



**HAL**  
open science

**Modélisation et Commande de structures FACTS :  
(Flexible Alternative CUITent Transmission System)  
Application au STATCOM (STATIC COMPensator)**

Patrice Petitclair

► **To cite this version:**

Patrice Petitclair. Modélisation et Commande de structures FACTS : (Flexible Alternative CUITent Transmission System) Application au STATCOM (STATIC COMPensator). Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT : . tel-00909634

**HAL Id: tel-00909634**

**<https://theses.hal.science/tel-00909634>**

Submitted on 26 Nov 2013

**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.



T 524

# THESE

présentée par

**Patrice PETITCLAIR**

(Agrégé de Génie Electrique,  
Normalien de l'ENS de Cachan)

Pour obtenir le grade de DOCTEUR  
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE  
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

\* \* \*

Modélisation et Commande de structures **FACTS** :

(Flexible Alternative Current Transmission System)

Application au **STATCOM** (STATic COMPensator)

\* \* \*

Date de soutenance : 16 Juillet 1997.

Composition du jury :

Monsieur	Bernard DAVAT	Président et Rapporteur
Messieurs	Jean-Paul HAUTIER	Rapporteur
	Nouredine HADJ-SAID	Examineur
	Jean-Paul FERRIEUX	Examineur
	Seddik BACHA	Examineur



# THESE

présentée par

**Patrice PETITCLAIR**

(Agrégé de Génie Electrique,  
Normalien de l'ENS de Cachan)

Pour obtenir le grade de DOCTEUR  
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE  
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

\* \* \*

Modélisation et Commande de structures **FACTS** :

(Flexible Alternative Current Transmission System)

Application au **STATCOM** (STATic COMpensator)

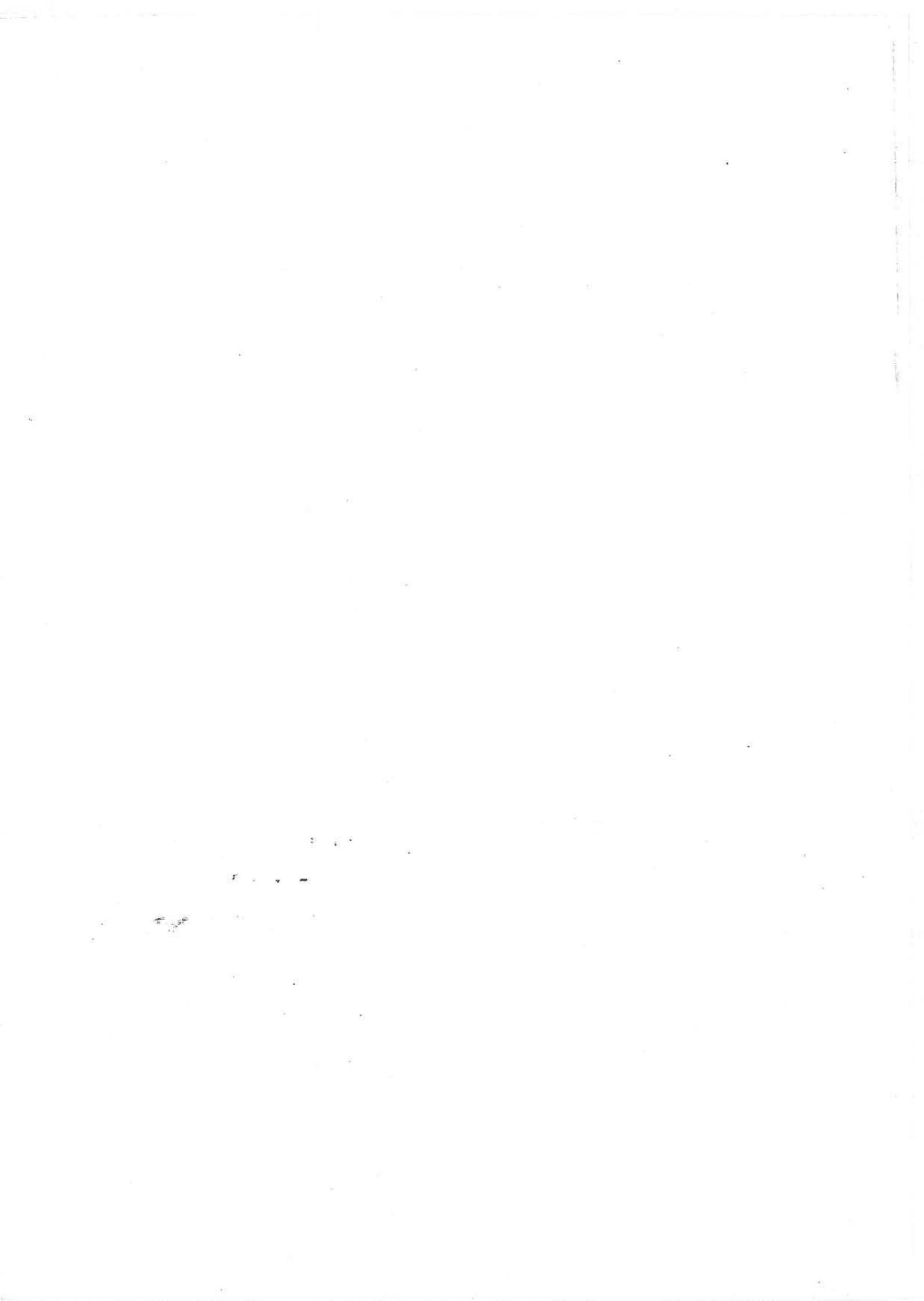
\* \* \*

Date de soutenance : 16 Juillet 1997.

Composition du jury :

Monsieur	Bernard DAVAT	Président et Rapporteur
Messieurs	Jean-Paul HAUTIER	Rapporteur
	Nouredine HADJ-SAID	Examineur
	Jean-Paul FERRIEUX	Examineur
	Seddik BACHA	Examineur

*Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble*



## Remerciements

*Je remercie :*

*Mrs Robert Perret et Jean-Claude Sabonnadière pour m'avoir accueilli au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble,*

*Mr Jean-Pierre Rognon de m'avoir accepté dans l'équipe commande du L.E.G,*

*J'ai frappé à la porte de leur laboratoire et ils me l'ont ouverte alors que j'avais fait un D.E.A dans un laboratoire d'une autre spécialité, ils m'ont fait confiance et je ne l'oublie pas.*

*Mr Bernard Davat, Professeur à l'E.N.S.E.M de Nancy pour avoir présidé mon jury et accepté d'être l'un de mes rapporteurs,*

*Mr Jean-Paul Hautier, Professeur à l'E.N.S.A.M de Lille pour avoir également accepté d'être rapporteur de mon travail,*

*Mr Nouredine Hadj-Saïd qui a accepté de faire parti de mon jury et qui a porté beaucoup d'intérêt pour le travail effectué,*

*Mr Jean-Paul Ferrieux pour avoir été mon directeur de thèse, et avoir su me consacrer le temps qu'il fallait pour la lecture de ce rapport,*

*Mr Seddik Bacha, dit chef, qui a encadré ce travail de thèse. Ce ne fût pas toujours facile de mettre d'accord les têtus que nous sommes, mais heureusement, cela a fait avancer la réflexion scientifique.*

*Je remercie tout particulièrement les gens de l'équipe réseaux avec qui j'ai eu l'occasion de travailler dans la bonne humeur, Yvon Besanger, Jean-Christophe Passelerque et Nouredine Hadj-Saïd.*

*Le temps passé dans ce laboratoire m'a permis de découvrir le monde de la recherche et l'enseignement supérieur, vu de l'intérieur. Un gros laboratoire comme le L.E.G. est une véritable société, toutes les tendances de l'espèce humaine y sont représentées.*

*Cette communauté a donné naissance à une équipe de Badminton (Catherine Pelisson, Laure-Line Rouve, Pierre-Alain Jacquot, Sylvain Maginier Frédéric Mérienne, Raphaël Peugot),*

*un groupe de rock phare de la scène Grenobloise : Laurence et les Teckels (Lolo, Doudou, Orphée et Yvon),*

*et surtout pas mal d'amis (Ils savent qu'ils sont mes amis.....)*

# Table des Matières

Introduction Générale .....	1
<b>Chapitre I : Introduction aux FACTS et à la compensation shunt.....</b>	<b>3</b>
<b>I.1. Situation des réseaux de transport .....</b>	<b>3</b>
I.1.1. Le projet FACTS.....	4
I.1.2. Principes de fonctionnement des FACTS.....	6
I.1.2.1. Ligne de transport seule .....	6
I.1.2.2. Compensation shunt par un compensateur d'énergie réactive .....	7
I.1.2.3. Principe de la compensation série.....	7
I.1.2.4. La compensation par déphasage.....	8
I.1.3. Réalisation technique des compensateurs.....	9
I.1.3.1. Compensation shunt.....	9
I.1.3.1.1. Compensation par SVC (Static Var Compensator).....	10
I.1.3.1.2. Le STATCOM (STATic COMpensator).....	11
I.1.3.2. Les systèmes de compensation série .....	13
I.1.3.2.1. Le compensateur série commandé par thyristor (TCSC : Thyristors Controlled Series Compensator).....	13
I.1.3.2.2. Compensateur série par onduleur de tension .....	14
I.1.3.3. La compensation par déphaseur .....	15
I.1.3.4. L'UPFC (Unified Power Flow Controler).....	16
I.1.4. Conclusion.....	17
<b>I.2 La compensation shunt : Le STATCOM.....</b>	<b>18</b>
I.2.1 Les différentes structures de STATCOM.....	18
I.2.1.1 La structure onduleur de tension .....	18
I.2.1.2 La structure commutateur de courant.....	19
I.2.1.3 Comparaison des différentes structures (onduleur de tension et commutateur de courant).....	20
I.2.1.3.1 étude harmonique de l'onduleur de tension.....	20
I.2.1.3.2 étude harmonique du commutateur de courant .....	21
I.2.1.3.3 Conclusion sur les deux types de structures .....	21
I.2.2 Association de structures onduleurs.....	22
I.2.2.1 Association parallèle/série d'onduleurs de tension .....	22
I.2.2.2 Structure des STATCOM sur les réseaux de transport .....	24
I.2.3 Onduleurs multi-niveaux.....	25
I.2.4 Conclusion.....	27
<b>I.3 Conclusion.....</b>	<b>28</b>

<b>Chapitre II : Modélisation .....</b>	<b>29</b>
<b>II.1. Introduction .....</b>	<b>29</b>
<b>II.2. Etat de l'art sur les modèles de compensateurs shunt .....</b>	<b>30</b>
II.2.1. Modèles de SVC.....	30
II.2.1.1. Modèles statiques de SVC.....	30
II.2.1.2. Modèles dynamiques de SVC.....	32
II.2.1.2.1. Modèle du premier ordre.....	32
II.2.1.2.2. Modèles recommandés par la CIGRE.....	33
II.2.2. Les modèles de STATCOM.....	34
II.2.2.1. Les modèles statiques de STATCOM.....	35
II.2.2.2. Les modèles dynamiques du STATCOM.....	36
II.2.2.3. Les modèles dynamiques petits signaux.....	37
II.2.3. Conclusion sur l'état de l'art.....	38
<b>II.3. Modélisation du STATCOM.....</b>	<b>38</b>
II.3.1. La structure du STATCOM.....	38
II.3.2. Mise en équation du système.....	39
II.3.3. Modèle topologique.....	40
II.3.4. Modèle topologique du STATCOM dans le repère (d,q).....	44
II.3.4.1. Description et relations fondamentales du repère (d,q).....	44
II.3.4.2. Application au STATCOM.....	45
II.3.5. Modèles moyens généralisés au sens du premier harmonique.....	46
II.3.5.1. Un peu de théorie sur la méthode du modèle moyen généralisé.....	47
II.3.5.2. Application à la structure du STATCOM.....	48
II.3.5.3. Modèle moyen au sens du premier harmonique.....	48
II.3.5.4. Modèle moyen généralisé dans le repère (d,q).....	49
II.3.6. Modélisation d'une association de structures.....	51
<b>II.4. Validation des modèles obtenus.....</b>	<b>54</b>
II.4.1. Structure à un seul onduleur de tension.....	54
II.4.1.1. Validation du modèle Topologique.....	54
II.4.1.2. Validation du modèle topologique (d,q).....	55
II.4.1.3. Validation du Modèle Moyen Généralisé (MMG).....	56
II.4.2. STATCOM à 12 impulsions.....	58
II.4.3. Conclusion sur la modélisation de la structure du STATCOM.....	60
<b>II.5. Extension à l'UPFC.....</b>	<b>60</b>
II.5.1. Modélisation de L'UPFC.....	60
II.5.2. Validation du modèle d'UPFC.....	62
<b>II.6. Conclusion.....</b>	<b>64</b>

Chapitre III : Commande Linéarisante.....	3
III.1 Introduction .....	65
III.2 Etude statique en valeurs réduites.....	66
III.3 Régulation du courant réactif par un correcteur classique.....	69
III.3.1 Etude petits signaux .....	69
III.3.2 Mise en place d'un correcteur PI .....	71
III.3.3 Conclusion.....	74
III.4 Commande non linéaire : Linéarisation par bouclage.....	74
III.4.1 Théorie sur la linéarisation exacte par bouclage.....	74
III.4.2. Application de la linéarisation par bouclage au STATCOM.....	76
III.4.3. Association d'un contrôleur classique : correcteur proportionnel.....	76
III.5. Mise en place et validation de la linéarisation par bouclage .....	78
III.5.1. Implantation de la loi de commande .....	78
III.5.2. Filtrage des signaux alternatifs.....	81
III.5.2.1. Cas du filtre passe bas côté alternatif.....	81
III.5.2.2. Cas d'un filtre passe bande.....	82
III.5.3. Filtrage des grandeurs continues.....	83
III.5.3.1. Filtre passe bas.....	84
III.5.3.2. Filtrage par filtres réjecteurs de fréquence, filtres passe-bas et filtre passe-bande.....	85
III.5.4. Conclusion sur le filtrage .....	88
III.5.5. Extension aux Associations de structures.....	89
III.5.6. Conclusion.....	90
III.6. Etude de la linéarisation par bouclage .....	90
III.6.1. Sensibilité vis à vis du point de fonctionnement .....	90
III.6.2. Stabilité du système bouclé .....	92
III.6.3. Conséquences sur la dynamique interne.....	93
III.6.3.1 Conséquences des variations de références.....	93
III.6.3.2 Conséquences des variations de E.....	94
III.6.3.3 Validation avec le modèle Topologique.....	95
III.7. Stabilisation de la dynamique interne.....	96
III.7.1. Stabilisation pour bouclage de la dérivée de Id.....	96
III.7.2. Etude de Stabilité.....	96
III.7.3. Etude temporelle.....	99

III.7.4.	Effet des perturbations de E .....	100
III.7.5.	Validation avec le modèle Topologique .....	102
III.7.6.	Stabilisation tenant compte de la dérivée seconde de Id .....	102
III.7.7.	Conclusion sur la stabilisation.....	103
<b>III.8.</b>	<b>Robustesse vis-à-vis des paramètres .....</b>	<b>104</b>
III.8.1.	Conséquence des erreurs de paramètres.....	104
III.8.2.	Erreur sur le paramètre XL.....	104
III.8.3.	Erreur sur le paramètre RS.....	105
III.8.4.	Estimation de paramètre .....	106
III.8.5.	Correction de paramètre .....	107
III.8.5.1	Cas du paramètre XL.....	107
III.8.5.2	cas du paramètre Rs.....	109
III.8.6.	Conclusion sur l'estimation .....	110
<b>III.9.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>111</b>
<b>Chapitre IV : Insertion et Validation du Modèle de STATCOM</b>		
<b>    dans EUROSTAG.....</b>		<b>113</b>
<b>IV.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>113</b>
<b>IV.2</b>	<b>Mise en place du STATCOM .....</b>	<b>113</b>
IV.2.1	Réalisation de la boucle de tension.....	113
IV.2.1.1	Boucle interne du courant réactif par PI .....	115
IV.2.1.2	Linéarisation par bouclage pour la boucle de courant réactif .....	115
IV.2.2	Validation du fonctionnement sur un "mini réseau" .....	116
IV.2.2.1	Mise en place du modèle.....	117
IV.2.2.2	Résultats de simulation.....	118
IV.2.3	Conclusion.....	120
<b>IV.3</b>	<b>Insertion du modèle et de sa commande dans EUROSTAG.....</b>	<b>120</b>
IV.3.1	Présentation du logiciel EUROSTAG.....	120
IV.3.2	Mise en forme du STATCOM pour EUROSTAG .....	121
IV.3.3	Concordance des modèles sur MATRIXx et EUROSTAG.....	122
IV.3.3.1	Comparaison avec des lignes dynamiques.....	123
IV.3.3.2	Comparaison avec des lignes impédantes.....	124
IV.3.3.2.1	Descriptions des modèles de lignes.....	124
IV.3.3.2.2	Résultats de simulation .....	126
IV.3.3.2.3	Inconvénient des lignes impédantes sur EUROSTAG.....	128

IV.3.4	Comportement des différents modèles de compensation.....	130
IV.3.4.1	Modèle de STATCOM CIGRE .....	130
IV.3.4.2	Comparaison des différents modèles.....	130
<b>IV.4</b>	<b>Insertion dans un réseau conséquent.....</b>	<b>132</b>
IV.4.1	Présentation d'un réseau test.....	132
IV.4.2	Simulation de court-circuit .....	133
IV.4.3	Conclusion.....	135
<b>IV.5</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>136</b>
	<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>137</b>
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>139</b>



## Introduction Générale



# Introduction Générale

De nos jours, la distribution de l'énergie électrique est en augmentation à cause de l'industrialisation mais aussi de la croissance démographique. Le besoin de construire de nouveaux équipements (lignes, centrales...) se fait sentir mais les pressions écologistes, les lourdeurs administratives et surtout les contraintes économiques rendent difficiles leurs constructions.

Ce contexte a donné naissance au projet FACTS (Flexible Alternative Current Transmission System) dont l'objectif principal est de mieux maîtriser les transits de puissance en gardant les installations existantes. Ce projet apporte des dispositifs nouveaux à base d'électronique de puissance avec de faibles coûts d'installation. Il existe de nombreux dispositifs FACTS destinés à compenser l'énergie réactive (Static Var Compensator, **STATic COM**pensator), à modifier les impédances de lignes (Thyristors Controlled Series Compensator) ou la phase de la tension (déphaseurs). L'insertion de ces dispositifs suppose une étude préalable statique aussi bien que dynamique du réseau et du dispositif lui-même. On étudiera dans ce mémoire, le STATCOM (**STATic COM**pensator).

Ce travail s'articule autour de plusieurs axes de préoccupation du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, à savoir l'électronique de puissance, l'étude des réseaux de puissance et enfin la commande des systèmes électriques. Ceci donne lieu à un découpage de cette thèse en quatre chapitres, chacun privilégiant un de ces aspects.

Le premier chapitre est une introduction aux problèmes de réseau et aux FACTS. Il explore les divers solutions structurelles apportées par l'électronique de puissance, et ce, tout particulièrement pour la compensation d'énergie réactive.

Le second chapitre débute par l'état de l'art sur les modèles de SVC et STATCOM existants. Puis un modèle plus précis de la structure du STATCOM sera mis au point au sens du premier harmonique dynamique. Comparativement aux premiers, ce modèle décrit de manière plus satisfaisante, les comportements grands signaux de la structure électronique de puissance tout en demeurant invariant.

Les correcteurs classiques ne permettant pas une commande robuste de notre dispositif, le chapitre III propose une commande non linéaire dans le but de maîtriser le comportement dynamique du courant réactif du STATCOM. Cette loi de commande sera optimisée afin d'obtenir une meilleure stabilité du dispositif. On abordera les problèmes de mise en pratique de cette loi de commande liés aux mesures des signaux et des paramètres mis en jeu.

Enfin le modèle du STATCOM et ses lois de commande sont implantés dans un logiciel destiné à l'étude dynamique des réseaux. Le chapitre IV montre l'apport de la prise en compte de la structure d'électronique de puissance et de sa commande pour ce type d'étude.

## **Chapitre I**

### **Introduction aux FACTS et à la compensation Shunt**



# Chapitre I

## *Introduction aux FACTS et à la compensation shunt*

### I.1. Situation des réseaux de transport

Les réseaux de transport d'énergie électrique sont actuellement de plus en plus sollicités. L'augmentation de la consommation due à l'industrialisation en est une des causes importante. L'implantation de nouvelles lignes et centrales permettrait de résoudre le problème. Seulement, les contraintes politiques, économiques et écologiques rendent difficiles l'obtention de permis de construire. De plus, la construction et la mise en service de nouvelles installations peuvent prendre plusieurs années. Avec ces contraintes, la localisation géographique des nouvelles centrales ne correspondra pas forcément aux besoins d'énergie. Par ailleurs, la consommation d'énergie est en augmentation constante, tout en étant géographiquement et temporairement irrégulière. Pour satisfaire cette consommation, les échanges internationaux de puissances sont intéressants, ce qui demande une interconnexion de systèmes différents. Ainsi, l'augmentation du maillage d'un réseau favorise des boucles de puissance et des lignes en parallèle, par contre la surcharge de certaines lignes engendre la détérioration du profil de tension et diminue la stabilité du réseau. A cet effet, le réseau français permet d'illustrer tous ces problèmes [BE-96.1, HA-93] :

- La consommation de puissance a une variation journalière toujours supérieure à 10 GW soit une variation de 15 à 30 % de la consommation moyenne. De plus les variations de consommation peuvent être très importantes à certains moments de la journée, la météo étant un facteur important influant sur la consommation. Ainsi, une baisse de température de 1°C aurait pour conséquence une augmentation approximative de la consommation de 1 GW.

