. Observons que l'estimé de la tension continue reste tout à fait correct.

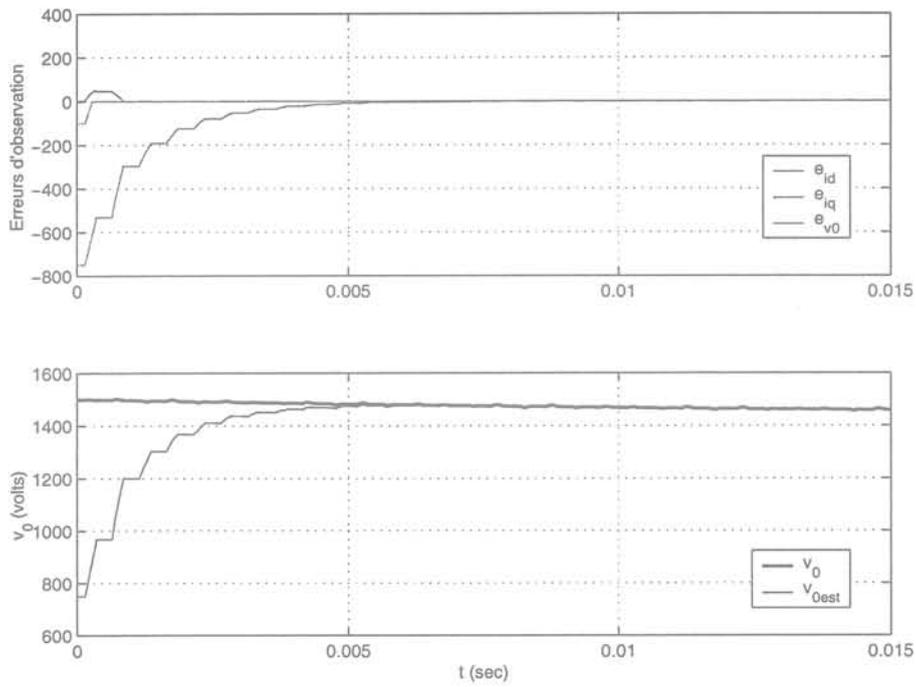


FIG. 4.8: Observateur à modes glissants de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$ .

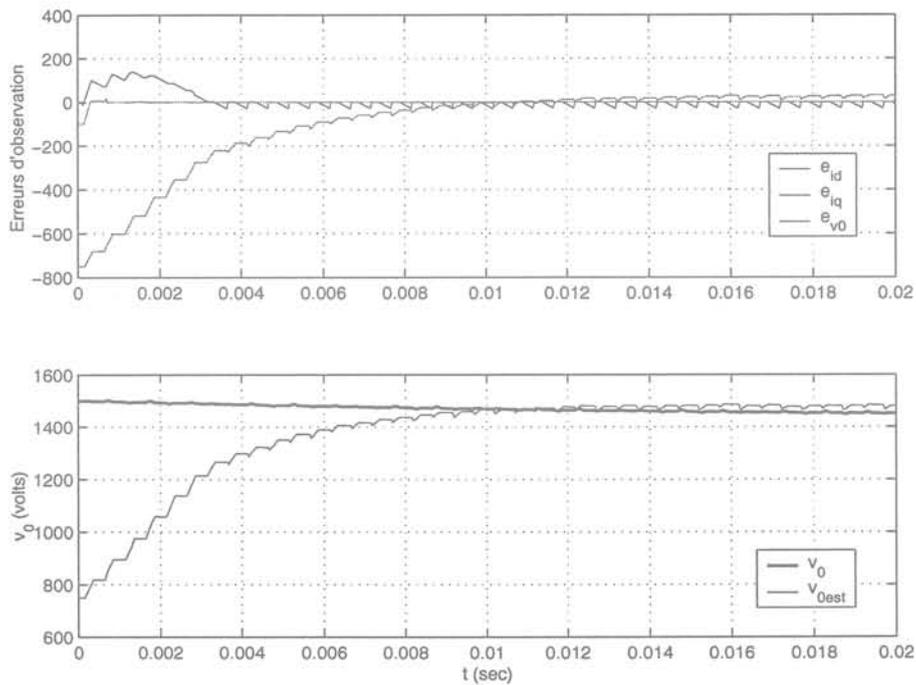


FIG. 4.9: Observateur à modes glissants de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$  : cas d'une variation paramétrique de 15% de la valeur de  $L_s$ .

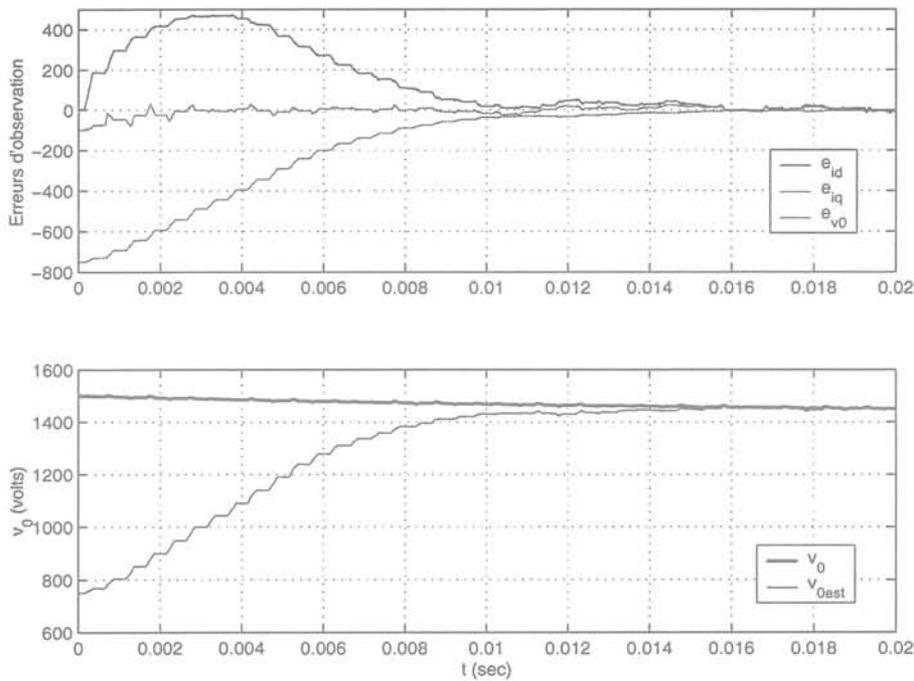


FIG. 4.10: Observateur à modes glissants de  $v_0$  à partir  $(i_d, i_q)$  : cas des mesures bruitées

### 4.3 Synthèse d'un observateur de $(i_d, i_q)$ à partir de la mesure de $v_0$

Dans ce paragraphe, on va explorer la possibilité de construire un observateur des courants du côté alternatif à partir de la mesure de la tension du bus continu.

En utilisant une démarche similaire, dans un premier temps on va s'intéresser à l'analyse de la propriété d'observabilité du convertisseur pour les sorties retenues.