-Les échanges internationaux représentent 11 à 20 % de la puissance produite.

-La Bretagne est une illustration des problèmes géographiques car cette région est faiblement maillée, et sa consommation d'énergie est supérieure à la moyenne nationale.

En conséquence des problèmes administratifs, écologiques, politiques mais aussi financiers, les principaux objectifs des compagnies de transports d'énergie sont :

- d'améliorer les équipements existants pour augmenter les transits de puissance afin de repousser les limites du système actuel qui est sous utilisé.

- d'avoir des réseaux plus flexibles, c'est-à-dire de pouvoir changer rapidement de configuration, ce qui permet de mieux réagir en cas de forte variation de la demande de puissance et une meilleure distribution d'énergie.

En tenant compte de ces contraintes et objectifs, EPRI (Electric Power Research Institute) lance en 1988 un projet à long terme : le projet FACTS (Flexible AC Transmission System) [HE-94, HI-90].

### 1.1.1. Le projet FACTS

Si à l'heure actuelle les dispositifs électromécaniques ou purement passifs sont largement utilisés, ils répondent de moins en moins aux contraintes nouvelles imposées par les développements des réseaux. Le projet FACTS a pour ambition de dépasser les limites actuelles des équipements. Pour cela il est mis à profit les possibilités offertes par l'électronique de puissance (rapidité et faible maintenance). Les systèmes FACTS peuvent être par exemple :

- Les compensateurs d'énergie réactive qui soutiennent la tension du réseau au point de connexion en contrôlant le flux de la puissance réactive.
- Les condensateurs séries réglables qui modifient l'impédance de la ligne et permettent alors de contrôler la puissance qui transite sur celle-ci.
- Les déphaseurs qui modifient la puissance transmise sur une ligne en changeant la phase de la tension à un noeud donné.
- Les limiteurs de courant de défaut qui insèrent des éléments résistifs en cas de court-circuit.
- Les freins dynamiques : les machines génératrices du réseau peuvent perdre leur synchronisme à la suite de divers problèmes, les freins dynamiques réduisent alors la perte de synchronisme.
- Les amortisseurs de résonance subsynchrone : ces dispositifs amortissent les oscillations de puissances dans le réseau. Ces fréquences sont très inférieures à la fréquence nominale du réseau.

Nous allons nous intéresser aux principes de fonctionnement des principaux dispositifs FACTS, les compensateurs d'énergie réactive, les compensateurs séries réglables et les déphaseurs. C'est-à-dire uniquement les dispositifs qui permettent de contrôler le transit de puissance sur une ligne et sa tenue en tension.

L'exemple qui suit illustre le transport de puissance sur une ligne à courant alternatif, supposée sans pertes et modélisée par une réactance  $X_L$  [HI-90] (figure 1.1).

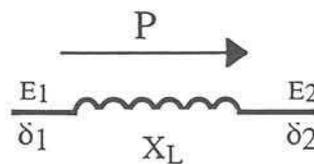


figure 1.1 : Transit de Puissance sur une ligne [HI-90]

La puissance qui transite dans cette ligne est donnée en fonction des tensions aux extrémités de la ligne  $E_1$  et  $E_2$ , du déphasage entre ces tensions  $\delta_{12}$  et de l'impédance de la ligne  $X_L$  (1.1).

$$P = \frac{E_1 E_2}{X_L} \sin \delta_{12} \quad (1.1)$$

Une modification des paramètres de tension  $E_1$  ou  $E_2$ , de l'impédance  $X_L$  ou du déphasage  $\delta_{12}$  permet alors de régler le transit de puissance. C'est en agissant sur ces paramètres que l'on pourra contrôler au mieux le transit de puissance, tout en utilisant les lignes déjà existantes. Pour illustrer l'intérêt du contrôle de puissance, on considère une charge et une source connectées par deux lignes en parallèle (figure 1.2). On s'intéressera à la répartition de la puissance transportée.

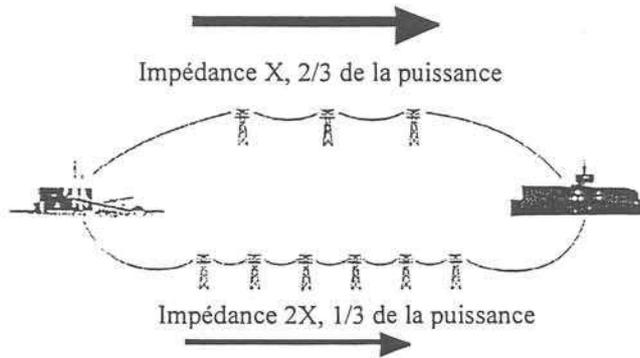


figure 1.2 : Répartition des puissances sur deux lignes en parallèles [HI-90]

La puissance transitant de la source vers la charge est alors régie par la loi d'Ohm. Le chemin parcouru par la puissance n'est pas contrôlé : la ligne ayant l'impédance la plus faible risque d'être surchargée et l'autre sous-employée. Dans notre exemple, la puissance consommée se répartit pour un tiers sur la ligne d'impédance  $2X$  et les deux tiers sur la ligne d'impédance  $X$ . Des dispositifs FACTS peuvent alors servir à contrôler la circulation de puissance et équilibrer son transfert.

En modifiant l'impédance entre la charge et la source, on modifie le transit de puissance. Un dispositif de type condensateur série réglable peut par exemple être inséré sur la ligne d'impédance  $2X$  pour ramener l'impédance totale à  $X$  (figure 1.3). La répartition de puissance est plus équilibrée. On constate que l'équilibrage s'est effectué sans modification notable de l'installation. Si l'utilisation de FACTS n'élimine pas complètement le besoin de construire de nouvelles lignes, elle peut dans la majorité des cas s'avérer avantageuse économiquement [NI-93].

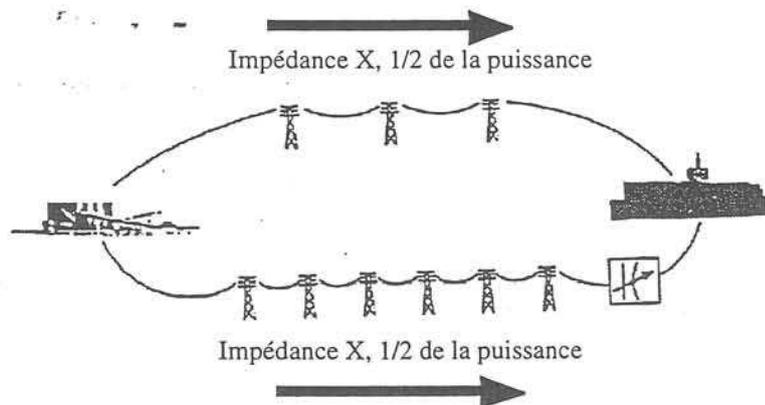


figure 1.3 : Répartition des puissances, avec un condensateur série réglable sur une ligne.

## I.1.2. Principes de fonctionnement des FACTS

Nous nous intéresserons qu'aux principaux dispositifs FACTS cités plus haut. Ces derniers sont des compensateurs shunt, série et des déphaseurs. Pour cela nous prendrons l'exemple d'une ligne de transport dans laquelle sont insérés ces dispositifs.

### I.1.2.1. Ligne de transport seule

On considère une ligne de transport, que l'on peut décomposer en deux demi-lignes d'impédance  $\frac{X_L}{2}$  (figure 1.4).

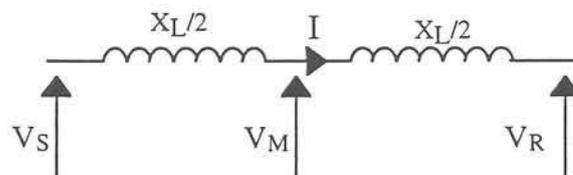


figure 1.4 : Modèle simplifié de la ligne

- $V_S$  : Tension aux bornes de la source
- $V_R$  : Tension aux bornes du récepteur
- $V_M$  : Tension au milieu de la ligne
- $X_L$  : Impédance (Réactance) de la ligne
- $I$  : Courant de ligne

On considère que les tensions à chaque extrémité de la ligne sont égales à  $V$  et que le déphasage entre elles est  $\delta_{12}$ , la puissance transmise sur la ligne, est alors donnée par l'équation 1.2 :

$$P = \frac{V^2}{X_L} \sin \delta_{12} \quad (1.2)$$

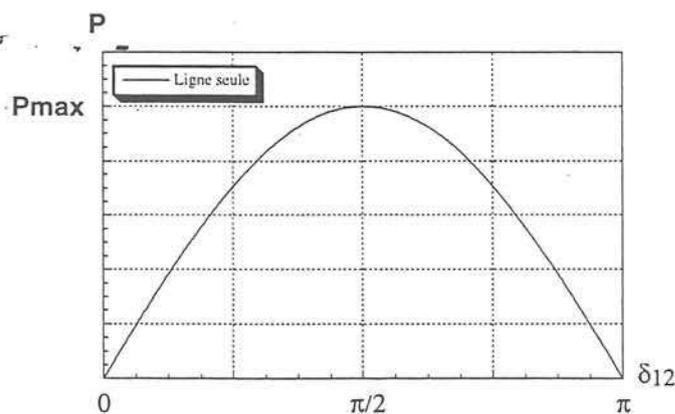


figure 1.5 : Courbe de puissance en fonction de l'angle de transmission

Le transfert maximal de puissance transmissible sur la ligne est alors obtenu pour un déphasage de  $\delta_{12}$  de  $\frac{\pi}{2}$  (figure 1.5).

### I.1.2.2. Compensation shunt par un compensateur d'énergie réactive

On insère maintenant au milieu de la ligne un compensateur d'énergie réactive idéal [GY-90]. Ce dispositif permet de maintenir la tension  $V_M$  à la tension  $V$ , en contrôlant le flux de puissance réactive (figure 1.6). En effet, la chute de tension à travers une ligne est donnée par la relation (1.3) en négligeant le terme résistif de la ligne.

$$\Delta V = \frac{X_L Q}{V} \quad (1.3)$$

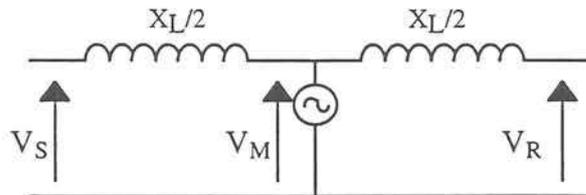


figure 1.6 : Compensation shunt d'une ligne

L'équation 1.4 donne l'expression de la puissance transmise par la ligne compensée. On remarquera que la puissance maximale transmise est doublée et est obtenue pour un déphasage de  $\delta = \pi$  (figure 1.7). Une compensation shunt permet donc de doubler le transport de puissance maximale d'une ligne.

$$P = \frac{2V^2}{X_L} \sin \frac{\delta_{12}}{2} \quad (1.4)$$

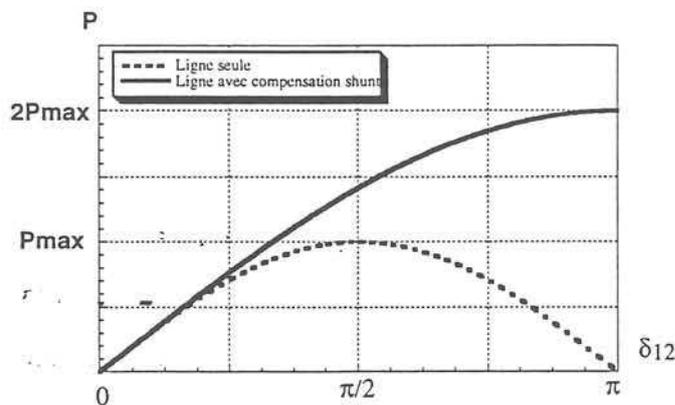


figure 1.7 : Courbes de puissance avec et sans compensation shunt en fonction de l'angle de transmission

### I.1.2.3. Principe de la compensation série

Cette compensation a pour principe d'insérer une réactance sur la ligne [GY-90] toujours dans le but d'en augmenter la puissance transmissible. La ligne étant modélisée par une réactance de type inductif, on comprend aisément que l'on diminue cette réactance en ajoutant une réactance de type capacitif. En conservant le même modèle de ligne, on obtient la compensation série donnée par la figure 1.8.

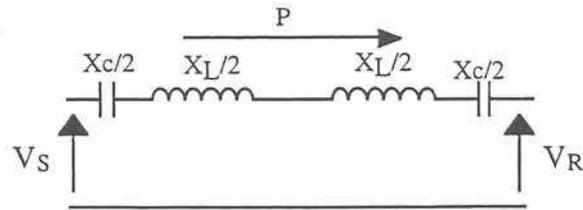


figure 1.8 : Principe de la compensation série

La réactance introduite aura la valeur  $X_C$ , donnée par l'équation 1.5.

$$X_C = s.X_L, s \text{ est le degré de compensation } 0 \leq s < 1 \quad (1.5)$$

L'impédance totale entre le récepteur et la source est maintenant donnée par l'équation 1.6. La puissance transmise, exprimée par l'équation 1.7 est alors fonction du degré de compensation  $s$  (figure 1.9).

$$X_{\text{total}} = X_L - X_C = X_L(1-s) \quad (1.6)$$

$$P = \frac{V^2}{X_L(1-s)} \sin \delta_{12} \quad (1.7)$$

Avec ce type de compensation, les condensateurs doivent échanger de l'énergie réactive en quantité importante. Les propriétés sont similaires à celles du compensateur d'énergie réactive.

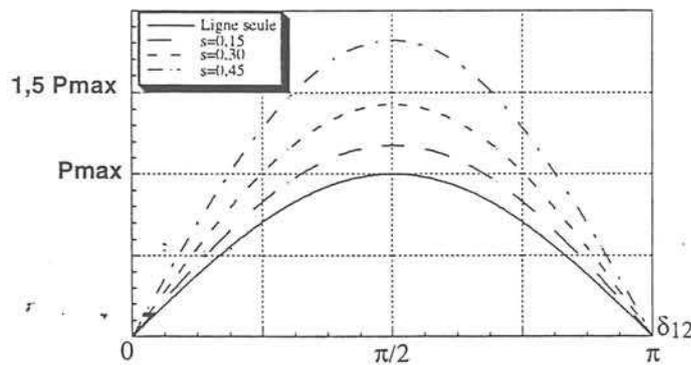


figure 1.9 : Courbes de puissance avec et sans compensation série

#### I.1.2.4. La compensation par déphasage

Le principe de cette compensation est basé sur l'insertion d'un déphaseur sur la ligne [GY-90]. Ce dispositif est modélisé par une source de tension, d'amplitude et de phase variables. On peut alors avoir en sortie du déphaseur une tension  $V_S$  de même amplitude qu'à l'entrée ( $V_G$ ) mais déphasée de l'angle  $\alpha$  (figure 1.10).

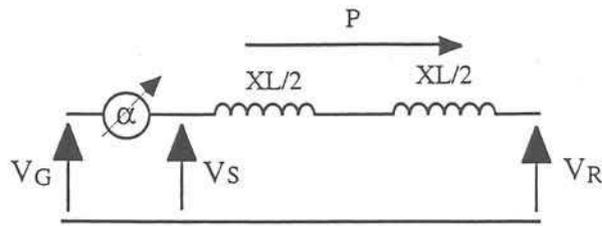


figure 1.10 ; Principe de la compensation par déphasage

La puissance transmissible sur la ligne est alors fonction de l'angle de déphasage  $\alpha$  (équation 1.8).

$$P = \frac{V^2}{X_L} \sin(\delta + \alpha) \quad (1.8)$$

Pour ce type de compensation, la puissance maximale transmissible n'est pas augmentée, mais le réglage de  $\alpha$  permet le réglage du transit de puissance. Ce dispositif fonctionne finalement comme une vanne électrique.

### 1.1.3. Réalisation technique des compensateurs

Les principaux compensateurs présentés, nous montrons maintenant les moyens techniques de leur réalisation. Diverses méthodes existaient bien avant le lancement du projet FACTS, mais l'évolution des composants de l'électronique de puissance tels que les GTO (Gate Turned-Off : Thyristor à ouverture par la gâchette), ont permis d'introduire de nouvelles structures que nous développerons ci-dessous, en particulier les solutions technologiques de la compensation shunt.

#### 1.1.3.1. Compensation shunt

Le compensateur d'énergie réactive a déjà fait ses preuves sous la forme d'une machine synchrone couplée au réseau et fonctionnant à vide. La puissance active alors consommée est uniquement liée aux pertes de la machine. Le réglage du transfert d'énergie réactive se fait par le biais de l'excitation de la machine. Ce principe de réglage, outre les nuisances sonores, nécessite un coup d'investissement initial et d'entretien non négligeables. Par ailleurs, l'inertie de la machine implique des temps de réponse conséquents.

Des inductances et des condensateurs commandés par des interrupteurs mécaniques ont été largement utilisés et le demeurent encore. Ce sont tout simplement des inductances ou des batteries condensateurs qui sont connectées au réseau en fonction de l'énergie réactive que l'on veut absorber ou fournir. Cette technique ne permet pas un réglage fin, et n'a pas un temps de réponse suffisamment rapide pour compenser de fortes variations d'énergie, de plus, les parties mécaniques demandent une maintenance importante.

### I.1.3.1.1. Compensation par SVC (Static Var Compensator)

Pour avoir un temps de réponse plus rapide et pour éliminer les parties mécaniques, les RCT (Réactances Commandées par Thyristor) (figure 1.11) ont fait leur apparition vers la fin des années soixante [BE-96.1, EN-85, GY-79, TO-81]. Elles sont constituées d'une inductance en série avec un gradateur (deux thyristors tête-bêche). Chaque thyristor conduit pendant moins d'une demi-période de la pulsation du réseau. Le retard à l'amorçage  $\alpha$  permet de régler l'énergie réactive absorbée par le dispositif.

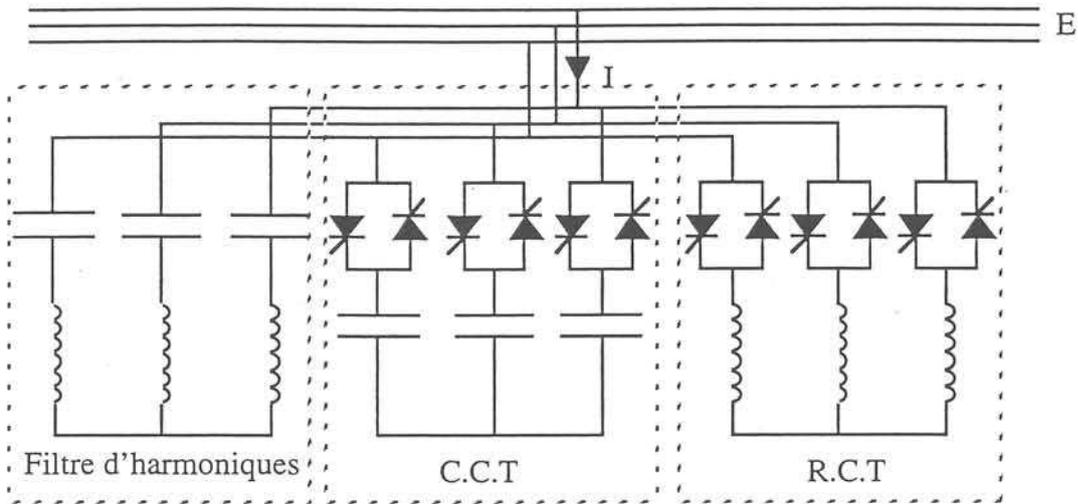


figure 1.11 : Schéma du S.V.C

La figure 1.12 donne les formes d'onde du courant. Le schéma de la figure 1.11 est en étoile mais pour éliminer les harmoniques de rang (3, 9, 15, ...) ces dispositifs sont dans la pratique connectés en triangle. Pour limiter la pollution harmonique du réseau, on peut encore éliminer les harmoniques de rang 5, 7, 17, 19 en connectant deux RCT aux deux secondaires d'un transformateur, ceux-ci décalés de trente degrés [EN-85].

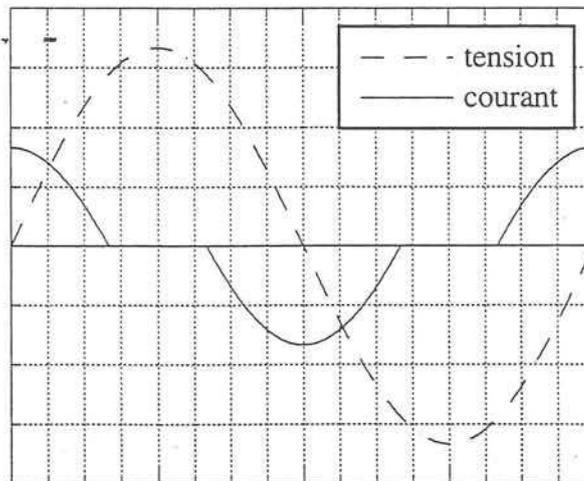


figure 1.12 : Forme d'onde du courant dans un RCT

Le RCT ne peut absorber que de l'énergie réactive, puisqu'il est constitué d'éléments inductifs. C'est pour cela que l'on associe ses dispositifs avec des bancs de Condensateurs Commandés par Thyristors (CCT) qui fournissent de l'énergie réactive au réseau. Les thyristors fonctionnent cette fois en pleine conduction (une période complète de la pulsation du réseau). Le réglage de l'énergie réactive se fait en réglant l'énergie absorbée par le RCT, le bilan global est la somme des deux énergies. Ce dispositif est associé à des filtres LC accordés sur les harmoniques à éliminer.