Ensuite, sur la base des structures présentées dans la section précédente, la synthèse des observateurs sera détaillée et leur performances seront mises en évidence au moyen de quelques simulations.

#### 4.3.1 Observabilité du convertisseur

Si l'on considère le système décrit par (4.2.1) ayant comme sortie la tension du bus continu, l'application de la définition 4.1.1 nous permet d'obtenir la matrice d'observabilité suivante :

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ cu_d & cu_q & -d \\ -(ac + cd)u_d - cwu_q & cwu_d - (ac + cd)u_q & -bcu_d^2 - bcu_q^2 + d^2 \end{bmatrix} \quad (4.3.1)$$

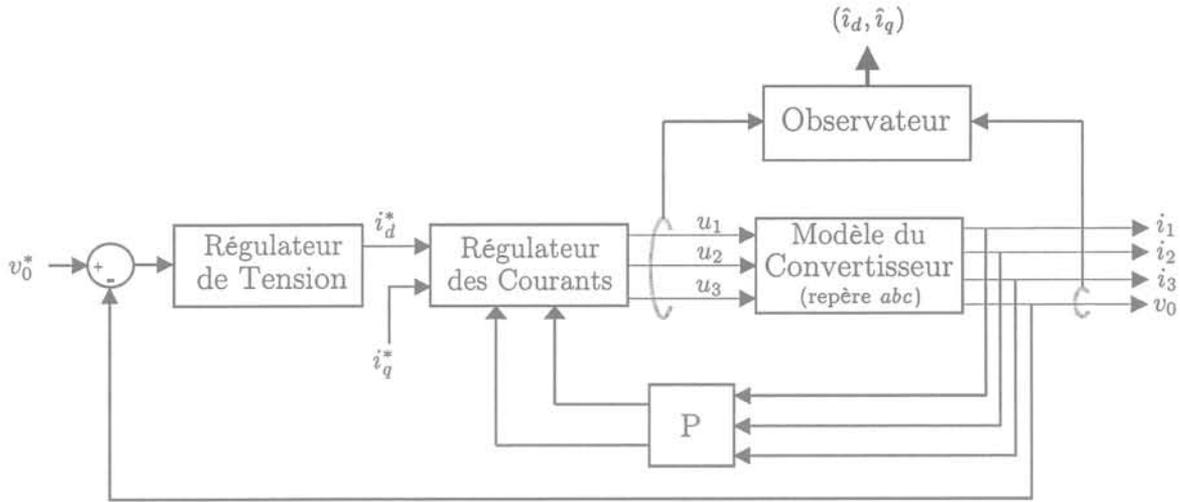


FIG. 4.11: Observateur de  $(i_d, i_q)$  à partir de mesures de  $v_0$

Ceci nous donne :

$$\det \mathcal{O} = c^2 \omega (u_d^2 + u_q^2) = c^2 \omega \|u_{dq}\|^2 \tag{4.3.2}$$

Ainsi, on retrouve les mêmes propriétés d'observabilité que dans le cas précédent, à savoir la perte du rang de la matrice d'observabilité  $\mathcal{O}$  pour le cas d'une entrée vérifiant  $\|u_{dq}\| = 0$ . Comme précédemment, on vérifie que l'application de cette entrée singulière au système donné par (4.2.1) ayant comme sortie la tension du bus continu, ne nous permettra pas d'observer les états  $x_1$  et  $x_2$ .

Remarquons que l'application de ces entrées singulières au modèle du convertisseur nous amène à l'obtention de la même dynamique inobservable que dans cas de l'observation de la tension continue. Par la suite on utilisera les mêmes idées pour synthétiser l'observateur pour le cas d'entrées singulières.

### 4.3.2 Construction de l'observateur de type Kalman

Également, on observe que le modèle du convertisseur ayant comme sortie la tension du bus continu peut être mis sous la forme affine modulo injection d'Entrées/Sorties suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & \omega & 0 \\ -\omega & -a & 0 \\ cu_d & cu_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -b y u_d + e \\ -b y u_q \\ -d y \end{bmatrix} \tag{4.3.3}$$

avec  $y = x_3$ .

Notons que la forme de (4.3.3) correspond à celle du système donné dans (4.1.6), cela nous permettra d'appliquer à nouveau le théorème 4.1.1 dans la synthèse de l'observateur.

Concernant le cas d'entrées singulières, on retiendra la même structure de l'observateur en boucle ouverte résultat de l'intégration du système (4.2.3).

Enfin, la réalisation de cet observateur hybride est similaire à celle présentée dans la section précédente (voir (4.2.7)).

#### 4.3.2.1 Résultats de simulations

D'une façon similaire, la synthèse de l'observateur nécessite la définition des paramètres  $S_0$ ,  $Q$  et  $\theta$ .

Tout d'abord, on va développer l'expression de  $\dot{S}$  afin d'assigner une valeur suffisante de  $\theta$  qui assure sa stabilité. Ceci nous donne :

$$\begin{aligned}
 \dot{s}_{11} &= -(\theta - 2a) s_{11} + \omega s_{12} - cu_d s_{13} + \omega s_{21} - cu_d s_{31} \\
 \dot{s}_{12} &= -(\theta - 2a) s_{12} - \omega s_{11} - cu_q s_{13} + \omega s_{22} - cu_d s_{32} \\
 \dot{s}_{13} &= -(\theta - a) s_{13} + \omega s_{23} - cu_d s_{33} \\
 \dot{s}_{21} &= -(\theta - 2a) s_{21} + \omega s_{22} - cu_d s_{23} - \omega s_{11} - cu_q s_{31} \\
 \dot{s}_{22} &= -(\theta - 2a) s_{22} - \omega s_{21} - cu_q s_{23} - \omega s_{12} - cu_q s_{32} \\
 \dot{s}_{23} &= -(\theta - a) s_{23} - \omega s_{13} - cu_q s_{33} \\
 \dot{s}_{31} &= -(\theta - a) s_{31} + \omega s_{32} - cu_d s_{33} \\
 \dot{s}_{32} &= -(\theta - a) s_{32} - \omega s_{31} - cu_q s_{33} \\
 \dot{s}_{33} &= -\theta s_{33} + Q
 \end{aligned}$$

d'où l'on déduit que  $\theta > 2d$  garantit la stabilité de  $\dot{S}$ . Cependant, une valeur adéquate devra être choisie afin d'assurer un bon compromis entre la vitesse de convergence et la sensibilité au bruit.

Dans un premier temps, on étudiera le cas idéal où les paramètres du convertisseur sont parfaitement connus et invariants et les mesures ne sont pas bruitées.

Pour cet essai, on a considéré les paramètres de synthèse  $Q = 100$  et  $\theta = 2000$  qui nous donne une convergence de l'erreur d'estimation autour d'une demi-période du réseaux. Également, on a considéré une mauvaise initialisation de la tension continue.

La figure 4.12 montre l'évolution des erreurs d'observation ainsi que l'allure des courants estimés. Notons à nouveau la nature hybride de l'observateur.