L'association de ces dispositifs RCT, CCT, bancs de capacités fixes et filtres d'harmoniques constitue le compensateur hybride, plus connu sous le nom de SVC (Static Var Compensator) dont le premier dispositif a été installé en 1979 en Afrique du Sud [BE-96.1]. La caractéristique statique du SVC est donnée par la figure 1.13. Trois zones sont distinctes :

- une zone où seules les capacités sont connectées au réseau,
- une zone de réglage où l'énergie réactive est une combinaison des CCT et des RCT,
- une zone où le RCT donne son énergie maximale (butée de réglage), les condensateurs sont déconnectés.

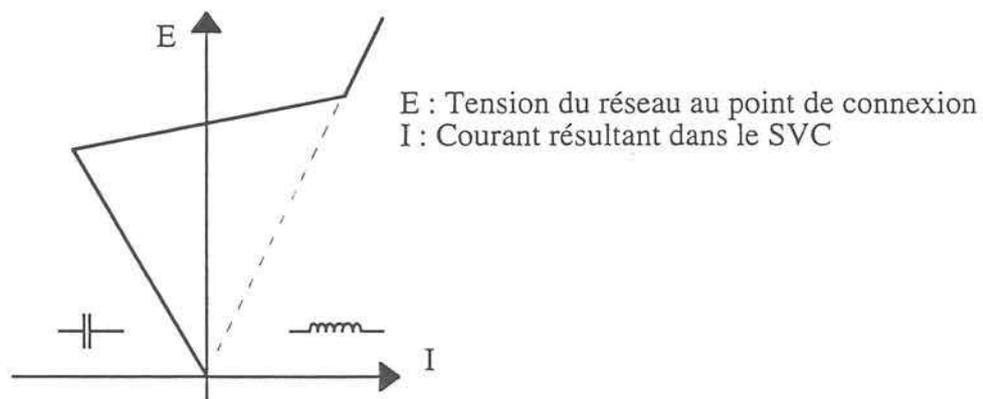


figure 1.13 : Caractéristique d'un SVC

#### 1.1.3.1.2. Le STATCOM (STATIC COMPensator)

Le STATCOM (STATIC COMPensator) a connu jusqu'à maintenant différentes appellations, CSERA (Compensateur Statique d'Énergie Réactive de type Avancé), ASVC (Advanced Static Var Compensator), SVG (Static Var Generator) et STATCON (STATIC CONDenser) [EK-94, GY-94, GY-92, MO-93.1]. Son principe de fonctionnement est similaire à celui du compensateur synchrone. Les tensions de sortie sont générées par un onduleur au lieu d'être créées par un groupe tournant. Le schéma du STATCOM est donné par la figure 1.14.

Ce principe a pu être mis en oeuvre grâce à l'évolution des composants de l'électronique de puissance, et surtout grâce à l'apparition des GTO de forte puissance. Les cellules de commutation sont bidirectionnelles, c'est-à-dire formées de GTO et de diodes en antiparallèle.

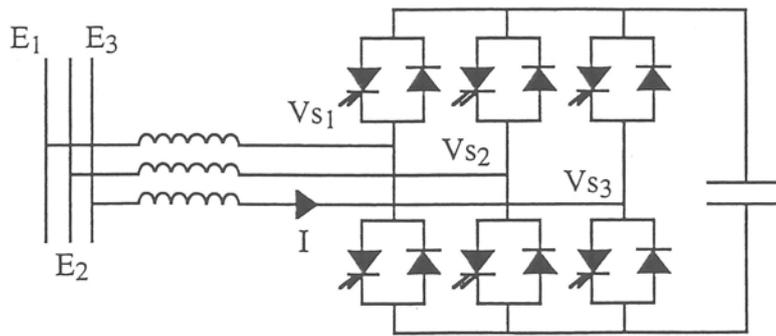


figure 1.14 : Structure du STATCOM

Le rôle du STATCOM est d'échanger de l'énergie réactive avec le réseau. Pour ce faire, l'onduleur est couplé au réseau par l'intermédiaire d'une inductance triphasée, celle-ci est en général l'inductance de fuite du transformateur de couplage. L'échange d'énergie réactive se fait par le contrôle de la tension de sortie de l'onduleur  $V_S$ , laquelle est en phase avec la tension du réseau  $E$ . Le fonctionnement peut être décrit de la façon suivante :

si  $V_S < E$ , le courant circulant dans l'inductance est déphasé de  $+\frac{\pi}{2}$  par rapport à la tension  $E$  et le courant est capacitif (figure 1.15-a)

si  $V_S > E$ , le courant circulant dans l'inductance est déphasé de  $-\frac{\pi}{2}$  par rapport à la tension  $E$  et le courant est inductif (figure 1.15-b)

si  $V_S = E$ , le courant circulant dans l'inductance est nul, il n'y a pas d'échange d'énergie.

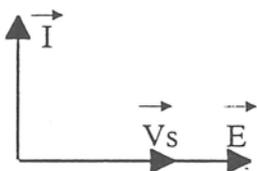


figure 1.15-a : Courant capacitif



figure 1.15-b : Courant inductif

On considère dans ce fonctionnement que les tensions sont triphasées et équilibrées. Par ailleurs, l'amplitude de la tension de sortie  $V_S$  est proportionnelle à la tension continue aux bornes du condensateur.

L'avantage de ce dispositif est de pouvoir échanger de l'énergie avec un comportement inductif et capacitif uniquement à l'aide d'une inductance. Contrairement au SVC, il n'y a pas d'élément capacitif qui peut entraîner des résonances avec les éléments inductifs. La caractéristique statique de ce convertisseur est donnée par la figure 1.16. Ce dispositif a l'avantage de pouvoir fournir un courant constant important même lorsque tension  $E$  diminue, contrairement au SVC.

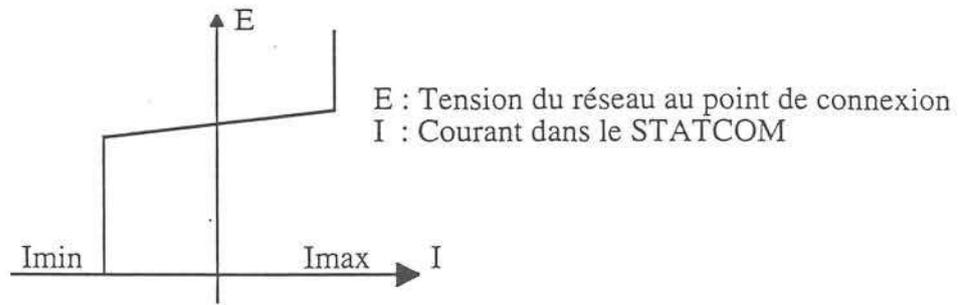


figure 1.16 : Caractéristique statique du STATCOM

### I.1.3.2. Les systèmes de compensation série

Le principe de ces compensateurs est de modifier l'impédance de la ligne de transport en insérant des éléments en série avec la ligne. Pour modifier l'impédance d'une ligne essentiellement inductive, on insère des éléments capacitifs. On va bien sûr chercher à contrôler l'impédance de la ligne, en utilisant des condensateurs séries réglables.

#### I.1.3.2.1. Le compensateur série commandé par thyristor (TCSC : Thyristors Controlled Series Compensator).

Le TCSC est composé d'une inductance en série avec un gradateur à thyristor, le tout en parallèle avec un condensateur [HE-93, LA-93]. Cet ensemble est inséré sur la ligne de transmission (figure 1.17).

Où  $X_c$  est l'impédance du condensateur du TCSC

$X_l$  est l'impédance de l'inductance du TCSC

$X_L$  est l'impédance de la ligne

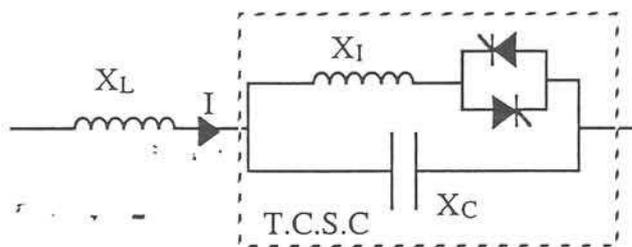


figure 1.17 : Insertion d'un TCSC sur une ligne

Ce dispositif a trois modes de conduction :

- Les thyristors ne sont pas commandés, l'impédance du dispositif est alors  $X_c$
- Les thyristors sont commandés en pleine conduction. L'impédance équivalente est égale à l'impédance du condensateur  $X_c$  en parallèle avec l'impédance de l'inductance  $X_l$ .
- Les thyristors sont en conduction partielle, l'impédance du dispositif est donc fonction de l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  (figure 1.18). On remarque qu'il y a une zone où l'impédance n'est pas déterminée.

L'avantage du TCSC est d'obtenir une impédance de ligne variable avec un temps de réponse intéressant. Mais il peut engendrer des instabilités s'il est commandé près de la résonance. Ce type de compensateur est apparu au milieu des années 80.

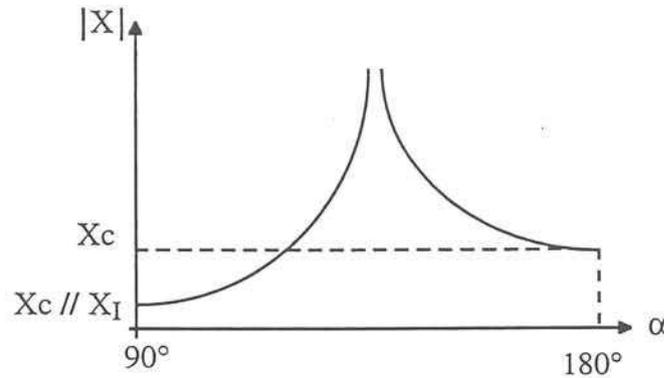


figure 1.18 : Impédance du TCSC en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors

### I.1.3.2.2. Compensateur série par onduleur de tension

Ce type de compensateur a été introduit par L. Gyugyi en 1989 [GY-90, RI-96]. Le principe de ce dispositif (figure 1.19) est d'introduire une tension en série sur la ligne en quadrature avec le courant (1.9), de sorte à reproduire le fonctionnement d'un condensateur. La tension insérée par l'onduleur sera à la fréquence du réseau et l'amplitude de celle-ci proportionnelle à la compensation désirée :

$$V_c = -j k X_L I \quad (1.9)$$

Où  $I$  est le courant de ligne

$k$  est le degré de compensation  $k = \frac{X_c}{X_L}$  si  $X_L$  est l'impédance totale de la ligne

$X_c$  est l'impédance capacitive introduite sur la ligne

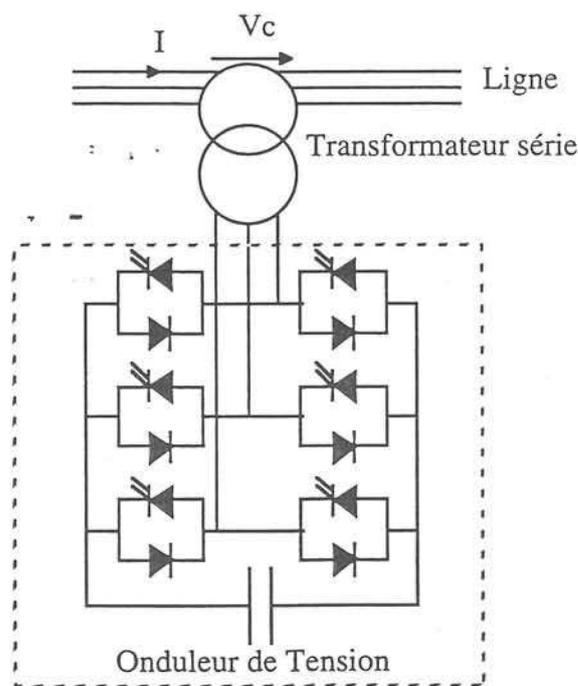


figure 1.19 : Compensateur série par onduleur

On remarquera que le dispositif peut introduire une impédance inductive s'il est nécessaire d'augmenter l'impédance de la ligne. Pour ce faire il faut que le terme  $k$  soit négatif.

L'avantage de ce compensateur est de ne pas introduire physiquement de condensateur, mais de simuler son fonctionnement. Cela évite d'avoir des oscillations dues à la résonance avec les éléments inductifs du réseau. L'encombrement de ce compensateur est plus réduit que le TCSC, mais sa commande sera plus complexe.

### I.1.3.3. La compensation par déphaseur

Ces FACTS ont été créés pour remplacer les déphaseurs à transformateurs à réglage en charge (LTC Load Tap Changer) qui sont commandés mécaniquement.

Le principe de ce compensateur est d'injecter une tension en quadrature avec la tension à déphaser [GY-90]. Son amplitude est une combinaison des secondaires dont les rapports de transformation sont 1, 3 et 9 (figure 1.20). L'amplitude de la tension insérée évolue en paliers, il peut donc engendrer des échanges d'énergie active et réactive avec le réseau.

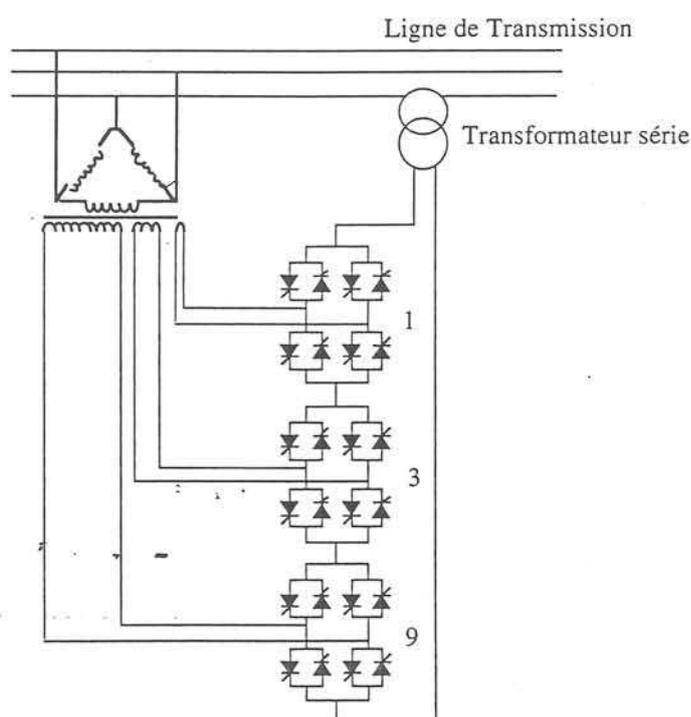


figure 1.20 : Déphaseur commandé par thyristors (représentation pour une phase)

Ce type de compensateur n'est pas couramment utilisé, seule une étude est actuellement menée afin d'introduire un déphaseur à thyristor dans l'interconnexion des réseaux du nord ouest du Minnesota et le nord de l'Ontario [HA-93].

Il a l'avantage de ne pas générer d'harmonique car les thyristors sont commandés en interrupteurs électroniques (pleine conduction). Par contre comme le déphasage n'a pas une variation continue, il est nécessaire d'y adjoindre un compensateur shunt, ce qui entraîne des surcoûts d'installation.

### I.1.3.4. L'UPFC (Unified Power Flow Controller)

Gyugyi a présenté le concept de l'UPFC en 1990 [GY-90, GY-92]. L'originalité de ce compensateur est de pouvoir contrôler les trois paramètres associés au transit de puissance :

- la tension
- l'impédance de la ligne
- le déphasage des tensions aux extrémités d'une ligne

Ce dispositif a donc la faculté d'effectuer à lui seul, les principales compensations : les compensations shunt, série et par déphaseur. L'UPFC est constitué de deux onduleurs interconnectés par une liaison continue (figure 1.21). Le premier onduleur est connecté en parallèle sur le réseau et le second insère une tension en série sur la ligne.

On note :  $V_{ab}$  la tension insérée par le second onduleur

$V_a$  la tension du réseau avant l'UPFC

$V_b$  la tension du réseau après l'UPFC.

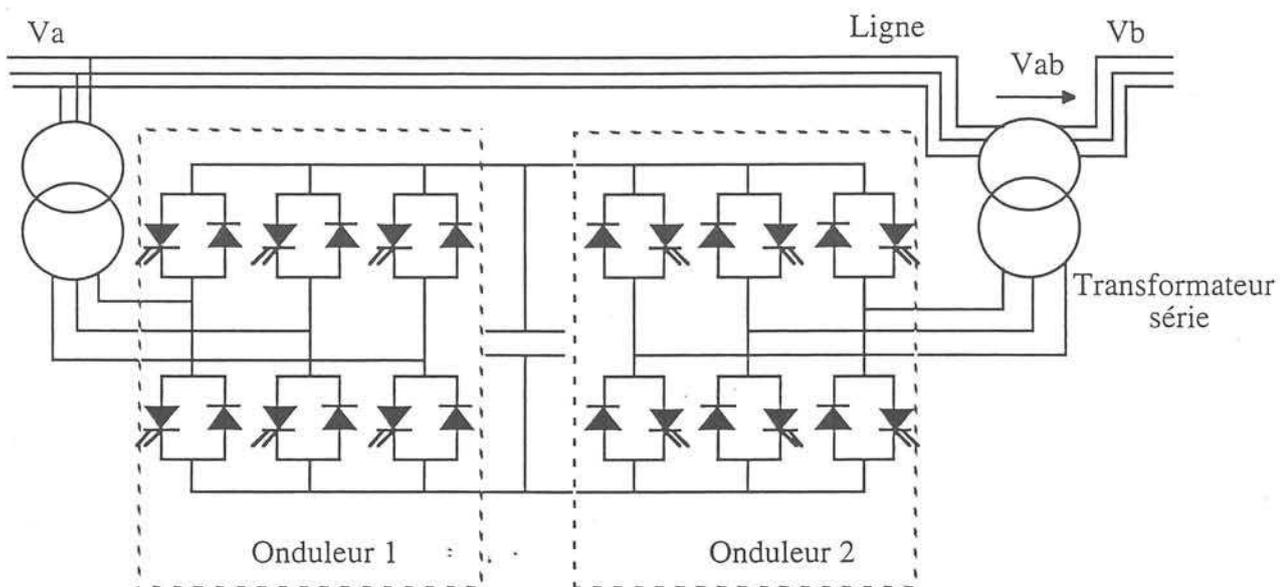


figure 1.21 : Schéma de l'UPFC

On remarque que la structure de l'ondeur 1 est identique à celle du STATCOM. Cet onduleur peut donc être utilisé pour faire de la compensation d'énergie réactive et maintenir la tension  $V_a$ .

La tension de ligne après la sortie de l'UPFC,  $V_b$ , est la somme  $V_a + V_{ab}$ . La tension  $V_{ab}$  doit être à la pulsation du réseau, son amplitude et sa phase étant réglées avec l'ondeur 2.  $V_{ab}$  évolue entre 0 et  $V_{abmax}$  et sa phase est comprise entre 0 et  $2\pi$ .

Le réglage de  $V_{ab}$  en phase avec  $V_a$  permet de régler la tension de sortie de l'UPFC,  $V_b$ . Ce mode de fonctionnement permet de faire du maintien de tension ou une régulation de tension (figure 1.22-a).

$V_{ab}$  peut aussi être réglée en quadrature avec le courant. Ce mode de fonctionnement permet donc de faire varier l'impédance apparente de la ligne, en fonction de l'amplitude de la tension  $V_{ab}$ . Il s'agit d'un fonctionnement en compensateur série (figure 1.22-b).

Enfin,  $V_{ab}$  pourra être réglée de sorte que  $V_b$  soit de même amplitude que  $V_a$  mais déphasée d'un angle  $\alpha$ . On aura alors un fonctionnement de l'UPFC en déphaseur (figure 1.22-c).

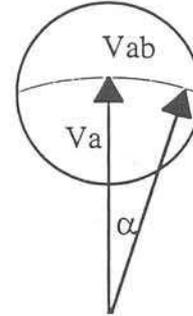
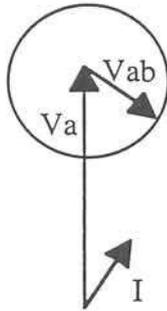
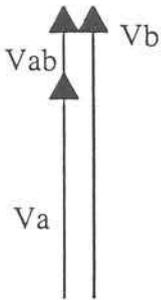


figure 1.22-a :  $V_{ab}$  en phase

figure 1.22-b: Compensation série

figure 1.22-c : Fonctionnement déphaseur

On comprend bien que l'avantage de ce FACTS est de pouvoir à lui seul effectuer les différents types de compensation. Il permet de faire une combinaison des différentes compensations mais aussi de basculer d'un mode de fonctionnement à l'autre en fonction des contraintes du réseau. Le dispositif est composé de deux onduleurs et sa commande a un niveau de complexité élevé. Les deux onduleurs sont commandés simultanément, pour les différentes fonctions FACTS réalisées.

Il n'y a pas d'UPFC actuellement en service. Une installation en deux temps est prévue aux Etats Unis, dans le Kentucky. La première phase consiste à installer l'onduleur 1 de  $\pm 160$  MVAR durant l'année 1997. Cet onduleur shunt fonctionnera en STATCOM. Le second onduleur, de même puissance que le premier, sera mis en service avec son transformateur série fin 1997 [RA-97].

#### 1.1.4. Conclusion

Nous avons exploré le contenu du projet FACTS destiné à répondre aux problèmes des réseaux. Les différentes compensations permettent de donner des solutions en tenant compte des différentes contraintes, et surtout d'améliorer le contrôle du transit de puissance dans les réseaux. Dans la suite de ce mémoire nous nous intéresserons à la compensation shunt et surtout au compensateur statique (STATCOM).

## I.2 La compensation shunt : Le STATCOM

### I.2.1 Les différentes structures de STATCOM

Plusieurs solutions technologiques à base d'électronique de puissance sont envisageables. Les commandes rapprochées (commande des interrupteurs) et éloignées (asservissement et contrôle) sont tributaires de la structure choisie. Le choix de la structure est entre autre imposée par :

- Les niveaux de puissances mis en jeu (actuellement entre 50 et 100 MVAR)
- La pollution harmonique
- Le niveau de pertes
- Le coût du dispositif
- La fiabilité

#### I.2.1.1 La structure onduleur de tension

Cette structure est présentée à la figure 1.23. Au § I.1.3.1.2 nous avons montré que ce dispositif permet d'échanger de l'énergie réactive avec le réseau uniquement en maintenant en phase le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur avec la tension du réseau au noeud de connexion. Dans un cas plus réaliste, du fait des pertes du dispositif, la tension de sortie de l'onduleur sera légèrement déphasée afin d'absorber de l'énergie active pour compenser ces pertes.

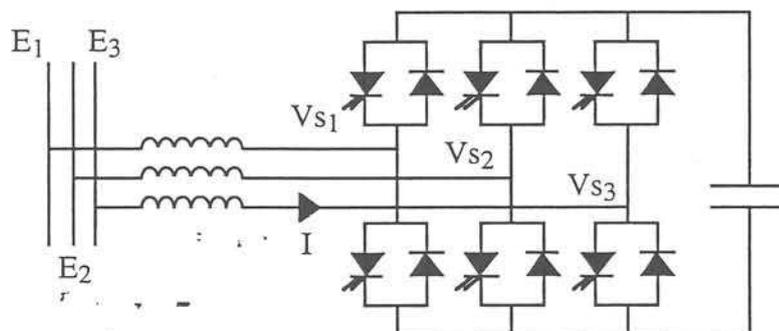


figure 1.23 : Structure du STATCOM

Afin de réduire les harmoniques de courant générés par le système, l'onduleur peut avoir une loi de commande MLI (Modulation de la Largeur d'Impulsion) [JO-91, JO-89, XU-91]. Cette technique de commande permet un temps de réponse élevé. Toutefois cette technique de commutation à fréquence élevée n'est pas envisageable vu les niveaux de puissances échangés et compte tenu des limitations technologiques des interrupteurs de puissance. De ce fait, pour réduire la pollution harmonique d'autres solutions structurelles sont proposées avec des interrupteurs travaillant en pleine onde, mais en procédant à des associations en parallèle et/ou en série d'onduleurs de base ou encore en utilisant des structures multi-niveaux

### I.2.1.2 La structure commutateur de courant

La structure duale de l'onduleur de tension a été développée : le commutateur de courant (figure 1.24). L'avantage de cette structure est de contrôler directement le courant injecté sur la ligne. Le courant de sortie sera contrôlé déphasé de  $90^\circ$  avec la tension du réseau, en avance ou en arrière, de sorte à fournir ou absorber de l'énergie réactive sur la ligne [XU-91, PA-96, GY-79].

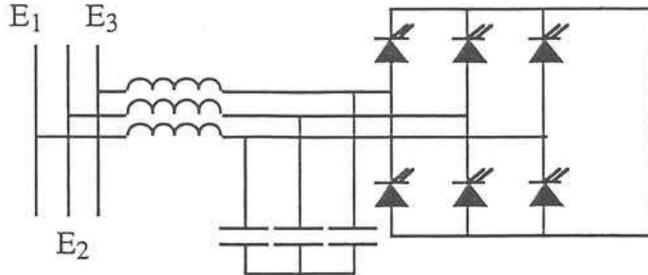


figure 1.24 : STATCOM à structure commutateur de courant

Pour compenser les pertes du système, un déphasage supplémentaire sera nécessaire pour absorber de l'énergie active. Le système est connecté au réseau par un transformateur, celui-ci étant représenté par ses inductances de fuite. Un banc de capacités fixes est nécessaire pour le bon fonctionnement de ce dispositif et éviter les surtensions.

Pour contrôler ce dispositif, une commande MLI peut être utilisée [XU-91], c'est alors le fondamental du courant dans le transformateur, que l'on va maintenir à  $90^\circ$  par rapport à la tension du réseau. La loi de commande d'un tel dispositif devra assurer l'équilibrage des courants, soit la somme des courants égale à zéro. Le banc de capacités fixes est l'inconvénient de cet onduleur, car il peut engendrer des oscillations avec des éléments inductifs du réseau.

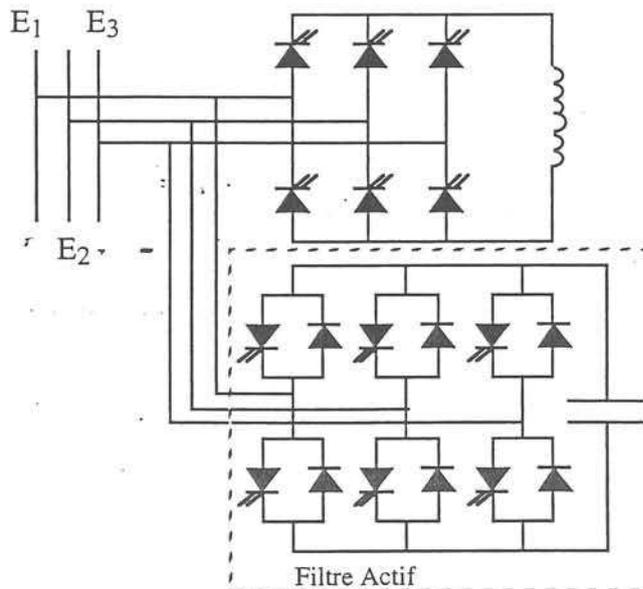


figure 1.25 : Commutateur de courant + filtre actif

Pour résoudre ce problème Xu [XU-91], propose de remplacer le banc de capacité fixe par un filtre actif. Ce dernier est un onduleur de tension (figure 1.25). Le filtre actif permet de réduire les harmoniques de courant engendrés par le dispositif.

### I.2.1.3 Comparaison des différentes structures (onduleur de tension et commutateur de courant)

Une étude comparative a été faite par Xu afin d'évaluer les avantages de chaque structure, commandée en MLI [XU-91]. Cette étude est axée sur la génération des harmoniques de courant sur le réseau. Elle compare le comportement harmonique des deux structures en fonction de leur type de fonctionnement (courant capacitif/inductif). L'étude a été faite avec une commande MLI sinus-triangle, la fréquence de MLI étant de 1,38 kHz ( $mf = 23$ ,  $mf$  étant le facteur de modulation).

#### I.2.1.3.1 Étude harmonique de l'onduleur de tension

On s'intéresse à l'évolution du fondamental du courant  $I_{a1}$  (image de l'énergie réactive échangée) et de ses harmoniques  $I_{ahk}$ . La figure 1.26 donne leur évolution en fonction du fondamental de la tension de sortie  $V_{s1}$ .  $I_{ah}$  étant défini par l'équation 1.10 :

$$I_{ah} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{ahk}^2} \quad (1.10)$$

La figure 1.27 montre le taux de distorsion harmonique (TDH) défini en (1.11) du courant dans l'onduleur de tension, en fonction du fondamental du courant.

$$TDH = \frac{I_{ah}}{I_{a1}} \quad (1.11)$$

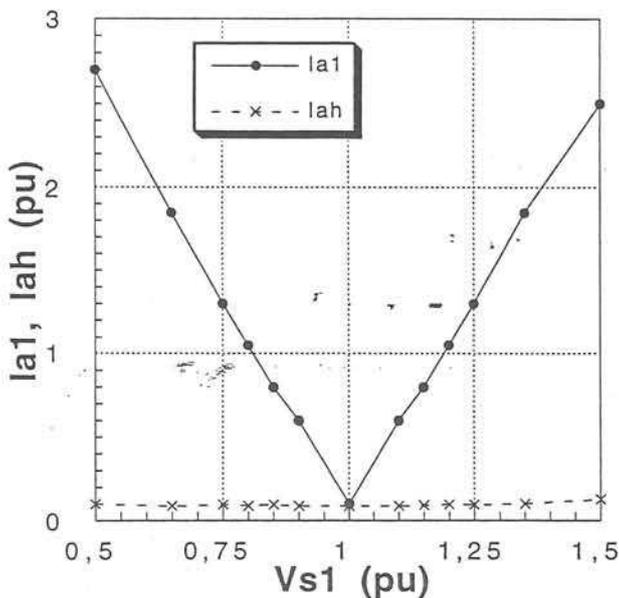


figure 1.26 :  $I_{a1}$  et  $I_{ah}$  en fonction de  $V_{s1}$

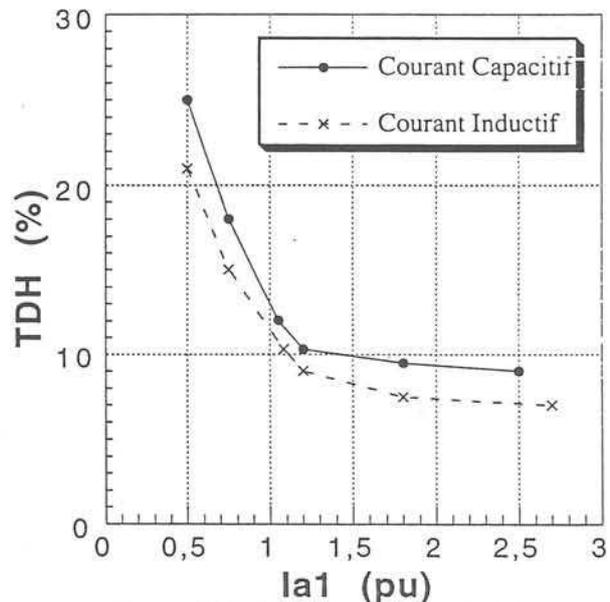


figure 1.27 : TDH en fonction de  $I_{a1}$

On remarque que TDH est plus important pour les faibles valeurs du courant, et que le TDH du courant capacitif est toujours supérieur au TDH du courant inductif, et ce, pour une valeur donnée de courant.

La valeur de  $I_{ah}$  est pratiquement constante.

### 1.2.1.3.2 Étude harmonique du commutateur de courant

Dans le cas du commutateur de courant, l'évolution du fondamental  $I_{a1}$  du courant  $I_a$  et du courant harmonique  $I_{ah}$  injectés sur le réseau en fonction du module du courant généré par l'onduleur  $I_{an1}$  est donné par la figure 1.28. La figure 1.29 trace le taux de distorsion harmonique du courant  $I_a$ .

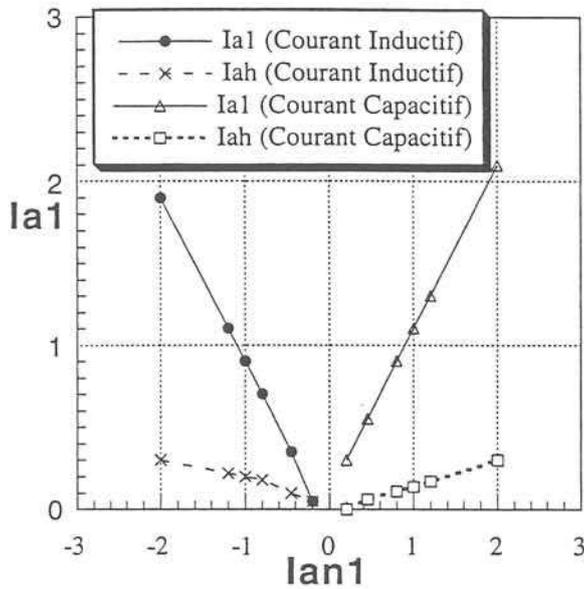


figure 1.28 :  $I_{a1}$  et  $I_{ah}$  en fonction de  $I_{an1}$

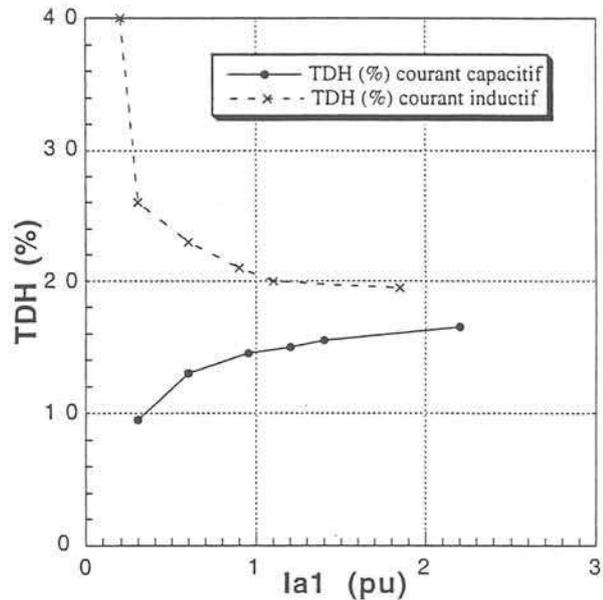


figure 1.29 : Taux de Distorsion Harmonique en fonction du courant réactif

L'évolution de  $I_{ah}$  est une croissance linéaire fonction de l'amplitude du courant réactif. Le taux de distorsion décroît avec le fondamental du courant pour un courant inductif, sa valeur est très élevée pour les faibles valeurs (supérieur à 40%). C'est l'inverse pour un courant capacitif, le TDH augmente avec la valeur du fondamental, et sa valeur est faible (inférieur à 10%) et inversement pour un courant capacitif. Dans le cas d'un courant inductif, le taux de distorsion harmonique est très élevé pour les faibles amplitudes de courant. Par contre pour les valeurs de courant capacitif, le TDH est faible pour les faibles valeurs de courant.

### 1.2.1.3.3 Conclusion sur les deux types de structures

La comparaison des deux structures montre que l'onduleur de courant est plus intéressant au niveau du TDH pour les faibles valeurs de courant capacitif. Ceci parce que la majorité du courant est fournie par le banc de capacités. Pour les fortes valeurs de courant (inductif ou capacitif) l'onduleur de tension semble plus performant. Afin de diminuer le taux de distorsion harmonique [KU-93] propose d'optimiser la stratégie de commande MLI, ce qui pourrait remettre en cause l'étude harmonique ci-dessus.

L'utilisation de commande MLI pour des applications de fortes puissances, avec des interrupteurs GTO n'est actuellement pas intéressante car les pertes par commutations sont très importantes [SE-94,

KU-93]. Aussi les STATCOM de plusieurs dizaines jusqu'à une centaine de MVAR, sont réalisés en associant plusieurs structures onduleurs. Les structures à onduleurs de tension semblent plus intéressantes au niveau des harmoniques générées sur le réseau mais aussi au niveau du coût financier.

## **1.2.2 Association de structures onduleurs**

Compte tenu de ce qui a été dit plus haut, on utilisera une loi de commande pleine onde (conduction des interrupteurs pendant une demi-période du fondamental). Pour avoir des taux de distorsion harmoniques acceptables avec une contrainte de fonctionnement en pleine onde, il est nécessaire d'associer en série et/ou en parallèle des structures, et ce, afin que les formes d'onde résultantes soient le plus proches possible de leur terme fondamental. Diverses solutions sont envisageables en couplant les onduleurs avec des transformateurs adéquats [WU-92]. Nous allons en exposer le principe sur la base de l'association de deux onduleurs.

### **1.2.2.1 Association parallèle/série d'onduleurs de tension**

Trainer [TR-94] a étudié les associations de deux onduleurs (couramment nommés à 12 impulsions), que ce soit en série ou en parallèle. Cet exemple servira à exposer le principe de réduction du taux harmonique.

- La mise en parallèle de deux onduleurs s'effectue par l'intermédiaire d'un transformateur à double enroulement secondaire, un en étoile et l'autre en triangle (figure 1.30).
- La mise en série se fait en utilisant un transformateur sommateur : un onduleur est connecté en série avec le primaire de ce transformateur, l'autre en étoile avec son secondaire. Un transformateur étoile-triangle est utilisé pour le couplage avec le réseau (figure 1.31).

Les onduleurs sont commandés en pleine onde. La connexion série ou parallèle n'a pas d'influence sur le taux de distorsion harmonique, il est identique dans les deux cas. Toutefois, la différence réside dans les contraintes sur les composants :

- le courant qui traverse les cellules GTO-Diode est plus important pour la structure parallèle que dans la structure série.
- pour une inductance de fuite du transformateur donnée, la tension aux bornes du condensateur sera plus faible pour une structure série que pour une structure parallèle.

La structure série semble plus avantageuse, mais demande deux transformateurs.

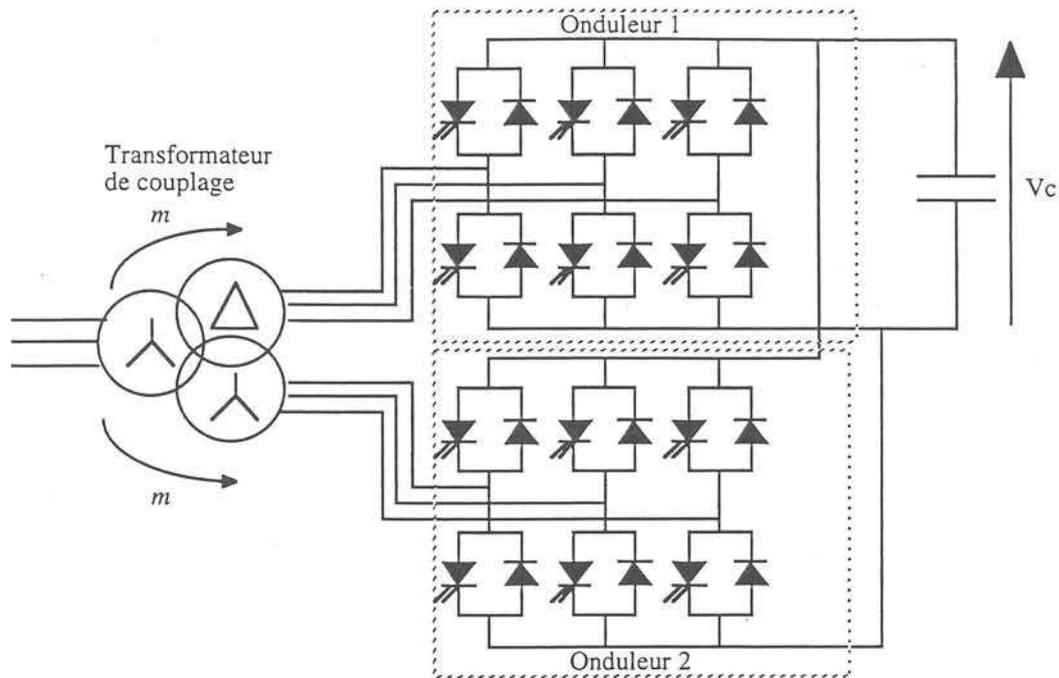


figure 1.30 : Association de structures onduleurs en parallèle

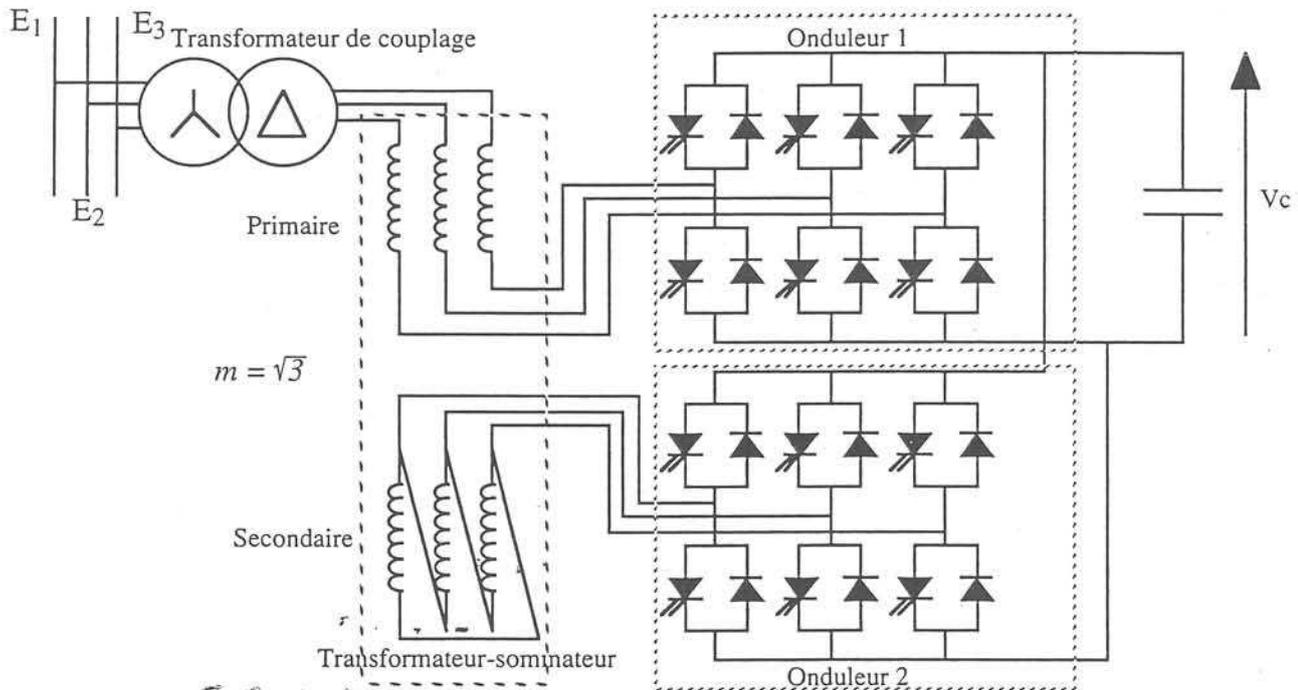


figure 1.31 : Association de structures onduleurs en série

De nombreuses études ont été faites à partir des structures à 12 impulsions (deux onduleurs) car le taux de distorsion harmonique est bien plus inférieur à celui d'un onduleur seul [EK-94, FI-92, TR-94]. La figure 1.32 donne les formes d'ondes d'une structure à 12 impulsions

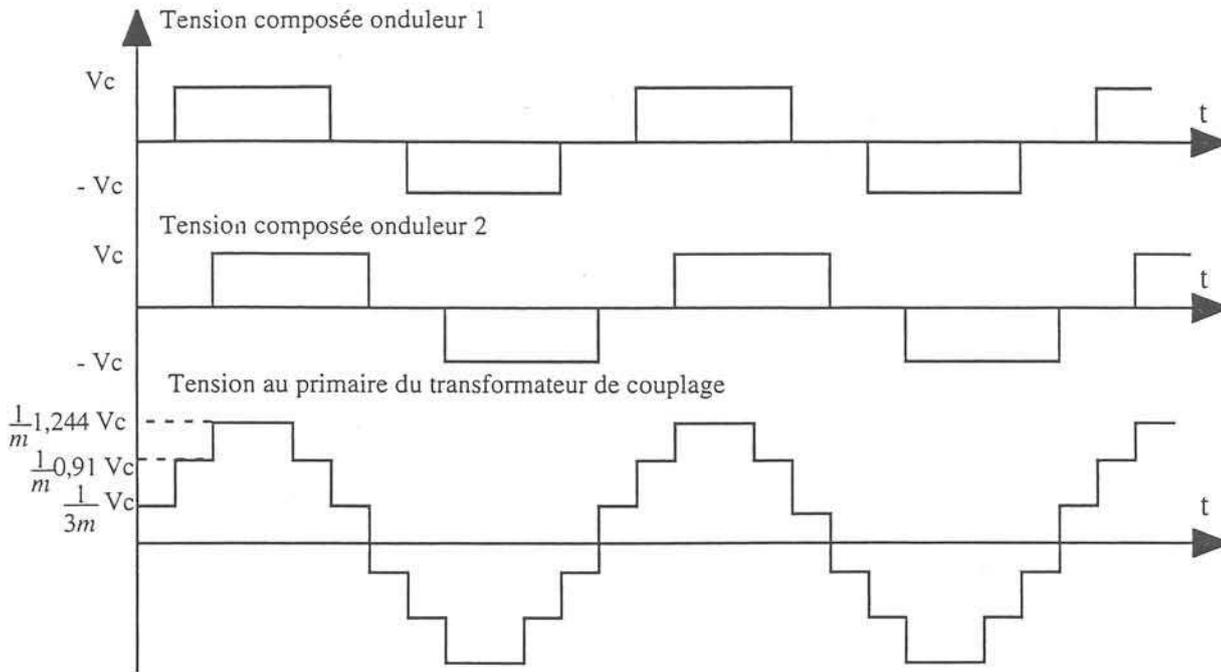


figure 1.32 : Formes d'onde de la structure 12 impulsions

Pour les deux types de structure, les commandes pleine onde des deux ponts sont décalées de  $30^\circ$ . La tension au primaire du transformateur est la somme des deux tensions simples au secondaire du transformateur, au rapport de transformation près. Un rapport de transformation de  $1/\sqrt{3}$  sur le transformateur en triangle permet d'annuler les harmoniques de rang 5,7 sur la tension.