Sur la figure 4.13 on montre les résultats de l'application de l'observateur de type Kalman pour toute entrée. À nouveau, on fait remarquer la persistance de la commande pour cette fréquence de commutation. Également, des essais ont montré que même à très basses fréquences de commutation la commande reste persistante.

Les simulations suivantes correspondent au cas non idéal, à savoir la prise en compte des incertitudes paramétriques et du bruit dans la tension mesurée.

Dans la figure 4.14 on montre les résultats face à une variation de 10% de  $L_s$ . Il est à remarquer l'apparition d'un biais dans l'estimation de la tension qui est courant dans ce genre d'approches.

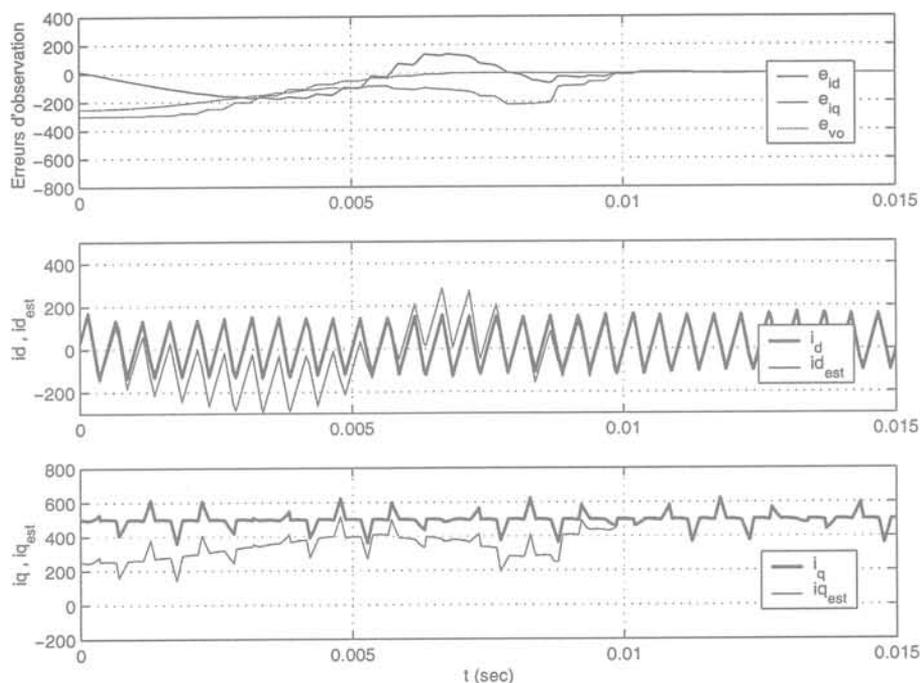


FIG. 4.12: Observateur hybride de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$  : observateur de type Kalman + observateur en boucle ouverte.

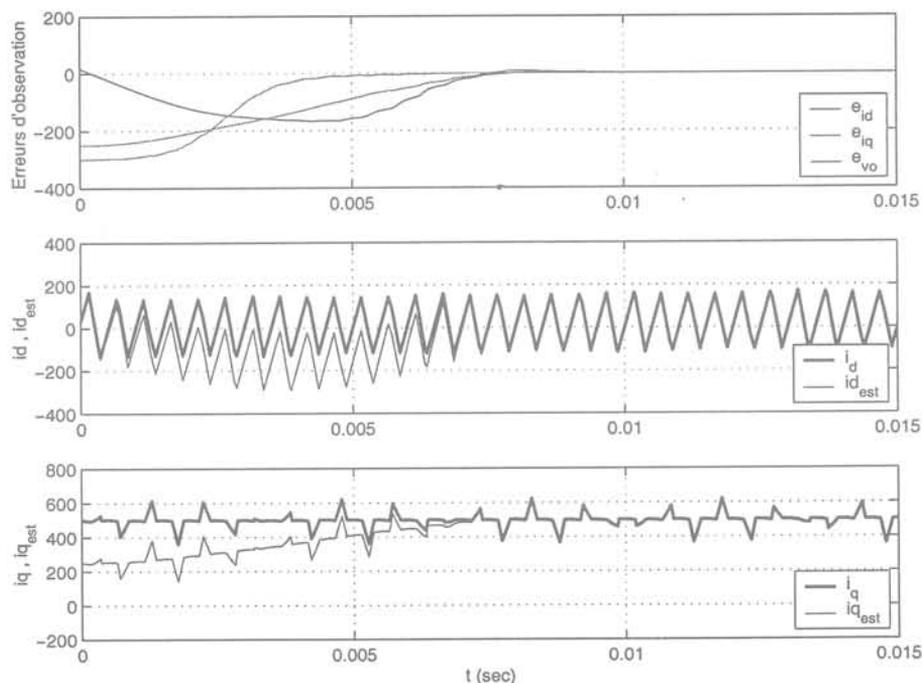


FIG. 4.13: Observateur de type Kalman de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$  pour toute entrée (élimination de l'observateur en boucle ouverte).

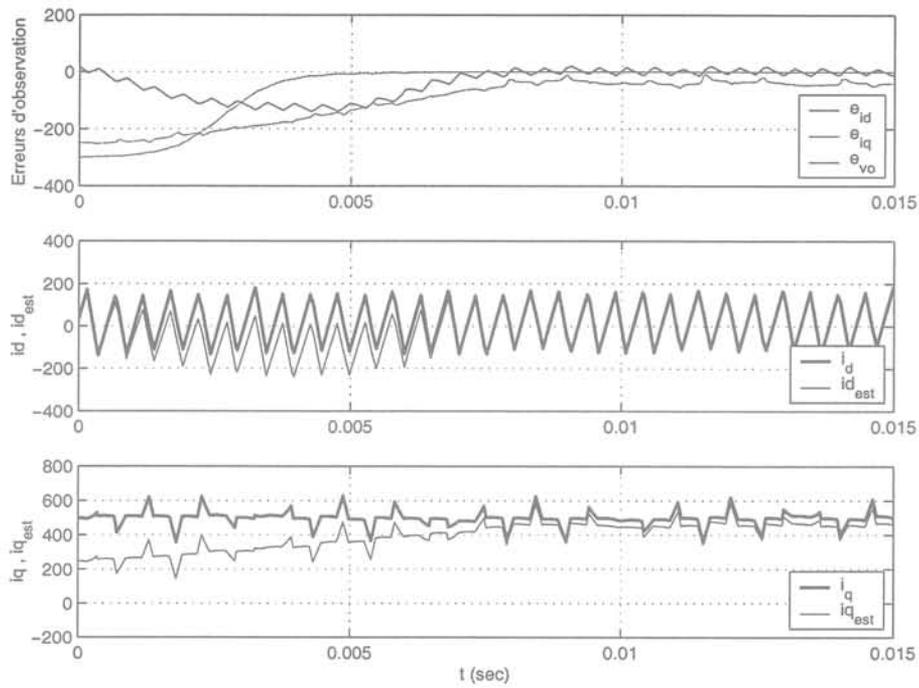


FIG. 4.14: Observateur de type Kalman de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$  : cas d'une variation paramétrique de 10% de la valeur de  $L_s$ .