### 1.2.2.2 Structure des STATCOM sur les réseaux de transport

L'installation d'un STATCOM sur le réseau de transport devra comporter un nombre bien supérieur d'onduleurs. Afin de ne pas ajouter de filtres passifs, le nombre d'impulsions doit être au moins de 24 (association de 4 onduleurs) [SC-94, GY-93], aussi les deux seuls STATCOM actuellement en service ont tous deux une structure à 48 impulsions, soit une association de 8 onduleurs. Afin d'associer un grand nombre d'onduleurs, les structures sont associées en série et en parallèle. Les caractéristiques de ces deux STATCOM sont les suivantes :

- Le premier STATCOM (appelé SVG, Statique Var Generator) en service a une puissance de  $\pm 80$  MVAR et est implanté au Japon [MO-93.1]. Il est connecté sur un noeud de 154 kV. Les GTO utilisés sont donnés à 3000 A, 4,5 kV et les diodes 1000 A/4,5 kV, chaque bras d'onduleur est muni de 3 GTO en série. Le bus continu est de 4150 V.
- Beaucoup de publications concernent le STATCON  $\pm 100$  MVAR installé aux États Unis dans le Tennessee [SC-94, SC-96, ME-92, SC-97]. La structure 48 impulsions est donnée à la figure 1.33. Ce STATCOM est connecté à un noeud 161 kV/60 Hz. Le transformateur de couplage avec le réseau abaisse la tension à 5,1 kV entre phase.

Chaque bras d'onduleur est constitué de cellules de 5 GTO de 4,5 kV/4000 A et la tension continue est de 6,6 kV. Ce STATCOM est constitué de 240 GTO et 240 diodes refroidis à l'eau. La difficulté réside en l'intégration des éléments de l'électronique de puissance, et la mise en série des GTO. La figure 1.34 est une photographie de ce STATCON, on peut y reconnaître les 8 onduleurs.

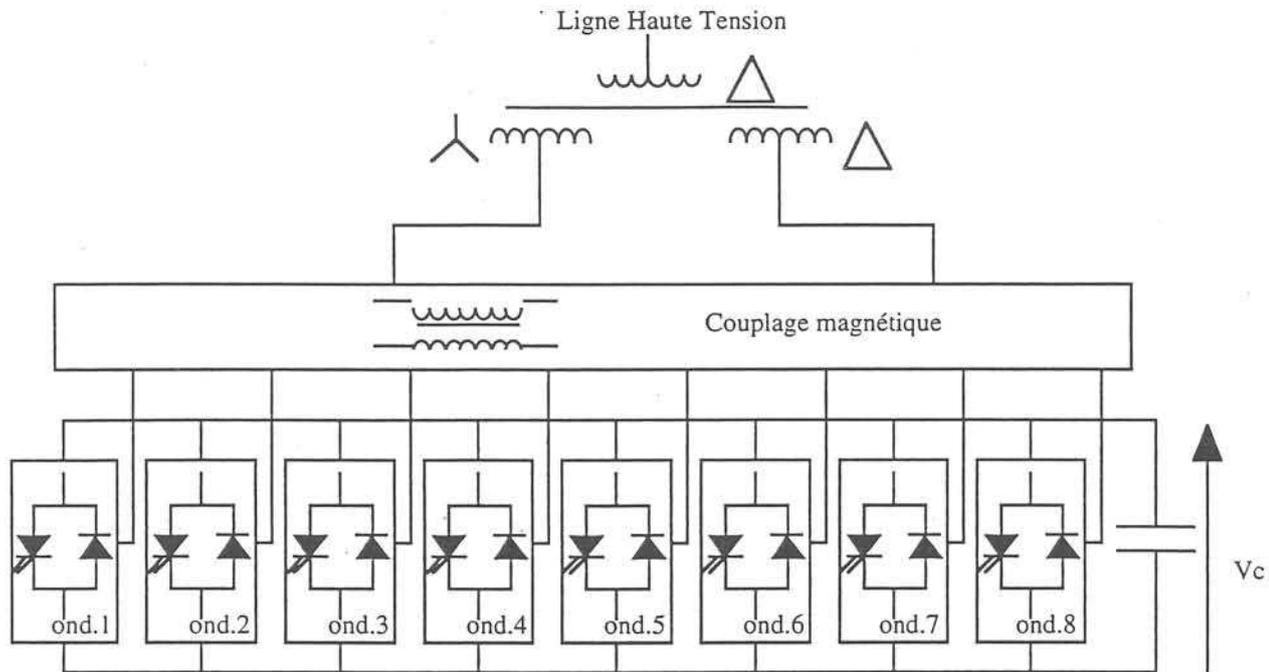


figure 1.33 : Représentation unifilaire du STATCOM TVA  $\pm 100$  MVAR

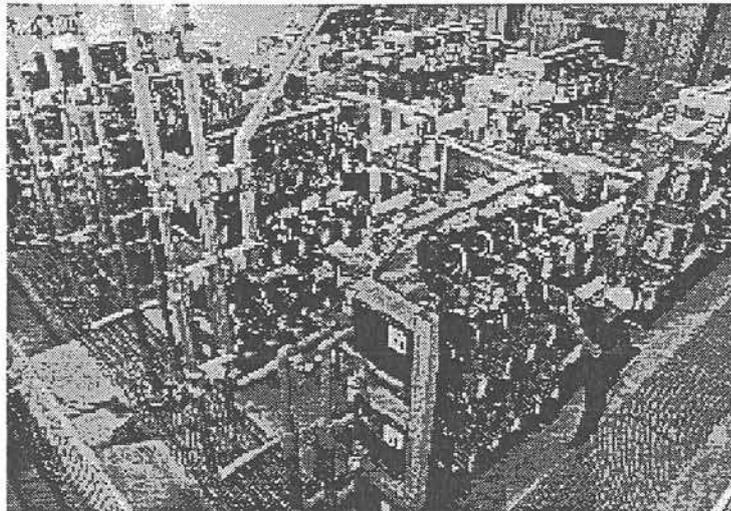


figure 1.34 : Photographie du STATCON TVA Sullivan Valley,  $\pm 100$  MVAR [PA-97.2]

### 1.2.3 Onduleurs multi-niveaux

Le transformateur de couplage est encombrant et coûteux au niveau des pertes [SC-94, PE-96.1] et de son investissement. Il handicape les associations de structures parallèle/série décrites plus haut. Les structures multi-niveaux s'affranchissent de la nécessité d'un couplage magnétique et par conséquent du transformateur. Différentes structures sont étudiées, le nombre de niveaux pouvant varier [SC-95.1, SC-95.2, WU-92, PE-96.1, ME-95]. Le principe est d'insérer des capacités chargées pour reconstituer la tension de sortie de l'onduleur désirée. Une structure 3 niveaux est donnée figure 1.38. La réduction des harmoniques est liée au nombre de niveaux.

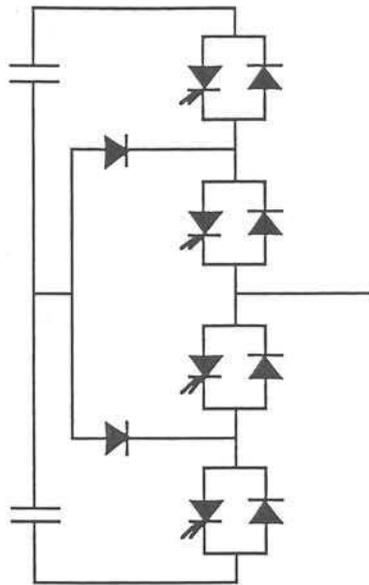
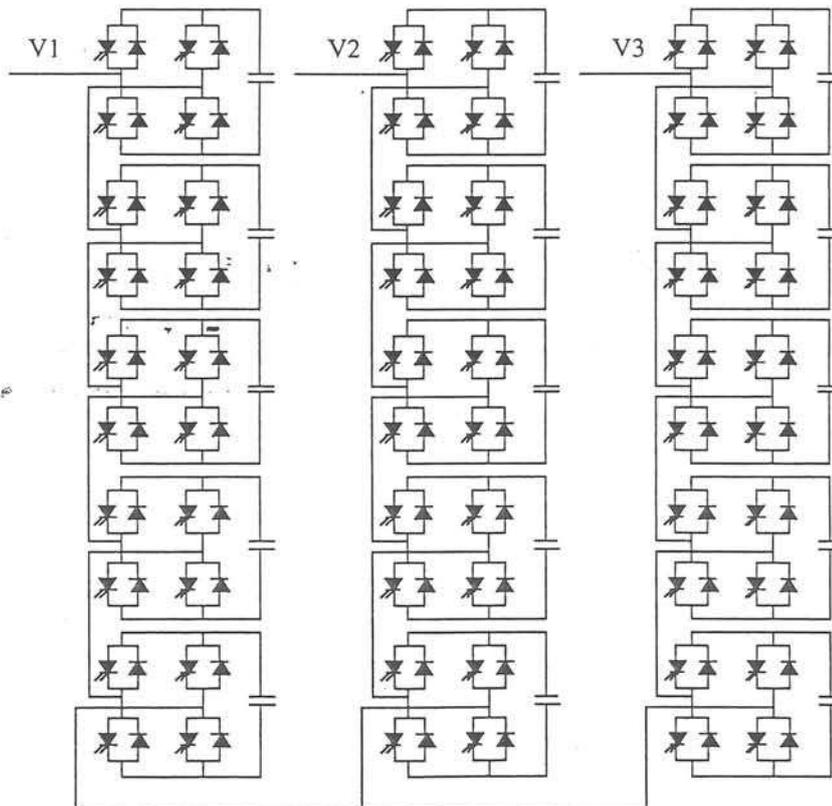


figure 1.38 : Un bras d'onduleur à trois niveaux

La tension de sortie d'un onduleur à 11 niveaux à une forme d'onde équivalente à une association de structures d'onduleur à 60 impulsions (soit 10 onduleurs) [PE-96.1]. Les figures 1.39 et 1.40 nous donnent le schéma de cet onduleur et les formes d'onde de la tension de sortie. Deux onduleurs de ce type peuvent être aussi connectés en série ou en parallèle à l'aide d'un seul transformateur. Scheidecker [SC-95.1] montre qu'une structure connectant deux onduleurs 6 niveaux en série a un taux de distorsion harmonique plus faible qu'une association de structures onduleur 24 impulsions (4 onduleurs).



figures 1.39 : Structure d'un onduleur à 11 niveaux

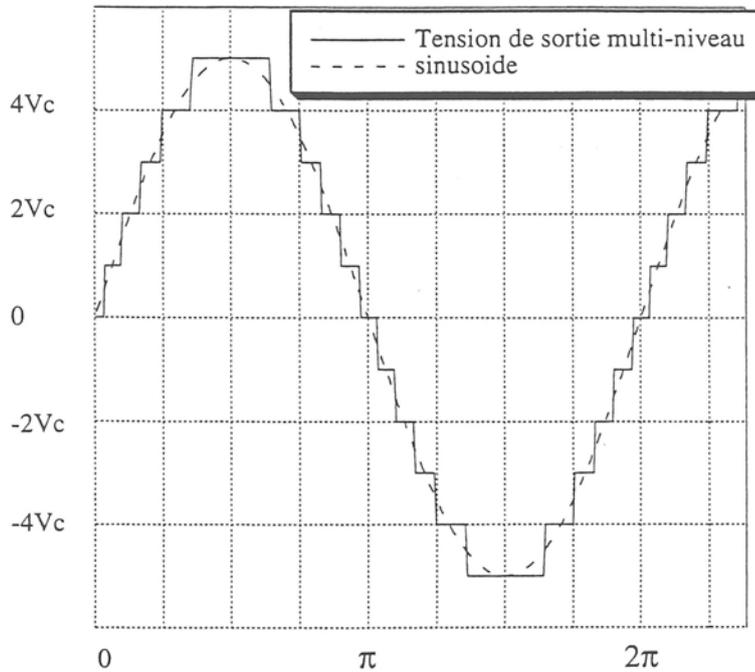


figure 1.40 : formes d'onde de la tension de sortie de l'onduleur multi-niveaux

MENZIES [ME-95] propose d'utiliser des commandes MLI pour optimiser le taux de distorsion harmonique des structures multi-niveaux. Les techniques de commande explorées restent à faible fréquence de commutation et pourraient alors être utilisées pour des applications de fortes puissances comme le STATCOM.

#### 1.2.4 Conclusion

Nous avons exposé les différentes structures d'onduleurs utilisés dans les STATCOM, celle-ci sont reprises dans le cas de l'UPFC. Afin d'obtenir des puissances importantes et des TDH faibles, des associations de structures sont nécessaires. Ces associations de structures permettent de limiter les harmoniques générés par le dispositif; les commandes MLI n'étant pas actuellement envisageables, les onduleurs sont alors commandés en pleine onde. Des structures multi-niveaux sont actuellement à l'étude, mais ces structures multiplient le nombre d'interrupteurs mais ne permettent pas d'obtenir des puissances atteignant la centaine de MVAR. On peut envisager l'apparition de structures mixtes associant plusieurs onduleurs multi-niveaux avec des transformateurs de couplage, utilisés dans les associations parallèles/séries.

### I.3 Conclusion

Après avoir fait un tour d'horizon des dispositifs FACTS et de leurs réalisations techniques, nous nous intéresseront aux dispositifs de la compensation shunt et surtout au STATCOM. On comprend aisément que l'intérêt des FACTS est grandissant pour les études de réseaux. Jusqu'à maintenant, ces études sont faites en considérant la fonctionnalité du dispositif (échange d'énergie réactive dans le cas du STATCOM). L'apport de ces dispositifs est maintenant reconnu et la maîtrise du comportement dynamique des réseaux devient nécessaire.

On s'intéressera dans un premier temps au comportement transitoire du dispositif STATCOM, en étudiant sa structure et la commande de son courant réactif, pour ensuite prendre en compte ce comportement transitoire dans les études dynamiques des réseaux. A ces fins, un modèle dynamique grands signaux du dispositif sera mis au point dans le chapitre suivant.

## **Chapitre II**

### **Modélisation**



# Chapitre II

## *Modélisation*

### II.1. Introduction

L'étude du comportement des systèmes et la synthèse des lois de commandes nécessitent la construction de modèles adéquats. Ces derniers vont du modèle fin dit topologique à des modèles de comportements moyens ou encore statiques, la précision du modèle allant de pair avec sa complexité.

Le modèle topologique, que nous qualifierons d'exact, demeure le plus précis et est décrit par des systèmes d'équations différentielles linéaires correspondant chacun à une configuration topologique donnée. Ce type de modèle est l'outil adéquat pour la synthèse des commandes à structure variable [UT-78] mais ne saurait être utilisé tel quel pour la synthèse des lois de commandes continues. Par ailleurs ce type de modèle est trop complexe pour être implanté dans des logiciels dédiés à l'étude dynamique des réseaux.

Une étape de moyennisation est alors nécessaire, le modèle moyen qui en découle [MI-76] a apporté la réponse à ce problème. Si ce modèle moyen initial est inutilisable dans des applications à conduction discontinue ou encore à variables d'états à valeur moyenne nulle, des développements basés sur la même approche ont apporté des solutions à ces différents cas [CH-82, SA-90]. Dans ce chapitre, nous construisons des modèles moyens de structures FACTS dans deux buts :

- Introduction de modèles moyens évolués dans des logiciels d'étude de réseaux,
- Elaboration de lois de commande.

Le modèle exact servira quand à lui à valider le modèle moyen de la structure étudiée et les lois de commande établies.

Le modèle moyen basé sur le premier harmonique et que nous qualifierons de généralisé aura la particularité d'être un bon compromis entre la précision du modèle exact et la simplicité du modèle moyen classique.

Le chapitre débutera par une rétrospective sur l'état de l'art en matière de modélisation de structures FACTS. Ces modèles serviront par la suite de base de comparaison avec le modèle que nous développons.

Nous nous intéresserons à la compensation shunt et plus spécialement au STATCOM. Les résultats obtenus et validés en simulation sont ensuite généralisés à l'UPFC (Unified Power Flow Controller), parfois appelé Déphaseur Régulateur Universel.

## II.2. Etat de l'art sur les modèles de compensateurs shunt

Il existe plusieurs types de compensateurs shunt. Le SVC a été le premier d'entre eux, le STATCOM étant apparu avec l'évolution des composants d'électronique de puissances tels que les GTO. Pour cette raison, les modèles de STATCOM sont basés sur les modèles de SVC. Nous commencerons cet état de l'art par un tour d'horizon des modèles de SVC pour ensuite nous intéresser aux modèles de STATCOM couramment utilisés.

### II.2.1. Modèles de SVC

#### II.2.1.1. Modèles statiques de SVC

Les modèles de SVC les plus courants sont des modèles statiques, car conçus pour des logiciels de répartition de charges, lesquels sont destinés à des études statiques de réseau [Al-74]. Ils sont constitués d'éléments de réseaux : réactance, susceptance, noeuds, etc.... Ces modèles ont été standardisés par la CIGRE [CI-95] et par la IEEE [IE-93].

Le schéma du SVC est rappelé à la figure 2.1.

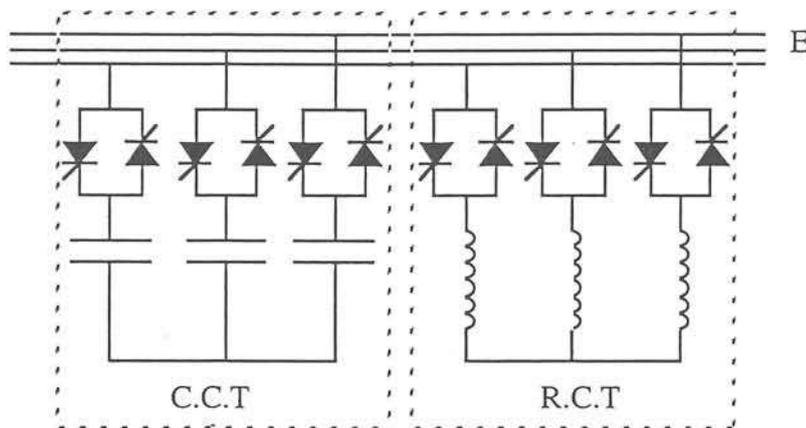


figure 2.1 : Schéma de principe du SVC

Comme on l'a vu au §I.3.2, ce dispositif permet d'échanger de l'énergie réactive (inductive et capacitive) avec le réseau. Le modèle statique recommandé par la CIGRE et la IEEE est donné à la figure 2.2 et sa caractéristique statique à la figure 2.3.

Le modèle statique est constitué d'une impédance  $X$  reliée entre le noeud de charge du réseau  $E$  et un noeud à une tension fixée à  $U_{ref}$  ainsi qu'une susceptance  $B$  reliée entre le noeud de charge et le potentiel nul. La susceptance est définie comme la partie imaginaire de l'admittance.

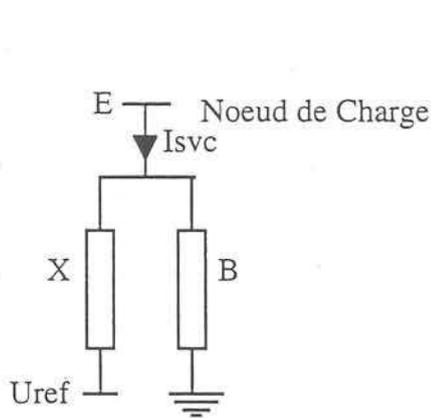


figure 2.2 : Modèle statique du SVC

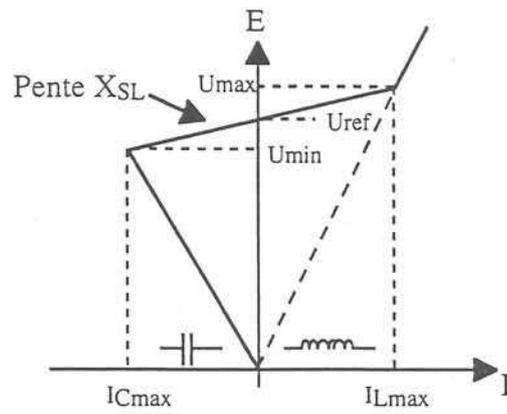


figure 2.3 : Caractéristique statique du SVC

Où :

- E est la tension du réseau où est connecté le SVC,
- X sont les impédances ,
- B sont les susceptances,
- $I_{SVC}$  est le courant dans le SVC,
- $U_{ref}$  est la tension de référence de la caractéristique statique.

La caractéristique statique possède 3 zones de fonctionnement et les paramètres X et B prendront des valeurs différentes en fonction de la zone de fonctionnement. Les trois zones sont ;

- une zone de régulation

Dans la zone de régulation ( $U_{min} < E < U_{max}$ ), on a la relation (2.1) :

$$U_{ref} + X_{SL} I_{SVC} = E \quad (2.1)$$

$X_{SL}$  (typiquement entre 1 et 5 %) est la pente de la courbe dans la zone de réglage. Si le SVC échange de l'énergie entre  $-Q_{max}$  et  $+Q_{max}$ , les courants maximums sont alors donnés par les relations en (2.2).

$$I_{Cmax} = -\frac{Q_{max}}{U_{max}} \quad \text{et} \quad I_{Lmax} = \frac{Q_{max}}{U_{max}} \quad (2.2)$$

La susceptance B est alors déconnectée ( $B = \infty$ ) et l'impédance X prend la valeur  $X = X_{SL}$ .

- une zone en surcharge capacitive  $E < U_{min}$

Si la tension E devient inférieure à  $U_{min}$ , seul le banc de capacité est connecté. La pente  $B_C$  de la courbe dans cette zone est donnée par l'équation (2.3), la valeur du courant  $I_{SVC}$  est régie par l'équation (2.4).

$$B_C = \frac{Q_{min}}{U_{min}^2} \quad (2.3)$$

$$I_{SVC} = -B_C \cdot E \quad (2.4)$$

Dans cette zone de fonctionnement les paramètres du modèle sont  $B = B_C$  et  $X$  est déconnecté ( $X = \infty$ ).

- une zone de surcharge inductive  $E > U_{max}$

Si la tension augmente au dessus de  $U_{max}$ , seules les inductances sont connectées. La pente de la courbe  $B_L$  correspond à la susceptance des inductances, sa valeur est donnée par l'équation (2.5). La valeur du courant dans le SVC est donné par l'équation (2.6).

$$B_L = \frac{Q_{max}}{U_{max}^2} \quad (2.5)$$

$$I_{SVC} = B_L U \quad (2.6)$$

Pour la zone de surcharge inductive, le paramètre  $B$  est égal à  $B_L$  et  $X$  est déconnecté ( $X = \infty$ ).

### II.2.1.2. Modèles dynamiques de SVC

Avec l'apparition de logiciels traitant le comportement dynamique des réseaux tel que EUROSTAG [EU-95], les modèles dynamiques sont rendus nécessaires. La plupart des modèles dynamiques trouvés dans la littérature sont basés autour du modèle statique [IE-93, CH-92.1] et tiennent compte des diverses boucles de régulation.

#### II.2.1.2.1. Modèle du premier ordre

Ce modèle donne la susceptance  $B$  en fonction de la tension  $E$  au noeud de connexion. On reconnaît la structure du modèle statique, le modèle de base est donné à la figure 2.4.

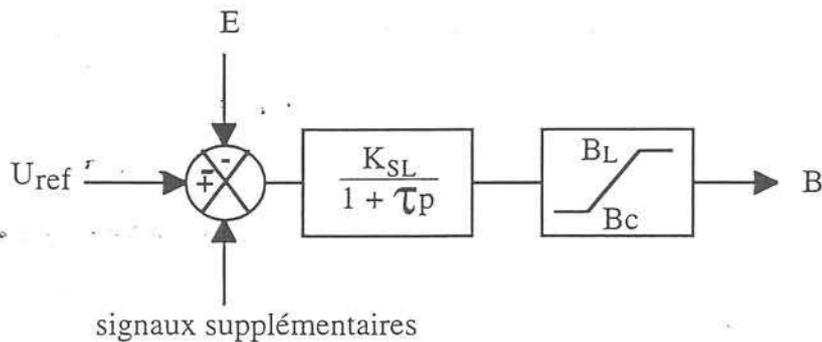


figure 2.4 : Modèle dynamique de SVC du premier ordre

Ce modèle assez simple, puisque du premier ordre, est utilisé par FREITAS ou CHENG [FR-95, CH-92.1]. Le paramètre  $K_{SL}$  ( $K_{SL} = \frac{1}{X_{SL}}$ ) modélise la pente de la courbe dans la zone linéaire,  $\tau$  correspond à la constante de temps du système et  $p$  est l'opérateur de Laplace.

## II.2.1.2.2. Modèles recommandés par la CIGRE

Des modèles plus complexes ont été standardisés par la CIGRE [CI-95] et la IEEE [IE-93]. Le premier modèle est donné par la figure 2.5.

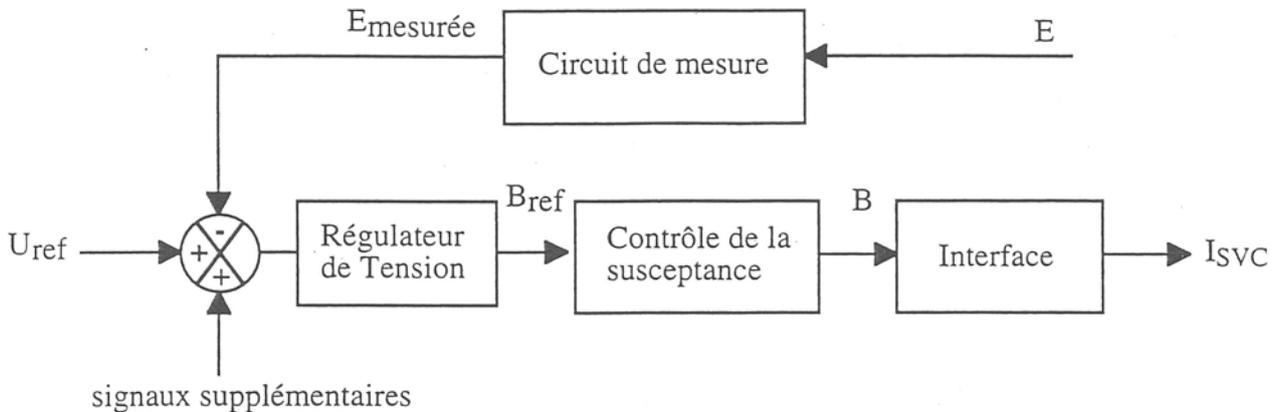


figure 2.5 : Modèle dynamique CIGRE du SVC

Ce modèle contrôle le courant  $I_{SVC}$  dans le SVC à partir de la mesure de la tension  $E$  au noeud de connexion. La pente de la caractéristique statique est donnée par le bloc régulateur de tension, qui attaque le contrôle de la susceptance du dispositif à thyristor. Un bloc d'interface calcule le courant dans le SVC en fonction de son admittance. Les différentes fonctions sont explicitées à la figure 2.6

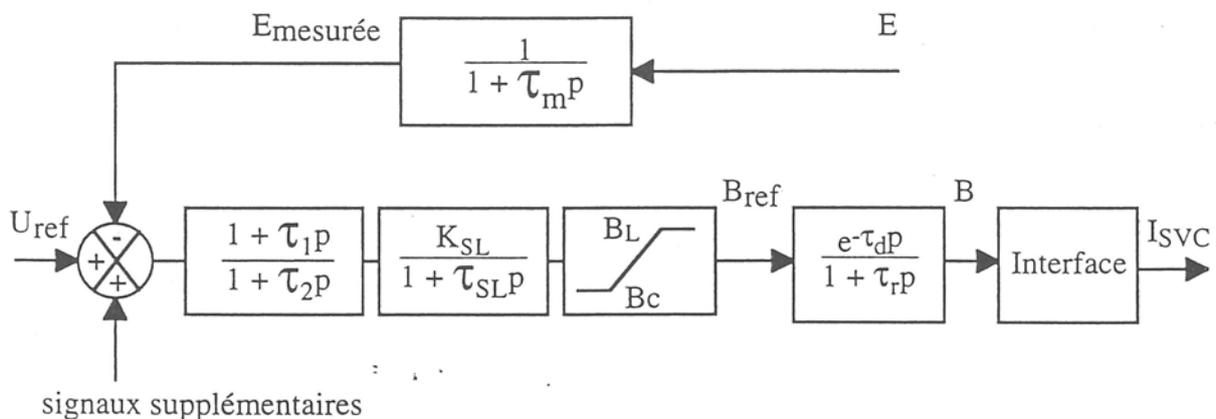


figure 2.6 : Schéma détaillé du modèle de SVC CIGRE

Le modèle du circuit de mesure est caractérisé par une fonction de transfert du premier ordre. La fréquence de coupure du dispositif de mesure modélise le filtrage et le temps de réponse des dispositifs de mesure.

Le bloc de régulation de tension donne la consigne de la susceptance  $B_{ref}$  en fonction de l'erreur de tension ( $U_{ref} - E_{mesurée}$ ). Ce régulateur est constitué d'un correcteur avance-retard de phase.

Le terme  $K_{SL}$  donne l'inverse de la pente de la caractéristique statique de réglage.

Le contrôle de la susceptance par thyristor est modélisé par un retard  $\tau_d$  correspondant au temps d'acheminement de l'information de la commande des thyristors associé à une fonction du premier ordre et la constante de temps  $\tau_r$  représente le retard statistique à l'amorçage des thyristors.

Un second modèle de SVC est donné à la figure 2.7. La principale différence avec le modèle précédent est la mesure du courant.

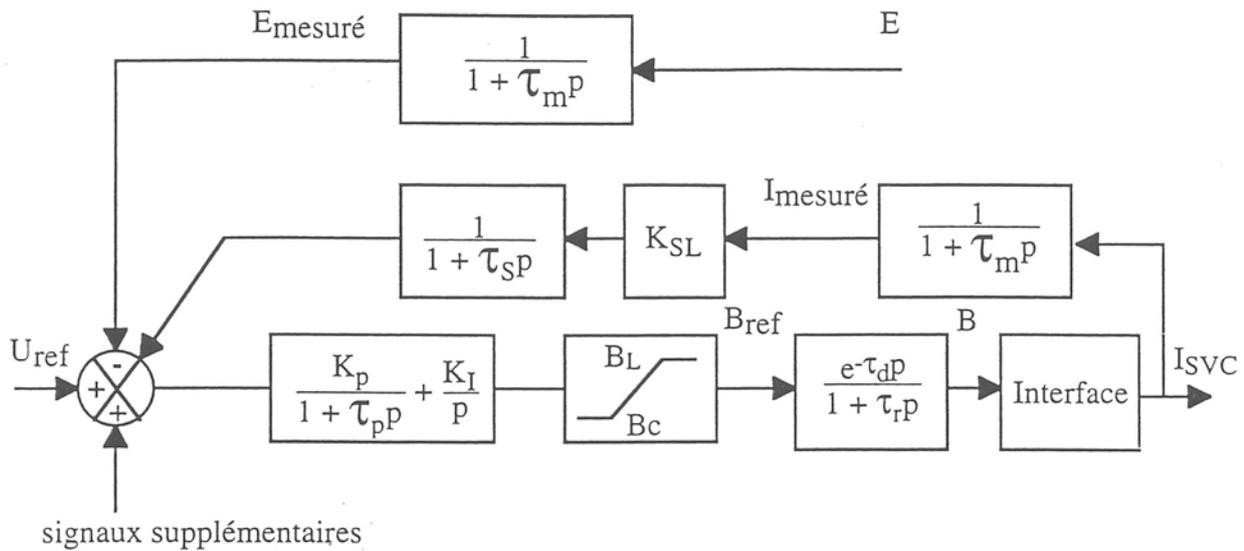


figure 2.7 : Schéma du second modèle CIGRE de SVC

La pente dans la zone de régulation est donnée par la boucle de courant. Le régulateur de tension est réalisé à l'aide d'un correcteur Proportionnel Intégral. Les autres fonctions de ce modèle restent identiques à celles décrites par le modèle de la figure 2.5.

Le principe du modèle de SVC implanté dans le logiciel de simulation dynamique de réseau EUROSTAG a la structure du second modèle (figure 2.7), à deux différences près :

- Le courant n'est pas directement mesuré, Il est estimé à partir de la mesure de la tension et de la susceptance B ( $I_{SVC} = B.E$ ).
- Le modèle du contrôle des susceptances est linéarisé, le retard représenté par  $e^{-p\tau_d}$  est développé au premier ordre pour donner au numérateur  $1 - p\tau_d$ .

## II.2.2. Les modèles de STATCOM

Dans la plupart des cas, les modèles de STATCOM sont basés sur les modèles de SVC. La différence principale est la modification de la caractéristique statique due au maintien du courant à  $I_{Cmax}$  pour  $E < U_{min}$  et à  $I_{Lmax}$  pour  $E > U_{max}$  (voir figure 2.8).

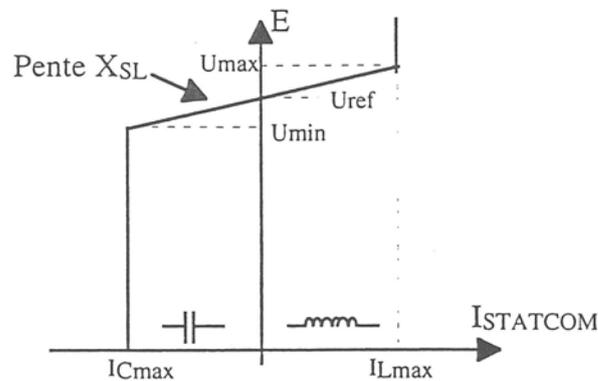


figure 2.8 : Caractéristique statique du STATCOM

### II.2.2.1. Les modèles statiques de STATCOM

Ces modèles sont destinés à l'étude statique des réseaux par des logiciels de répartition de charge. Des modèles ont été proposés par Passelergue et Besanger [PA-96.2, BE-96.2] basés sur le modèle statique du SVC [CI-95, IE-93] donné à la figure 2.9. Les paramètres du modèle prendront des valeurs différentes en fonction de la zone de la caractéristique statique (zone de réglage, zone de surcharge inductive ou zone de surcharge capacitive).

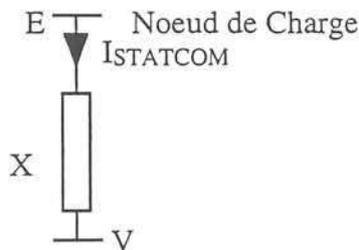


figure 2.9 : modèle statique du STATCOM

#### - La zone de régulation

Dans la zone de régulation ( $U_{\min} < E < U_{\max}$ ), la caractéristique est linéaire et régie par l'équation 2.7. On aura dans la zone de réglage  $V = U_{\text{ref}}$ , et  $X = X_{\text{SL}}$

$$E = U_{\text{ref}} + X_{\text{SL}} I_{\text{STATCOM}} \quad (2.7)$$

$X_{\text{SL}}$  est l'impédance correspondant à la pente de la courbe dans la zone  $U_{\max} < E < U_{\min}$

$U_{\text{ref}}$  est la tension de référence

$E$  est la tension du réseau au point de connexion du STATCOM

$I_{\text{STATCOM}}$  le courant dans le STATCOM

#### - zone de surcharge capacitive

Lorsque la tension  $E$  est inférieure à  $U_{\min}$ , le courant  $I_{\text{STATCOM}}$  (2.8) est maintenu à son courant  $I_{\text{Cmax}}$ .

$$I_{\text{STATCOM}} = \frac{E - V}{X} \quad (2.8)$$

Pour que le courant dans le STATCOM soit constant il faut que le terme  $\frac{E - V}{X} = \text{cte}$ . Si  $V \gg E$ , on suppose que les variations sur le courant sont négligeables sur la plage de fonctionnement en surcharge capacitive. l'impédance  $X$  est alors donnée par l'équation 2.9.

$$X = - \frac{100 \cdot U_{\text{ref}}}{I_{\text{Cmax}}} \quad (2.9)$$

- zone de surcharge inductive

Lorsque la tension du réseau est supérieure à  $U_{max}$ , le courant du STATCOM est maintenu à un courant inductif  $I_{Lmax}$ . Cette zone est définie de la même façon que pour la zone de surcharge capacitive.  $X$  est alors déterminée par l'équation 2.10.

$$X = \frac{100 \cdot U_{ref}}{I_{Lmax}} \quad (2.10)$$

Ce modèle restitue la caractéristique statique du STATCOM, il a pour inconvénient d'avoir une erreur importante sur le courant en s'éloignant de la tension  $U_{ref}$ . Cet inconvénient est limité puisque les zones extrêmes ( $E \gg U_{max}$  et  $E \ll U_{min}$ ) sont rarement explorées.

### II.2.2.2. Les modèles dynamiques du STATCOM

Les modèles dynamiques de STATCOM sont basés sur les modèles dynamiques de SVC, leur différence est liée à leurs limitations. Le STATCOM est limité en courant (entre  $I_{Cmax}$  et  $I_{Lmax}$ ) et le SVC est limité en susceptance ( $B_C$  et  $B_L$ ). Le modèle du STATCOM est donné à la figure 2.10, ce modèle est celui implanté dans EUROSTAG [EU-95]. Ce modèle est basé sur le modèle de référence de SVC de la CIGRE (figure 2.7).

Le courant  $I_{STATCOM}$  est calculé à partir de la susceptance  $B$  et de la tension  $E$ . La tension en sortie du comparateur ( $E - X_{SL} \cdot I_{STATCOM}$ ) est asservie à  $U_{ref}$  avec un correcteur Proportionnel Intégral (figure 2.10). Le STATCOM en boucle ouverte est modélisé par un gain statique et une fonction de transfert qui tient compte de la bande passante et du retard à la commande statistique des interrupteurs. Le courant de sortie du STATCOM est limité entre  $I_{Cmax}$  et  $I_{Lmax}$ . La susceptance  $B$  est calculée à partir du courant  $I_{STATCOM}$  et de la tension  $E$  mesurée.

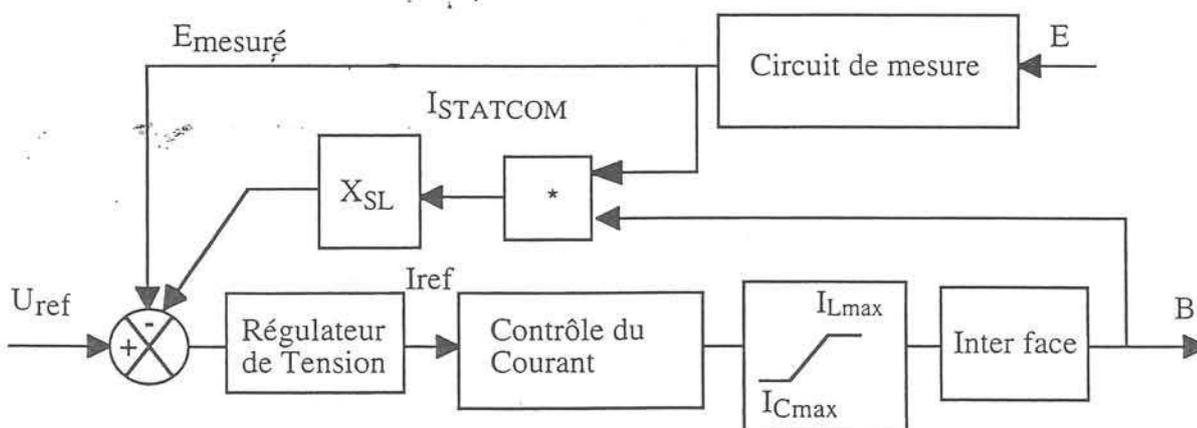


figure 2.10 : modèle de STATCOM dans EUROSTAG

### II.2.2.3. Les modèles dynamiques petits signaux

Les modèles de STATCOM présentés jusqu'à maintenant sont modélisés à partir de la caractéristique statique du dispositif. La dynamique n'est présente que par le rajout de différentes constantes de temps symbolisant entre autres les retards. Des modèles de STATCOM ont été développés en tenant compte de la structure complète de l'onduleur du STATCOM [EK-91, EK-94, JO-91, JO-89, MA-93, SC-93], ils donnent la fonction de transfert du courant réactif de l'onduleur en fonction de l'angle de commande des interrupteurs. Ces modèles sont déterminés pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement. L'équation de la fonction de transfert de l'onduleur de tension, peut être une fonction du troisième ordre [EK-94, MA-93], donnée à l'équation (2.11) en fonction des éléments du STATCOM. Cette fonction de transfert subit des hypothèses simplificatrices, qui diminuent la précision du modèle.

$$\frac{\Delta I_{\text{STATCOM}}(p)}{\Delta \alpha} = \frac{2kV_{C0}}{L_S} \cdot \frac{p^2 + 3k \frac{2k V_{C0} - \omega L_S I_{\text{STATCOM}_1}}{L_S C V_{C0}}}{p^3 + \left[ \omega^2 + \frac{6k^2}{L_S C} \right] p} \quad (2.11)$$

où  $p$  est l'opérateur de Laplace

$L_S$ : inductance série du transformateur

$C$ : condensateur de l'onduleur

$\omega$ : pulsation du réseau

$V_{C0}$ : tension aux bornes du condensateur pour le point de fonctionnement

$I_{\text{STATCOM}_1}$ : courant réactif du STATCOM pour le point de fonctionnement

$\alpha$ : l'angle de retard à l'amorçage des interrupteurs par rapport à la tension du réseau

$k$ : le rapport entre la tension simple et la tension continue

Un correcteur Proportionnel Intégral est couramment choisi pour asservir le courant du STATCOM [EK-94, MA-93]. Le schéma du dispositif est donné à la figure 2.11. Cette modélisation permet de tenir compte du comportement du dispositif en fonction de sa stratégie de commande. On verra au §III.3 que ce modèle peut être établi à partir du modèle moyen, et que ce type de correction ne convient pas pour avoir un comportement robuste vis-à-vis du point de fonctionnement.