Dans cet essai, on introduit un bruit de mesure sur le capteur de tension. Sur la figure 4.15 on observe la forme du bruit associé à la tension. Pour cet essai, on a pris comme paramètres  $Q = 500$  et  $\theta = 500$  afin de diminuer la sensibilité au bruit. Les résultats sont montrés sur la figure 4.16.

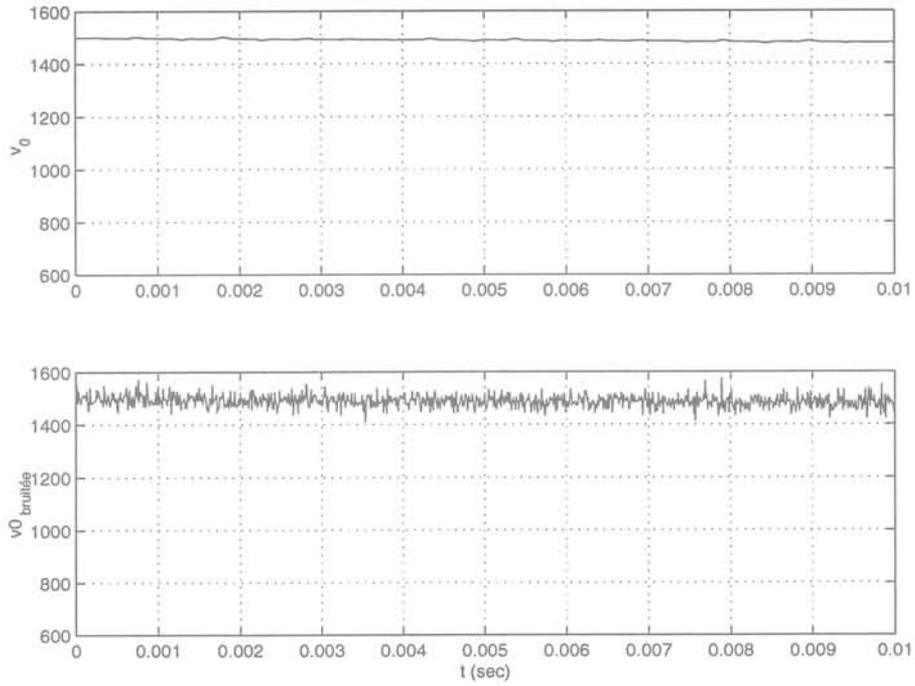


FIG. 4.15: Bruit associé à la mesure de la tension continue.

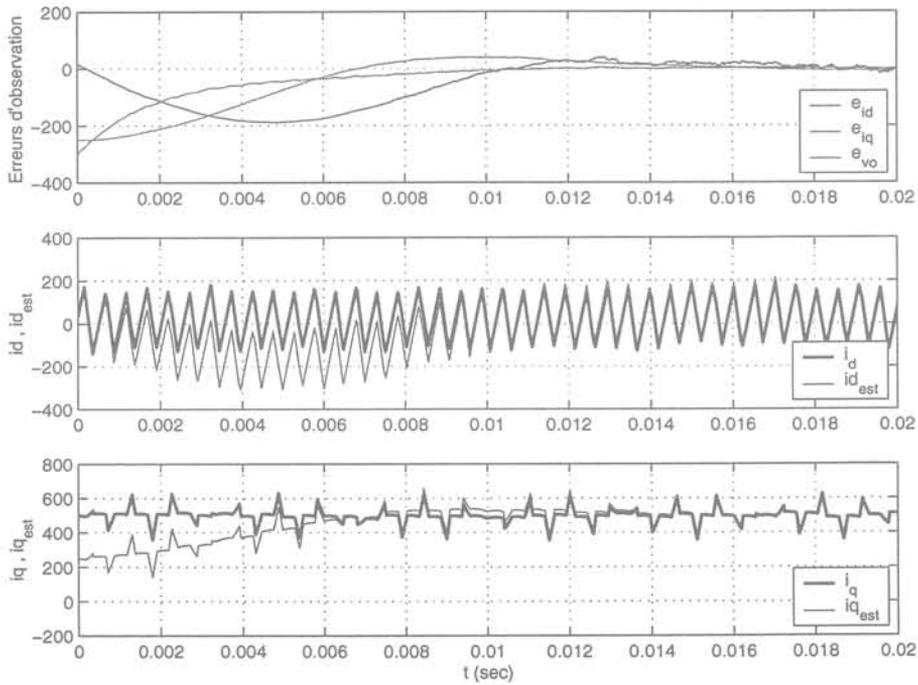


FIG. 4.16: Observateur de type Kalman de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$  : cas des mesures bruitées

### 4.3.3 Construction de l'observateur Sliding Mode

En suivant la même démarche, un observateur à modes glissants des courants côté alternatif à partir de la mesure de la tension continue prend la forme :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= -a\hat{x}_1 + \omega\hat{x}_2 - b\hat{x}_3 u_d + e - \Lambda_1 I_s \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\omega\hat{x}_1 - a\hat{x}_2 - b\hat{x}_3 u_q - \Lambda_2 I_s \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -d\hat{x}_3 + c\hat{x}_1 u_d + c\hat{x}_2 u_q - \Lambda_3 I_s\end{aligned}\quad (4.3.4)$$

où  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$  représentent les gains de l'observateur. De même, le vecteur  $I_s$  est défini comme :

$$I_s = \text{sign}(S) \quad (4.3.5)$$

avec la surface de glissement définie comme  $S = \hat{x}_3 - x_3$ .

Soit l'erreur d'observation définie comme  $e = \hat{x} - x$ , alors la dynamique de celle-ci s'exprime comme :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= -ae_1 + \omega e_2 - \Lambda_1 \text{sign}(e_3) \\ \dot{e}_2 &= -\omega e_1 - ae_2 - \Lambda_2 \text{sign}(e_3) \\ \dot{e}_3 &= cu_d e_1 + cu_q e_2 - \Lambda_3 \text{sign}(e_3)\end{aligned}\quad (4.3.6)$$

Par la suite, la même démarche sera utilisée pour déterminer les gains de l'observateur.

#### 4.3.3.1 Attractivité de la surface de glissement

Considérons à nouveau la fonction de Lyapunov  $V = \frac{1}{2}S^2$ . La dérivé de  $V$  au long des trajectoire du système (4.3.6) est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= e_3 \dot{e}_3 \\ &= e_3(\beta(t) - \Lambda_3 \text{sign}(e_3))\end{aligned}\quad (4.3.7)$$

avec  $\beta(t) = cu_d e_1 + cu_q e_2$ .

Sous une autre forme,  $\beta(t) = c e_{12}^T u_{dq}$  avec l'erreur d'observation définie comme  $e_{12} = [e_1 \ e_2]^T$ .