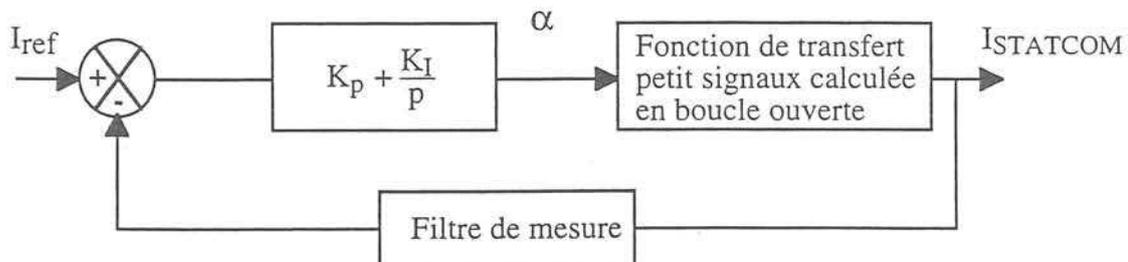


figure 2.11 : Régulation du courant du STATCOM

### II.2.3. Conclusion sur l'état de l'art

Les modèles rencontrés dans la littérature et dans les logiciels spécifiques ne tiennent pas compte du comportement physique de la structure d'électronique de puissance ou en partie seulement. Les pertes engendrées par de telles structures ne sont pas négligeables et l'évolution transitoire de ces pertes peut avoir des conséquences sur le transit de puissance d'un réseau de transport, d'où le fait que les hypothèses simplificatrices sont à prendre avec prudence.

## II.3. Modélisation du STATCOM

Après avoir analysé diverses modélisations issues de la bibliographie, nous nous proposons de mettre au point un modèle de STATCOM qui rende le comportement de la structure dans toute la plage de fonctionnement, pour les régimes statiques et transitoires [PE-96.2], et ce, tout en restant d'un emploi aisé.

Des modèles dynamiques de FACTS ont déjà été mis au point sur des dispositifs de compensation série, en particulier le TCSC, en utilisant la méthode du modèle moyen généralisé [BA-95].

### II.3.1. La structure du STATCOM

La structure triphasée du STATCOM, est celle d'un onduleur de tension (figure 2.12). On a vu au §I.2.2, que le STATCOM est constitué d'association d'onduleurs pour diminuer les harmoniques de courant (couramment de 8 onduleurs) [GY-93, SC-94, SC-96]. Pour notre part, on modélisera un seul onduleur de tension pour ensuite généraliser les résultats aux associations de structures.

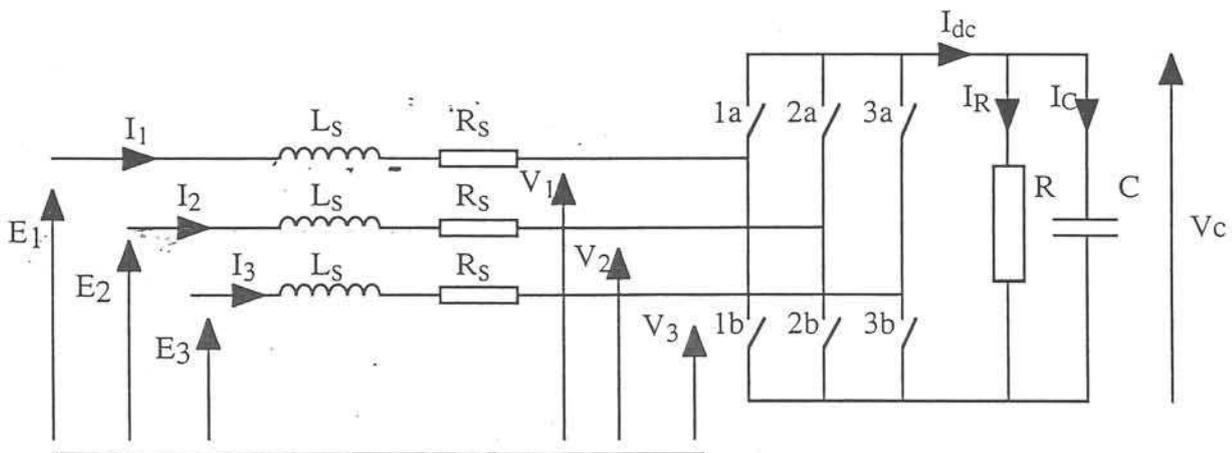


figure 2.12 : Schéma de l'onduleur étudié

Afin d'être le plus précis possible, tous les éléments de l'onduleur sont décrits et pris en compte. Du côté alternatif,  $L_s$  représente les inductances de fuite du transformateur, et  $R_s$  les pertes en conduction du transformateur et de l'onduleur. Du côté continu, il y a un condensateur  $C$  avec une résistance  $R$  en parallèle qui représente les pertes par commutation de l'onduleur, mais aussi les pertes dues au

condensateur. Dans toute la suite de notre étude, on supposera que les tensions du réseau  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$  sont triphasées équilibrées sinusoïdales et que la pulsation  $\omega$  est constante. Les tensions simples de sortie de l'onduleur sont notées  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$ .

### II.3.2. Mise en équation du système

On peut écrire les relations électriques qui décrivent le comportement de l'onduleur du côté alternatif et du côté continu.

- Pour le côté alternatif

$$\begin{cases} L_S \frac{dI_1}{dt} + R_S I_1 + V_1 = E_1 \\ L_S \frac{dI_2}{dt} + R_S I_2 + V_2 = E_2 \\ L_S \frac{dI_3}{dt} + R_S I_3 + V_3 = E_3 \end{cases} \quad (2.12)$$

où  $E_i = E \sin(\omega t - (i-1) \cdot \frac{2\pi}{3})$ ,  $i = 1, 2, 3$

On introduit le système d'état donné par (2.13), le vecteur d'état  $\mathbf{I}_{123}$  étant constitué des variables d'état  $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_3$ . Les vecteurs  $\mathbf{E}_{123}$  et  $\mathbf{V}_{123}$  sont respectivement les vecteurs tension simple du réseau et tension simple de sortie de l'onduleur (2.14).

$$\frac{d\mathbf{I}_{123}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_S}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \mathbf{I}_{123} + \frac{1}{L_S} (\mathbf{E}_{123} - \mathbf{V}_{123}) \quad (2.13)$$

$$\mathbf{I}_{123} = [I_1, I_2, I_3]^T, \mathbf{E}_{123} = [E_1, E_2, E_3]^T \text{ et } \mathbf{V}_{123} = [V_1, V_2, V_3]^T \quad (2.14)$$

- Pour le côté continu

On note  $V_c$  et  $I_R$  la tension et le courant dans le condensateur  $C$ ,  $I_R$  le courant dans la résistance  $R$  et  $I_{dc}$  le courant du côté continu de l'onduleur. Les équations (2.15) et (2.16) donnent les relations des courants  $I_c$ ,  $I_R$  et  $I_{dc}$ .

$$C \frac{dV_c}{dt} = I_c \quad (2.15)$$

$$I_{dc} = I_c + I_R = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} \quad (2.16)$$

L'équation (2.17) donne la relation d'état du côté continu.

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I_{dc}}{C} - \frac{V_c}{RC} \quad (2.17)$$

### II.3.3. Modèle topologique

La commande rapprochée des interrupteurs nous permet d'établir la relation entre les variables alternatives et les variables continues. Diverses lois de commande rapprochée (MLI, pleine onde, fréquence libre) peuvent être utilisées, et comme nous l'avons vu au Chapitre I, pour des applications de très forte puissance comme le STATCOM, le fonctionnement en pleine onde est retenu compte tenu de la limitation imposée en fréquence de commutation.

La commande des interrupteurs est faite à la pulsation du réseau. Les interrupteurs d'un même bras (1a et 1b ou 2a et 2b ou 3a et 3b sur la figure 2.12) sont commandés de façon complémentaires c'est-à-dire 1a ouvert lorsque 1b fermé, et vice versa, afin d'assurer la continuité du courant dans les inductances  $L_S$  et d'empêcher un court-circuit de la source continue. On définit alors une fonction de commutation  $u_1$  qui prendra 2 valeurs, 1 ou -1 selon l'état des interrupteurs 1a et 1b :

- lorsque 1a est fermé et 1b ouvert  $u_1=1$
- lorsque 1a est ouvert et 1b fermé  $u_1=-1$

On définit  $\alpha$ , l'angle de décalage par rapport à la tension simple du réseau. C'est l'angle entre le passage à l'origine de la tension  $E_1$  et l'instant de fermeture de l'interrupteur 1a (figure 2.13).

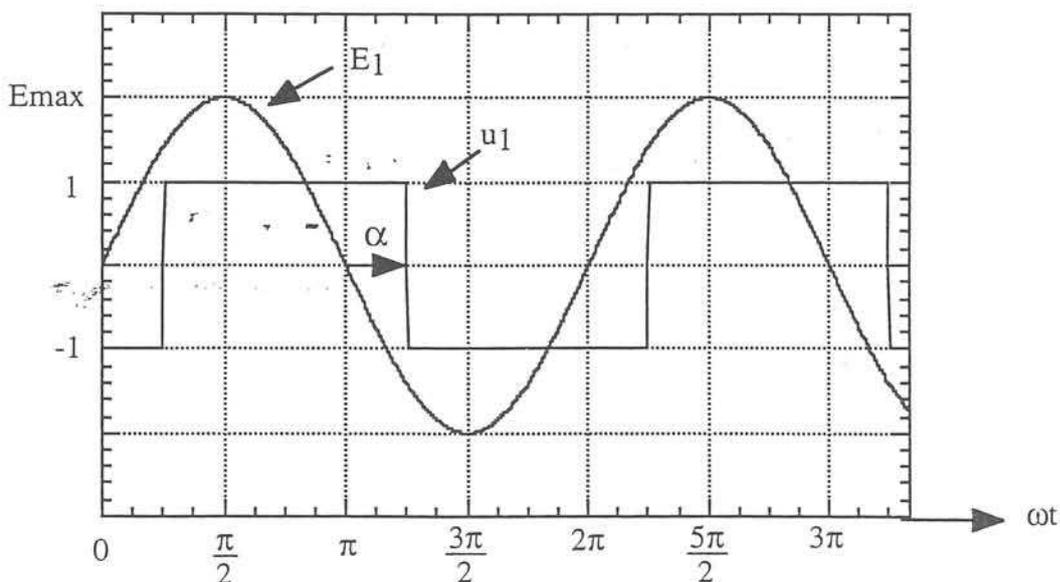


figure 2.13 : Tension de réseau  $E_1$  et la fonction de commutation  $u_1$

Afin de respecter l'équilibre des tensions et des courants, on définit les fonctions de commutation du deuxième et troisième bras  $u_2$  et  $u_3$ , respectivement déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$  par rapport à  $u_1$ .

Les tensions entre phases peuvent facilement être déduites à partir de la tension  $V_c$  et des états des interrupteurs (2.18).

$$\begin{cases} V_{12} = \frac{u_1 - u_2}{2} \cdot V_c \\ V_{23} = \frac{u_2 - u_3}{2} \cdot V_c \\ V_{31} = \frac{u_3 - u_1}{2} \cdot V_c \end{cases} \quad (2.18)$$

- où  $V_{12}$  est la tension composée  $V_1 - V_2$
- $V_{23}$  est la tension composée  $V_2 - V_3$
- $V_{31}$  est la tension composée  $V_3 - V_1$

La figure 2.14 donne les formes d'onde de la tension composée  $V_{12}$  en fonction des états des interrupteurs ( $u_1$  et  $u_2$ ). On suppose pour cela que la tension  $V_c$  est constante durant une période de fonctionnement

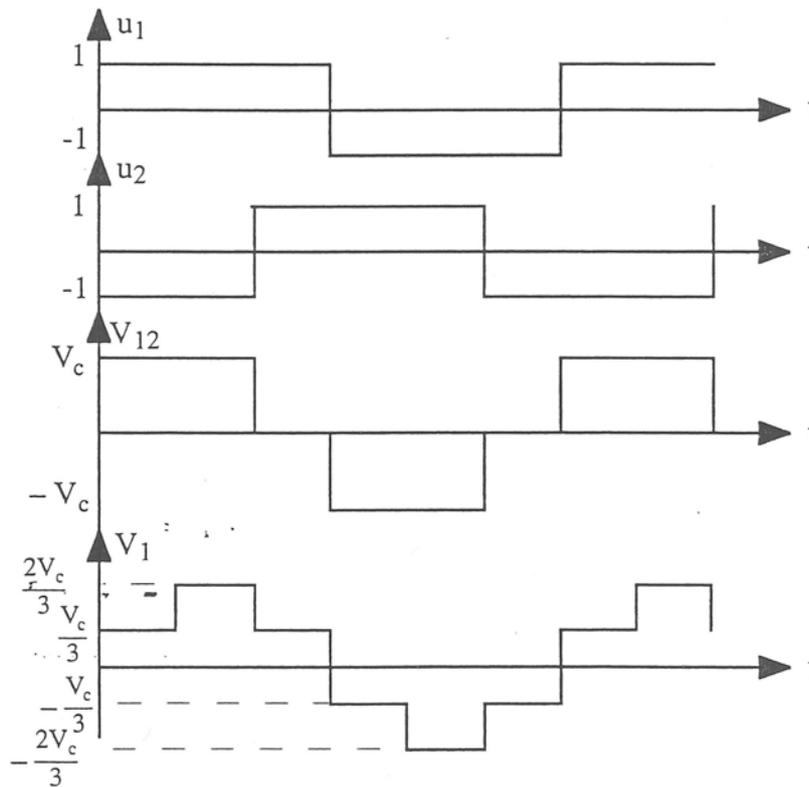


figure 2.14 : Formes d'onde de  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $V_{12}$  et  $V_1$

On peut exprimer les tensions composées par (2.19).

$$V_{12} - V_{31} = 2 V_1 - V_2 - V_3 \quad (2.19)$$

Comme le système est triphasé et équilibré on a la relation (2.20), les expressions des tensions simples  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  en sont déduites (2.21).

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0 \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_{12} - V_{31}}{3} \\ V_2 = \frac{V_{23} - V_{12}}{3} \\ V_3 = \frac{V_{31} - V_{23}}{3} \end{cases} \quad (2.21)$$

A partir des équations (2.18) et (2.21), les expressions des tensions simples sont fonction de la tension continue  $V_c$  et des fonctions de commutations  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  (2.22),  $U_{123}$  est le vecteur de commutation défini à l'équation (2.23).

$$V_{123} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} U_{123} \cdot V_c \quad (2.22)$$

$$U_{123} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T \quad (2.23)$$

Après avoir établi la relation entre les tensions alternatives et continue et explicité le terme  $V_{123}$  en fonction de  $V_c$  et des fonctions de commutation, on va établir les relations entre les courants alternatifs et continu. Pour cela, nous allons suivre le cheminement du courant, en sachant que les interrupteurs du pont a ne sont jamais tous les trois dans le même état (tous ouverts ou tous fermés)

Le vecteur ne peut prendre que 6 valeurs distinctes, données par le tableau figure 2.15 dans l'ordre chronologique.

	$u_1$	$u_2$	$u_3$
état 1	1	-1	1
état 2	1	-1	-1
état 3	1	1	-1
état 4	-1	1	-1
état 5	-1	1	1
état 6	-1	-1	1

figure 2.15 : Table des valeurs du vecteur de commutation

Si on choisit le premier état du vecteur de commutation,  $U_{123}$  prend la valeur  $[1, -1, 1]^T$  et la position des interrupteurs est décrite par la figure 2.16.

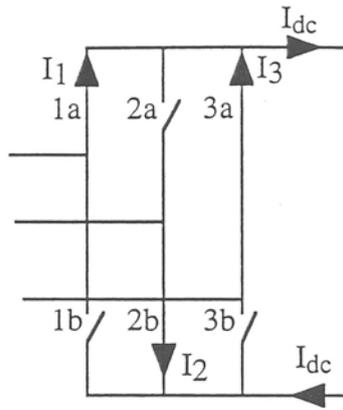


figure 2.16 : Position des interrupteurs pour l'état 1

Le courant  $I_{dc}$  est décrit par l'équation (2.24).

$$I_{dc} = I_1 + I_3 = -I_2 \quad (2.24)$$

Le recensement de toutes les combinaisons des interrupteurs permet alors de généraliser l'expression du courant continu de l'onduleur en fonction du vecteur de commutation  $\mathbf{U}_{123}$  (2.25).

$$I_{dc} = \frac{1}{2} \mathbf{U}_{123}^T \mathbf{I}_{123} \quad (2.25)$$

Les équations différentielles (2.13 et 2.17) associées avec la description des grandeurs fonction du vecteur de commutation (2.22 et 2.25) restituent le fonctionnement réel du dispositif. L'ensemble de ces équations décrit alors le modèle topologique du STATCOM et peut être mis sous la forme (2.26), où  $\mathbf{X}$  est le vecteur d'état  $[I_1, I_2, I_3, V_C]^T$ .

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \left( \begin{bmatrix} \frac{R_S}{L_S} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_S}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_S}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-2u_1 + u_2 + u_3}{6L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{u_1 - 2u_2 + u_3}{6L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{u_1 + u_2 - 2u_3}{6L_s} \\ \frac{u_1}{2C} & \frac{u_2}{2C} & \frac{u_3}{2C} & 0 \end{bmatrix} \right) \mathbf{X} + \frac{1}{L_S} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{E}_{123} \quad (2.26)$$

Le système est à structure variable, son expression dépendant de la configuration du système. Il est aussi bilinéaire et son expression condensée est donnée par l'équation (2.27).

$$\dot{\mathbf{X}} = [\mathbf{A1} + \mathbf{A2}(u)] \mathbf{X} + \mathbf{B} \quad (2.27)$$

### II.3.4. Modèle topologique du STATCOM dans le repère (d,q)

Afin de réduire l'ordre du système, nous allons effectuer une transformation dans l'axe dq. Ce principe permet de ne travailler uniquement qu'avec les projections des grandeurs de Fresnel, c'est-à-dire avec les coordonnées des vecteurs. Ce type de transformation est couramment utilisé dans le domaine des machines tournantes [L0-91] dans le but de travailler dans un repère fixe, il a ensuite été introduit dans l'étude des dispositifs polyphasés [CH-88, CH-92.2, HI-94].

#### II.3.4.1. Description et relations fondamentales du repère (d,q)

On considère un vecteur tournant  $\vec{E}_{123}$ . Ce vecteur peut être projeté dans un repère (d,q) tournant à la vitesse  $\omega$ . Si le vecteur  $\vec{E}_{123}$  a la même vitesse angulaire  $\omega$ , les projections  $E_q$  et  $E_d$  dans le repère seront des valeurs constantes et aura un déphasage  $\varphi$  avec le repère (figure 2.17). Ce type de repère permet de conserver les dynamiques autres que les vitesses relatives à  $\omega$ . Un vecteur de vitesse angulaire  $\omega_s$ , aura une vitesse dans le repère (dq), égale à  $\omega_s - \omega$ . Le passage d'un système triphasé à la référence (d,q) se fait par la matrice de passage de Park donnée à l'équation (2.28).

$$C_{32} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) & \sin(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

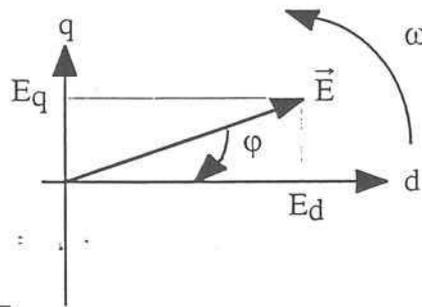


figure 2.17 : Représentation du repère dq

Si on considère un vecteur  $\vec{E}_{123}$  comme la description d'un système triphasé de pulsation  $\omega$ ,  $\vec{E}_{123}$  est décrit par (2.29).

$$\vec{E}_{123} = E \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Le passage vers le repère (d,q) se fait en utilisant la relation donnée par l'équation (2.30). Ce type de transformation permet de conserver l'amplitude des composantes du vecteur.

$$\mathbf{E}_{qd} = \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C}_{32}^T \mathbf{E}_{123} = \mathbf{E} \begin{bmatrix} -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

La transformation inverse, c'est à dire le passage du repère (d,q) au repère fixe triphasé, réalisé à l'aide de la même matrice de transformation est donné à l'équation (2.31).

$$\mathbf{E}_{123} = \mathbf{C}_{32} \mathbf{E}_{qd} \quad (2.31)$$

On détermine la relation entre les dérivées des grandeurs triphasées et leur transformées dans le repère (d,q) à l'aide de l'équation (2.32) pour obtenir la relation (2.33).