On énonce alors la proposition suivante :

**Proposition 4.3.1.** *La surface  $S$  est attractive :*

- si pour  $e_3 > 0$  on a  $\Lambda_3 > \beta(t)$ ,
- si pour  $e_3 < 0$  on a  $\Lambda_3 < \beta(t)$ .

Cette proposition équivaut à demander que  $\Lambda_3 > |\beta(t)|_{max}$ .

À l'aide de l'inégalité de Hölder, l'expression de  $|\beta(t)|$  devient :

$$\begin{aligned} |\beta(t)| &= |c e_{12}^T u_{dq}| \\ &\leq c \|e_{12}\| \|u_{dq}\| \end{aligned} \quad (4.3.8)$$

L'attractivité de la surface  $S$  est ainsi assurée si l'on choisit :

$$\Lambda_3 > 2\sqrt{2/3} c \|e_{12}\| \quad (4.3.9)$$

### 4.3.3.2 Dynamique sur la surface de glissement

Partant de la condition d'invariance de la surface de glissement, *i.e.*  $S \equiv 0$  et  $\dot{S} \equiv 0$ , le vecteur équivalent de la fonction  $\text{sign}(\cdot)$  est donné par :

$$\tilde{I}_s = \frac{c u_d e_1 - c u_q e_2}{\Lambda_3} \quad (4.3.10)$$

En utilisant ce vecteur équivalent, la dynamique réduite s'exprime comme :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \left( -\frac{\Lambda_1}{\Lambda_3} c u_d - a \right) e_1 + \left( -\frac{\Lambda_1}{\Lambda_3} c u_q + \omega \right) e_2 \\ \dot{e}_2 &= \left( -\frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} c u_d - \omega \right) e_1 + \left( -\frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} c u_q - a \right) e_2 \end{aligned} \quad (4.3.11)$$

Sous une forme matricielle, l'équation précédente devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \left[ \begin{pmatrix} -a & \omega \\ -\omega & -a \end{pmatrix} - \frac{c}{\Lambda_3} \begin{pmatrix} \Lambda_1 u_d & \Lambda_1 u_q \\ \Lambda_2 u_d & \Lambda_2 u_q \end{pmatrix} \right] \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (4.3.12)$$

Le but de la manoeuvre est maintenant de stabiliser au mieux cette dynamique réduite (linéaire mais variante dans le temps) avec un choix adéquat des gains  $\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$ . Spécifiquement on cherchera à imposer la dynamique découplée suivante :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\frac{1}{T_1} e_1 \\ \dot{e}_2 &= -\frac{1}{T_2} e_2 \end{aligned} \quad (4.3.13)$$

Notons à nouveau qu'imposer cette dynamique impliquera l'utilisation de gains variants dans le temps.

En égalisant (4.3.12) et (4.3.13), on obtient directement :

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 u_d & \Lambda_1 u_q \\ \Lambda_2 u_d & \Lambda_2 u_q \end{bmatrix} = -\frac{\Lambda_3}{c} \begin{bmatrix} a - \frac{1}{T_1} & -\omega \\ \omega & a - \frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \quad (4.3.14)$$

Notons néanmoins que ce système d'équations est indéterminé et qu'une solution au sens de moindres carrés s'avère nécessaire. Pour ce faire, on représente (4.3.14) sous la forme suivante :

$$A \cdot z = B \quad (4.3.15)$$

où  $z = [\Lambda_1 \ \Lambda_2]^T$  et  $(A, B)$  sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} u_d & 0 \\ u_q & 0 \\ 0 & u_d \\ 0 & u_q \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \frac{\Lambda_3}{c} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} - a \\ \omega \\ -\omega \\ \frac{1}{T_2} - a \end{bmatrix} \quad (4.3.16)$$

Ainsi, trouver la meilleure solution  $z^*$  qui vérifie (4.3.15) au sens de moindres carrés, équivaut à résoudre le problème de minimisation suivant :

$$z^* = \min_z \|Az - B\|^2 \quad (4.3.17)$$

Un calcul intermédiaire nous donne :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \|Az - B\|^2}{\partial \Lambda_1} &= 2u_d \left( u_d \Lambda_1 + \frac{\Lambda_3}{c} \left( a - \frac{1}{T_2} \right) \right) + 2u_q \left( u_q \Lambda_1 - \frac{\Lambda_3}{c} \omega \right) \\ \frac{\partial \|Az - B\|^2}{\partial \Lambda_2} &= 2u_d \left( u_d \Lambda_2 + \frac{\Lambda_3}{c} \omega \right) + 2u_q \left( u_q \Lambda_2 + \frac{\Lambda_3}{c} \left( a - \frac{1}{T_2} \right) \right) \end{aligned} \quad (4.3.18)$$

À partir de cela, on obtient directement les gains de l'observateur qui imposent la dynamique désirée :

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 \\ \Lambda_2 \end{bmatrix} = \frac{\Lambda_3}{c \|u_{dq}\|^2} \begin{bmatrix} \left( \frac{1}{T_1} - a \right) u_d + \omega u_q \\ -\omega u_d + \left( \frac{1}{T_2} - a \right) u_q \end{bmatrix} \quad (4.3.19)$$

Soulignons que ces gains sont bien définis étant donné que dans le cas où  $\|u_{dq}\| = 0$ , l'observateur en boucle ouverte est utilisé dans le schéma hybride proposé précédemment.

### 4.3.3.3 Résultats de simulations

Comme précédemment, la synthèse de l'observateur implique la définition des gains  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ .

Dans ce cas, seul le gain  $\Lambda_1$  assure l'attractivité de la surface de glissement et sa valeur est déterminée à l'aide de (4.3.9). Pour ce faire, on va supposer que les erreurs d'estimation sont bornées et que l'on se permet d'en avoir jusqu'à un 10% des valeurs de référence. Sa valeur a été fixée à  $7.2e^4$ .

Concernant la dynamique réduite, on cherchera à imposer la dynamique donnée par (4.3.13). Pour  $T_1$  et  $T_2$  données, les gains variants dans le temps sont calculés à partir de (4.3.18).

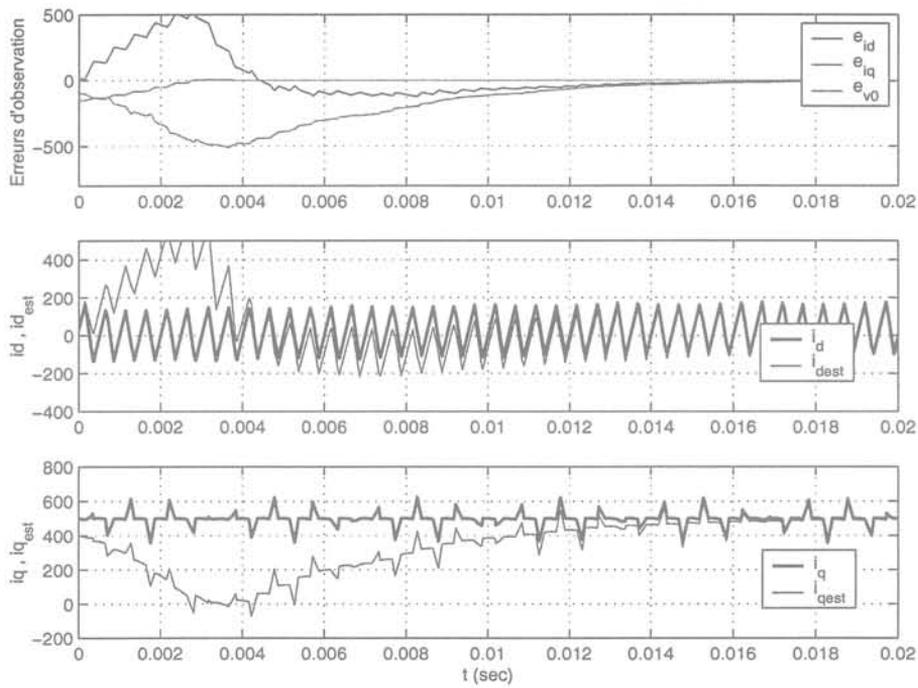
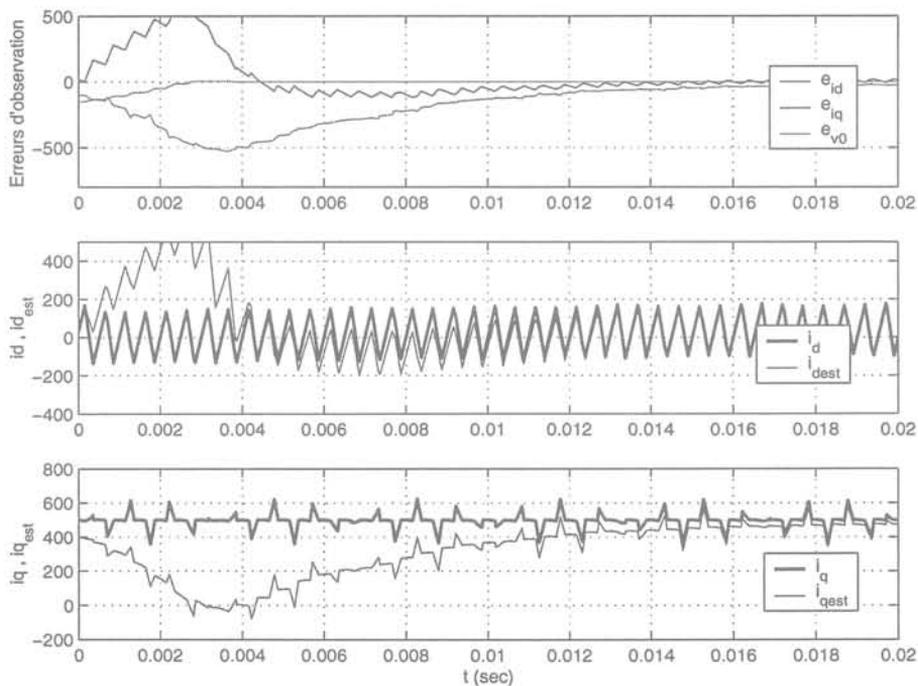
$T_1$  et  $T_2$  ont été choisis afin de faire converger la dynamique réduite dans une demi période du réseau.

Également, dans la suite on montrera les résultats de simulation concernant le cas idéal et le cas non idéal.

Sur la figure 4.17 les résultats sont montrés pour le cas idéal. Observons à nouveau la contribution de l'observateur en boucle ouverte.

Le cas non idéal, correspondant à une variation paramétrique de 10% de la valeur de  $L_s$ , a été considéré et les résultats sont montrés sur la figure 4.18. On observe à nouveau l'apparition d'une erreur dans les estimés étant donné que les incertitudes paramétriques n'ont pas été prises en compte d'une façon explicite dans les calculs des gains.

Finalement, sur la figure 4.19 on montre les résultats pour le cas où l'on a une mesure de la tension continue bruitée.

FIG. 4.17: Observateur à modes glissants de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$ .FIG. 4.18: Observateur à modes glissants de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$  : cas d'une variation paramétrique de 10% de la valeur de  $L_s$ .

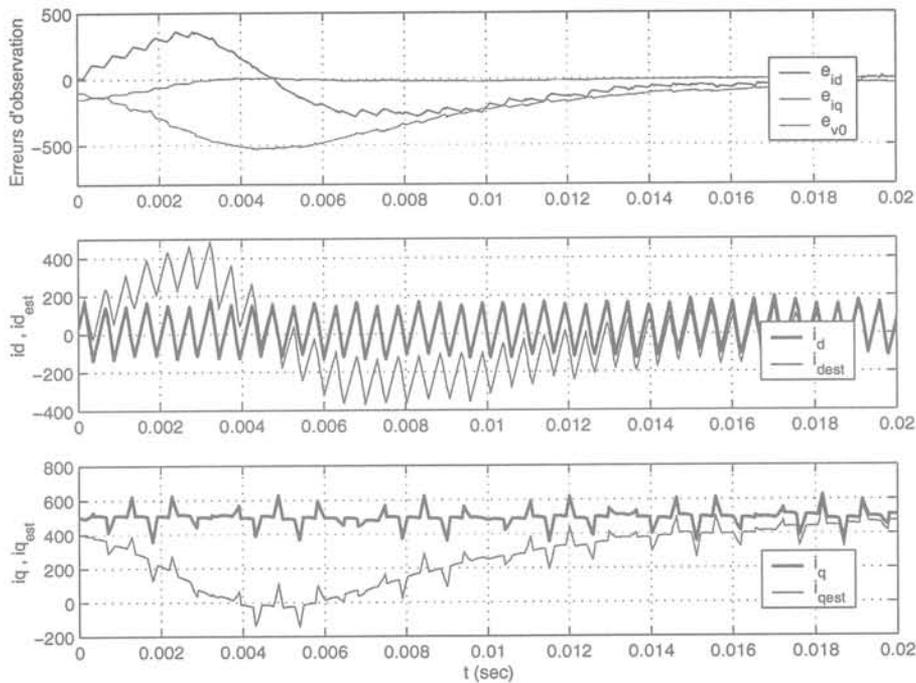


FIG. 4.19: Observateur à modes glissants de  $(i_d, i_q)$  à partir  $v_0$  : cas des mesures bruitées

## 4.4 Conclusion du chapitre

Ce chapitre concerne l'analyse, la synthèse et les tests en simulations de deux observateurs non linéaires appliqués à l'onduleur de tension triphasé. Nous avons ainsi présenté deux techniques différentes, à savoir un observateur de type Kalman et un observateur basé sur la théorie des modes glissants.

Des analyses ont été présentées pour deux cas en particulier. Ainsi, on s'est intéressé à estimer la tension du bus continu à partir des mesures des courants du côté alternatif, puis on s'est intéressé à l'observation des courants du côté alternatif à partir de la mesure de la tension continue.

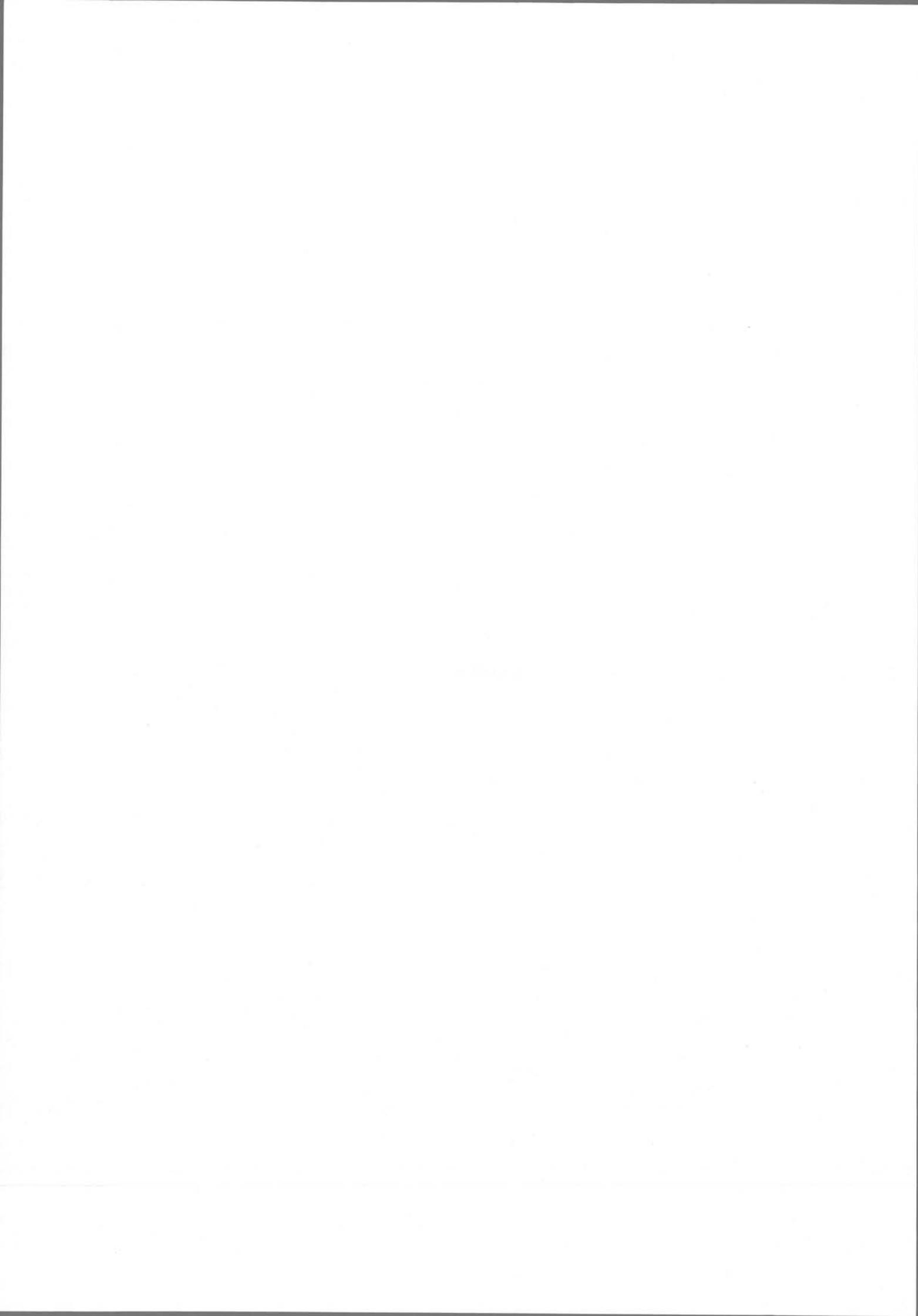
Des essais avec des conditions de fonctionnement différentes (idéales et non idéales) ont montré que les deux structures possèdent des bonnes propriétés de robustesse face au bruit de mesure, variations paramétriques et mauvaises initialisations. Néanmoins, il faut noter la sensibilité des deux observateurs par rapport aux variations paramétriques.

Un autre aspect qui a motivé l'étude de ces deux types d'observateurs était celui concernant le temps de calcul en vue des applications pratiques. Lors des essais, on s'est aperçu que l'observateur de type Kalman nécessite un temps de calcul plus élevé que l'observateur à modes glissants. En effet, le gain de l'observateur de type Kalman provient de l'intégration d'une équation différentielle matricielle, alors que le gain de l'observateur à modes glissants s'obtient directement à l'aide d'une expression mathématique. On remarque que ces gains sont variants dans le temps.

Étant donné les temps de réponse obtenus, il est possible d'envisager leurs intégration

dans un schéma de commande. Néanmoins, cela nécessitera des analyses plus poussées afin d'établir des conditions suffisantes pour assurer la stabilité de l'ensemble commande-observateur.

## Conclusions



## Conclusions

Ce travail a été consacré à la commande à structure variable et à l'observation de l'onduleur de tension triphasé sans neutre raccordé. Même si dans ce travail ces deux objectifs sont sans liens directs entre eux, il représentent deux facettes complémentaires : la commande et l'observation.

Nous avons ainsi atteint notre ambition de réalisation d'un algorithme de commande à structure variable en y rajoutant une contrainte fréquentielle. Les résultats à la fois théoriques et expérimentaux montrent l'efficacité de notre approche.

Par ailleurs, les observateurs mis au point peuvent être mis à contribution afin de compléter les capteurs existants que cela soit pour la commande (la rapidité de convergence suffit) où que cela soit pour le diagnostic : surveillance des capteurs entre autres.

Enfin, il reste certains points abordés dans notre travail qui méritent une étude approfondie :

- La mise en œuvre pratique de la loi de commande directe à structure variable ;
- La mise en œuvre pratique des structures des observateurs proposées ;
- Optimisation des algorithmes en vue de son implémentation pratique ;

Une prochaine étape serait de généraliser nos résultats aux convertisseurs d'ordre élevé comme les multiniveaux ou multicellulaires. Une autre voie à explorer serait dans le domaine applicatif : filtrage actif (série) de tension et compensateurs série de tension (DVR).



## Bibliographie



## Bibliographie

- S. V. Baida et D. B. Izosimov. Vector method of design of sliding motion and simplex algorithms. *Automation and Remote Control*, (46):830–837, 1985.
- J.P. Barbot. Observateur non linéaire de type modes glissants : application à la machine asynchrone. Dans *Ecole d'été d'automatique de Grenoble, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, Grenoble, France*, pages 1–36, 1997.
- G. Besançon. *Contribution à l'Etude et à l'Observation des Systèmes Non Linéaires avec Recours au Calcul Formel*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, 1996.
- G. Bornard, N. Couenne, et F. Celle. Regularly persistent observer for bilinear systems. Dans *Proc. of the Colloque International en Automatique Non Linéaire, Nantes*, 1988.
- G. Bornard, J.L. Thomas, et S. Poullain. On the control of induction motors: Sliding modes and controlled limit cycles under frequency constraints. Dans *Notes of a Summer School, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, Grenoble, France*, pages 1–48, 1997.
- D. M. Brod et D. W. Novotny. Current control of vsi-pwm inverters. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 21(4):562–570, 1985.
- S. Drakunov et V. I. Utkin. Sliding mode observer : Tutorial. Dans *Proc. 34th IEEE Conf. on Decision and Control, New Orleans, L.A.*, pages 3376–3378, 1995.
- A. F. Filippov. Differential equations with discontinuous right-hand side. *Trans. Amer. Math. Soc.*, 62:199, 1960.
- G. F. Franklin, J. D. Powell, et M. L. Workman. *Digital Control of Dynamic System*. Addison Wesley, 2nd. edition, 1990.
- S. Guffon. *Modélisation et commande à structure variable des filtres actifs de puissance*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble, 2000.
- S. Guffon, A. Sariñana, S. Bacha, et G. Bornard. Indirect sliding mode control of three-phase power filter. Dans *PESC'98*, pages 1408–1414, 1998.
- H. Hammouri et J. De Leon Morales. Observer synthesis for state-affine systems. Dans *Proc. 29th IEEE Conf. on Decision and Control, Honolulu, Hawaii*, pages 784–785, 1990.

- H. Hassan. *Contribution à la Commande de Systèmes Discontinus*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, 1993.
- H. Hassan et G. Bornard. Sliding modes: the case of multivariable systems nonlinear in the input. Dans *NOLCOS'92*, pages 661–665, 1992.
- M. I. Henderson. Operating issues for facts devices: An operating planning perspective. Dans *EPRI FACTS Conference, Workshop*, Nov. 1994.
- R. Hermann et A. J. Krener. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 22:728–740, 1977.
- J. Hernandez et J.P. Barbot. Sliding observer-based feedback control for flexible joints manipulator. *Automatica*, 32(9):1243–1254, Sept. 1996.
- N. G. Hingorani. Facts: Flexible ac transmission systems. Dans *EPRI FACTS Conference, Workshop, Cincinnati*, Nov. 1990.
- J. Holtz. Pulsewidtht modulation for electronic power conversion". *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, 1994.
- J. Y. Hung, W. Gao, et J. C. Hung. Variable structure control: A survey. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, 40(1):2–22, 1993.
- T. Kailath. *Linear Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- P. V. Kokotovic, H. K. Khalil, et J. O'Reilly. *Singular Perturbations Methods in Control: Analysis and Design*. Academic Press, New York, 1986.
- F. Labrique, G. Segulier, et R. Bausière. *Les Convertisseurs de l'Électronique de Puissance*, volume 4, La Conversion continu-alternatif. Technique et Documentation Lavoisier, 2e. édition, 1995.
- F. L. Lewis. *Optimal Estimation*. John Wiley and Sons, New York, NY, 1986.
- C. W. Lu et A. C. Renfrew. Variable structure current control in current controlled voltage sourced rectifier. Dans *Proc. 7th. European Conf. on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norway*, pages 854–858, 1997.
- A. F. Lynch. *Nonlinear Observer Synthesis and Error Linearization*. PhD thesis, University of Toronto, 1999.
- B. Nicolas, M. Fadel, et Y. Cheron. Sliding mode control of dc-dc converters with input filter based on the lyapunov-function approach. Dans *Proc. 6th. European Conf. on Power Electronics and Applications, Brussels, Belgium*, pages 338–343, 1995.
- S. Ogasawara, H. Akagi, et A. Nabae. A novel pwm scheme of voltage source inverters based on space vector theory. Dans *Proc. 3rd. European Conf. on Power Electronics and Applications, Aachen, Germany*, pages 1197–1202, 1989.
- J. O'Reilly. *Observers for Linear Systems*. Academic Press, New York, NY, 1983.

- C. T. Pan et T. Y. Chang. An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 9(1):97–104, 1994.
- D. Roye. State of the art of control of ac motors. Dans *Notes of a Summer School, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, Grenoble, France*, pages 15–38, 1997.
- N. Sabanovic, A. Sabanovic, et K. Ohnishi. Control of three-phase switching converters: A sliding mode approach. Dans *IECON'92*, pages 319–324, 1992.
- K. Sahnouni, O. Lapierre, S. Jones, et A. Berthon. A shunt active filter with sliding mode control circuit. Dans *EPE'97*, volume 4, pages 837–841, 1997.
- J. F. Silva. Sliding mode control of boost-type unity-power-factor pwm rectifier. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, 46(3):594–603, 1999.
- H. Sira-Ramirez. Differential geometric methods in variable-structure control. *Int. Journal of Control*, 48(4):1359–1390, 1988.
- J.-J. E. Slotine, J. K. Hedrick, et E. A. Misawa. On sliding observers for nonlinear systems. *Journal of Dynamic Syst., Meas. Control*, 109:245–252, 1987.
- M.-W. L. Thein et E. A. Misawa. Comparison of the sliding observer to several state estimators using a rotational inverted pendulum. Dans *Proc. 34th IEEE Conf. on Decision and Control, New Orleans, L.A.*, volume 4, pages 3385–3390, 1995.
- J.L. Thomas. Contribution à la commande multivariable d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur mli. Master's thesis, Conservatoire National des Arts et Metiers, Paris, 1990.
- V. I. Utkin. Variable structure systems with slidings modes. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 22:212–222, 1977.
- V. I. Utkin. *Sliding Modes and Theirs Applications in Variable Structure Systems*. MIR Publishers Moscow, 1978.
- H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, et G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 24:142–150, 1988.
- D. M. Vilathgamuwa, S. R. Wall, et R. D. Jackson. Variable stucture control of voltage sourced reversible rectifiers. *IEE Proc. B*, 143(1):18–24, 1996.
- B.L. Walcott, M.J. Corless, et S.H. Zak. Comparative study of non-linear state-observation techniques. *Int. Journal of Control*, 45(6):2109–2132, 1987.
- G.-B. Wang, S.-S. Peng, et H.-P. Huang. A sliding observer for nonlinear process control. *Chemical Engineering Science*, 52(5):784–805, 1997.
- R. Wu, S.B. Dewan, et G.R. Slemon. Analysis of a pwm ac to dc voltage source converter under predicted current control with fixed switching frequency. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 27(4):756–764, 1991.

- K. D. Young, V. I. Utkin, et U. Ozunger. A control engineer's guide to sliding mode. *IEEE Trans. on Control System Technology*, 7(3):325–342, 1999.
- L. Zhang, C. Whathanasarn, et F. Hardan. An efficient microprocessor-based pulse-width modulator using space vector modulation strategy. Dans *IECON'96*, pages 91–96, 1996.