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{I}_{123}}{dt} &= \frac{d(\mathbf{C}_{32}\mathbf{I}_{qd})}{dt} \\ &= \mathbf{C}_{32} \frac{d\mathbf{I}_{qd}}{dt} + \frac{d\mathbf{C}_{32}}{dt} \mathbf{I}_{qd} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{I}_{qd}}{dt} &= \mathbf{C}_{32}^T \frac{d\mathbf{I}_{123}}{dt} - \mathbf{C}_{32}^T \frac{d\mathbf{C}_{32}}{dt} \mathbf{I}_{qd} \\ &= \mathbf{C}_{32}^T \frac{d\mathbf{I}_{123}}{dt} - \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{I}_{qd} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Ce type de transformation est utilisé sur toutes les grandeurs triphasées (tension ou courant). On appliquera ce principe aux équations du modèle topologique du STATCOM, pour obtenir un modèle de STATCOM dans le repère qd.

#### II.3.4.2. Application au STATCOM

Le modèle dq est calculé à partir des l'équations données en (2.13) et (2.33), on obtient la relation (2.34)

$$\frac{d\mathbf{I}_{qd}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \mathbf{I}_{qd} + \frac{1}{L_S} (\mathbf{E}_{qd} - \mathbf{V}_{qd}) \quad (2.34)$$

où  $\mathbf{I}_{qd} = \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix}$  est la transformée du vecteur  $\mathbf{I}_{123}$  dans le repère (q,d)

$\mathbf{E}_{qd} = \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix}$  est la transformée du vecteur  $\mathbf{E}_{123}$  dans le repère (q,d)

$\mathbf{V}_{qd} = \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix}$  est la transformée du vecteur  $\mathbf{V}_{123}$  dans le repère (q,d)

$\mathbf{V}_{qd}$  est fonction du vecteur de commutation  $\mathbf{U}_{123}$  et de la transformée inverse de Park  $\mathbf{C}_{32}^T$ , il est exprimé par l'équation (2.35).

$$\mathbf{V}_{qd} = \mathbf{C}_{32}^T \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{123} \mathbf{V}_c \quad (2.35)$$

Les grandeurs continues peuvent être décrites en fonction des grandeurs du repère (q,d) et sont aussi dépendantes du vecteur de commutation (2.36).

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{2C} U_{123}^T C_{32} I_{qd} - \frac{V_c}{RC} \quad (2.36)$$

A partir des grandeurs définies dans le repère (d,q), les expressions temporelles des puissances peuvent être exprimées. Les équations (2.37) et (2.38) donnent les expressions des puissances active P et réactive Q échangées entre le réseau et le STATCOM.

$$P = \frac{3}{2} [E_d I_d + E_q I_q] \quad (2.37)$$

$$Q = \frac{3}{2} [E_d I_q - E_q I_d] \quad (2.38)$$

Dans le cas particulier du STATCOM, on cherchera à compenser l'énergie réactive du réseau de transport. Il est donc intéressant de pouvoir découpler les grandeurs actives et réactives du dispositif. En choisissant la référence de phase  $\varphi$  de la transformée de Park égale à zéro ( $\varphi = 0$ ), on peut séparer les grandeurs actives et réactives. Toutes les grandeurs sont alors référencées par rapport à la première phase de la tension au noeud de connexion du STATCOM. Le vecteur  $E_{qd}$  est alors donné par l'équation (2.39) et les expressions des puissances sont données par les équations (2.40). La puissance active est une image de  $E_d$  et  $I_d$  et la puissance réactive de  $E_d$  et  $I_q$ .

$$E_{qd} = E \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$P = E_d I_d \quad \text{et} \quad Q = E_d I_q \quad (2.40)$$

Dans la suite, on cherchera à contrôler l'énergie réactive du dispositif. Le courant  $I_q$  est une image du courant réactif circulant dans le STATCOM. C'est à cette grandeur que nous nous intéresserons.

Ce modèle de STATCOM, que l'on peut qualifier de modèle dq topologique est discontinu. Pour les raisons déjà explicitées, on s'attachera à construire un modèle continu.

### II.3.5. Modèles moyens généralisés au sens du premier harmonique

Le principe du modèle moyen généralisé a été largement utilisé dans le domaine de l'électronique de puissance. Cette approche permet de conserver les dynamiques à la fois des étages alternatifs et continus. En admettant que les harmoniques d'ordre supérieur à 1 sont négligeables, on peut réduire l'étude du système au premier harmonique et à la valeur moyenne des diverses variables d'état, ceci se justifie car nos dispositifs seront peu chargés en harmoniques. Le modèle peut être complété par des harmoniques d'ordre supérieur si nécessaire.

Sanders [SA-90] donne le principe du modèle moyen généralisé et l'applique pour des structures de convertisseurs continu-continu à résonance série. S. Bacha a repris ce principe pour la modélisation

des alimentations à découpage symétrique [BA-93], la modélisation de convertisseur alternatif-alternatif à étage intermédiaire continu [BA-95] et de structure FACTS série. Ce principe est utilisé pour des convertisseurs à résonance et quasi résonance à MLI [SU-92, SU-93].

On appliquera ce principe à des structures d'électronique de puissance triphasées, pour la modélisation de FACTS.

### II.3.5.1. Un peu de théorie sur la méthode du modèle moyen généralisé

Un signal alternatif peut être décomposé en série de Fourier. Si ce signal évolue dans le temps, ses coefficients de Fourier sont des fonctions dépendantes du temps. Un signal alternatif sera alors décrit par (2.41).

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{-jk\omega t} \quad (2.41)$$

où  $\langle x \rangle_k(t)$  est le coefficient de Fourier complexe de rang  $k$  et  $\omega$  est la pulsation du fondamental de  $x(t)$  on a la relation (2.42) :

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.42)$$

$\langle x \rangle_k(t)$  est une fonction dépendant du temps, son expression est donnée à l'équation (2.43). Il est calculé comme la moyenne glissante sur l'intervalle  $[t-T, t]$ .

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\zeta) e^{-jk\omega\zeta} d\zeta \quad (2.43)$$

Dans les conditions de fréquence constante ou variant faiblement, la dérivée des coefficients de Fourier exprimée par l'équation (2.43), est donnée par l'équation (2.44).

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j k \omega \langle x \rangle_k(t) \quad (2.44)$$

La propriété importante sur les coefficients d'un produit de fonctions est donnée à l'équation (2.45).

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad (2.45)$$

### II.3.5.2. Application à la structure du STATCOM

A partir de ces équations fondamentales sur la moyenne généralisée des signaux périodiques, on applique cette théorie dans le cas du STATCOM. On obtiendra un modèle moyen généralisé que l'on calculera au premier harmonique.

A partir des équations topologiques du STATCOM (2.13) et (2.7), on établit le modèle moyen généralisé (2.46), en utilisant les relations (2.44) et (2.45). Ce modèle se traduit par les équations d'état des coefficients de Fourier des variables d'état.

$$\begin{aligned} \frac{d\langle I_{123} \rangle_k}{dt} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_S}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \langle I_{123} \rangle_k + \frac{1}{L_S} \left( \langle E_{123} \rangle_k - \langle V_{123} \rangle_k \right) - jk\omega \langle I_{123} \rangle_k \\ \frac{d\langle V_c \rangle_k}{dt} &= \frac{1}{2C} \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \langle U_{123}^T \rangle_{k-i} \langle I_{123} \rangle_i - \frac{\langle V_c \rangle_k}{RC} - jk\omega \langle V_c \rangle_k \end{aligned} \quad (2.46)$$

Les coefficients du vecteur tension sont obtenus à partir des coefficients du vecteur de commutation et de la tension  $V_c$  (2.47).

$$\langle V_{123} \rangle_k = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \langle U_{123} \rangle_{k-i} \langle V_c \rangle_i \quad (2.47)$$

### II.3.5.3. Modèle moyen au sens du premier harmonique

En se limitant au premier harmonique des courants  $I_1, I_2, I_3$  et à la valeurs moyenne de la tension continue  $V_c$ , on développe le modèle moyen généralisé au sens du premier harmonique donné par l'équation (2.48).

$$\begin{cases} \frac{d\langle I_{123} \rangle_1}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_S}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \langle I_{123} \rangle_1 + \frac{1}{L_S} \left( \langle E_{123} \rangle_1 - \langle V_{123} \rangle_1 \right) - j\omega \langle I_{123} \rangle_1 \\ \frac{d\langle V_c \rangle_0}{dt} = \frac{1}{2C} \left( \langle U_{123}^T \rangle_{-1} \langle I_{123} \rangle_1 + \langle U_{123}^T \rangle_1 \langle I_{123} \rangle_{-1} \right) + \frac{\langle V_c \rangle_0}{RC} \end{cases} \quad (2.48)$$

où le vecteur tension est :

$$\langle V_{123} \rangle_1 = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left[ \langle U_{123} \rangle_1 \langle V_c \rangle_0 + \langle U_{123} \rangle_0 \langle V_c \rangle_1 \right] \quad (2.49)$$

L'expression des coefficients de Fourier du vecteur de commutation  $\langle U_{123} \rangle_1$  est définie à l'équation 2.50. Ce vecteur est constitué des premiers harmoniques  $\langle u_1 \rangle_1$ ,  $\langle u_2 \rangle_1$  et  $\langle u_3 \rangle_1$  des trois fonctions de commutation. Les commandes des interrupteurs sont décalés de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport à  $u_1$ . L'équation (2.49) peut être simplifiée car les composantes du vecteur de commutation sont symétriques de rapport cyclique  $\frac{1}{2}$ , on a alors  $\langle u_1 \rangle_0 = \langle u_2 \rangle_0 = \langle u_3 \rangle_0 = 0$ .

$$\langle U_{123} \rangle_1 = \begin{bmatrix} \langle u_1 \rangle_1 \\ \langle u_1 \rangle_1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \langle u_1 \rangle_1 \cdot e^{+j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$\langle u_1 \rangle_1$  est coefficient de Fourier du premier harmonique d'un signal rectangulaire déphasé de l'angle  $\alpha$  par rapport à l'origine (2.51).

$$\langle u_1 \rangle_1 = \frac{2}{j\pi} (\cos \alpha - j \sin \alpha) \quad (2.51)$$

Cette description de l'onduleur a l'avantage d'être cette fois continue et grands signaux. A partir du modèle topologique discontinu, qui décrit le fonctionnement réel du STATCOM en fonction des positions des interrupteurs, on a établi le modèle moyen généralisé, réduit au premier harmonique.

#### II.3.5.4. Modèle moyen généralisé dans le repère (d,q)

A partir du modèle moyen, il est possible de décrire un modèle moyen dans le domaine dq. Pour cela, on peut appliquer les propriétés générales de la méthode du modèle moyen généralisé (2.52). Le même résultat est obtenu en appliquant la méthode au modèle topologique dans le repère (d,q) déjà établi en (2.34) et (2.36).

$$\frac{d\langle I_{123} \rangle_1}{dt} = \left[ \frac{d\langle C_{32} \rangle_1}{dt} - j\omega \langle C_{32} \rangle_1 \right] \langle I_{qd} \rangle_0 + \langle C_{32} \rangle_1 \frac{d\langle I_{qd} \rangle_0}{dt} \quad (2.52)$$

On obtient les équations du modèle  $\langle qd \rangle_0$  donné par l'équation (2.53) :

$$\begin{cases} \frac{d\langle I_{qd} \rangle_0}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \langle I_{qd} \rangle_0 + \frac{1}{L_S} \left[ \langle E_{qd} \rangle_0 - \langle V_{qd} \rangle_0 \right] \\ \frac{d\langle V_c \rangle_0}{dt} = \frac{\langle I_{dc} \rangle_0}{C} - \frac{\langle V_c \rangle_0}{RC} \end{cases} \quad (2.53)$$

Le problème réside en l'explicitation de  $\langle I_{dc} \rangle_0$  et  $\langle V_{qd} \rangle_0$  qui sont fonctions du vecteur de commutation et de la transformée de Park.

Les relations fondamentales de la méthode du modèle moyen généralisé permettent d'obtenir les équations (2.54) et (2.55), en tenant compte que  $\langle C_{32}^T \rangle_0 = 0$  et  $\langle U_{123} \rangle_0 = 0$ .

$$\begin{aligned} \langle V_{qd} \rangle_0 &= \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \langle C_{32}^T U_{123} V_c \rangle_0 \\ &= \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left( \langle C_{32}^T \rangle_{-1} \langle U_{123} \rangle_1 + \langle C_{32}^T \rangle_1 \langle U_{123} \rangle_{-1} \right) \langle V_c \rangle_0 \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\langle I_{dc} \rangle_0 = \frac{1}{2} \left( \langle U_{123}^T \rangle_1 \langle C_{32} \rangle_{-1} + \langle U_{123}^T \rangle_{-1} \langle C_{32} \rangle_1 \right) \langle I_{qd} \rangle_0 \quad (2.55)$$

$$\text{où} \quad \langle C_{32} \rangle_{-1}^* = \langle C_{32} \rangle_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2j} \\ \frac{1}{2} e^{-j\frac{2\pi}{3}} & \frac{1}{2j} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \frac{1}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} & \frac{1}{2j} e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \langle U_{123} \rangle_{-1}^* = \langle U_{123} \rangle_1 = \begin{bmatrix} \frac{2}{j\pi} e^{-j\alpha} \\ \frac{2}{j\pi} e^{-j\alpha - j\frac{2\pi}{3}} \\ \frac{2}{j\pi} e^{-j\alpha + j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix}$$

On obtient finalement le modèle moyen généralisé au sens du premier harmonique du STATCOM donné en (2.56).

On remarquera que ce modèle ne contient plus de terme imaginaire.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_q \rangle_0 \\ \langle I_d \rangle_0 \\ \langle V_c \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & -\omega & \frac{|u_1|_1}{L_S} \sin \alpha \\ \omega & -\frac{R_S}{L_S} & -\frac{|u_1|_1}{L_S} \cos \alpha \\ -\frac{3}{2C} |u_1|_1 \sin \alpha & \frac{3}{2C} |u_1|_1 \cos \alpha & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle I_q \rangle_0 \\ \langle I_d \rangle_0 \\ \langle V_c \rangle_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_S} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \langle E_{qd} \rangle_0 \quad (2.56)$$

où  $|u_1|_1 = \frac{2}{\pi}$  est le module de  $\langle u_1 \rangle_1$

Le modèle moyen généralisé a l'avantage d'être continu puisque l'on s'est affranchi des commutations des interrupteurs. Mais il est non linéaire, puisqu'il dépend des termes  $\cos \alpha$  et  $\sin \alpha$  et du point de fonctionnement du dispositif [PE-96.2].

### II.3.6. Modélisation d'une association de structures

Afin de tenir compte d'une structure plus complexe de STATCOM le modèle d'une association de structure peut être élaboré. Ce modèle tiendra compte des courants dans les différents onduleurs. On reprendra la structure du STATCOM série 12 impulsions donnée à la figure 2.18.

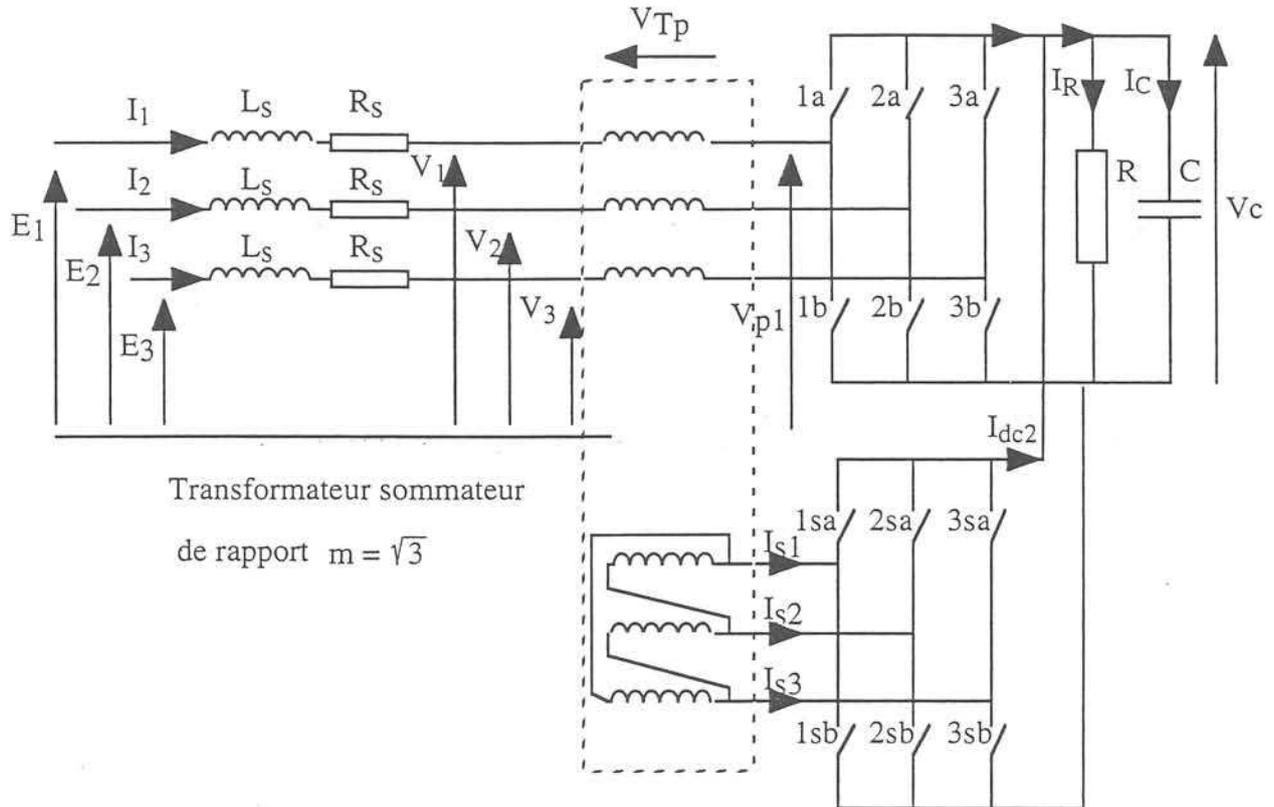


figure 2.18 : schéma du STATCOM 12 impulsions à association série

- E : Tension simple du réseau au noeud de connexion
- V : Tension simple de sortie du STATCOM
- Vp : Tension simple de sortie du premier onduleur
- Vs : Tension simple de sortie du second onduleur
- V<sub>TP</sub> : Tension aux bornes du primaire du transformateur sommateur
- Vc : Tension continue aux bornes du condensateur
- I : Courant dans le primaire du transformateur sommateur
- Is : Courant dans le secondaire du transformateur sommateur
- Idc1 : Courant continu en sortie du premier onduleur
- Idc2 : Courant continu en sortie du second onduleur
- Idc : Courant continu dans le circuit RC
- L<sub>s</sub> : l'inductance de fuite du transformateur de couplage avec le réseau
- R<sub>s</sub> : Résistance série côté alternatif
- C : Condensateur côté continu
- R : Résistance parallèle côté continu
- m : Rapport de transformation du transformateur sommateur

On peut mettre en équation le système pour obtenir l'équation différentielle en (2.57). L'expression du vecteur tension  $\mathbf{V}_{123}$  est donné en (2.58) en fonction des tensions de sortie des onduleurs, des vecteurs de commutation et de la tension  $V_c$ . On notera  $\mathbf{U}_{123}$ , le vecteur de commutation de l'onduleur 1 et  $\mathbf{W}_{123}$  le vecteur de commutation de l'onduleur 2.

$$\frac{d\mathbf{I}_{123}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \mathbf{I}_{123} + \frac{1}{L_s} (\mathbf{E}_{123} - \mathbf{V}_{123}) \quad (2.57)$$

$$\mathbf{V}_{123} = \mathbf{V}_{p123} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{V}_{s123} \quad (2.58)$$

$$\text{où } \mathbf{V}_{p123} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{123} V_c \quad \text{et} \quad \mathbf{V}_{s123} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{W}_{123} \cdot V_c$$

L'équation différentielle du circuit continu est donnée en (2.59)

$$\begin{aligned} \frac{dV_c}{dt} &= \frac{I_{dc1} + I_{dc2}}{C} - \frac{V_c}{RC} \\ &= \frac{\mathbf{U}_{123}^T \mathbf{I}_{123} + \mathbf{W}_{123}^T \mathbf{I}_{s123}}{2C} - \frac{V_c}{RC} \end{aligned} \quad (2.59)$$

En considérant le couplage du transformateur, les coefficients de Fourier du premier harmonique peuvent être décrits par les relations (2.60).

$$\langle \mathbf{V}_{T123} \rangle_1 = \frac{\sqrt{3}}{m} \langle \mathbf{V}_{s123} \rangle_1 e^{+j\frac{\pi}{6}} \quad \text{et} \quad \langle \mathbf{I}_{s123} \rangle_1 = \frac{\sqrt{3}}{m} \langle \mathbf{I}_{123} \rangle_1 e^{+j\frac{\pi}{6}} \quad (2.60)$$

Le vecteur de commutation  $\mathbf{W}$  est retardé temporellement de  $\frac{\pi}{6}$  par rapport à  $\mathbf{U}_{123}$ , ses coefficients peuvent alors s'exprimer par l'équation (2.61).

$$\langle \mathbf{W}_{123} \rangle_1 = e^{-j\frac{\pi}{6}} \langle \mathbf{U}_{123} \rangle_1 \quad (2.61)$$

On peut facilement établir les relations (2.62-a et 2.62-b) les coefficients de Fourier de la tension  $\langle \mathbf{V}_{123} \rangle_1$  et le courant continu  $\langle I_{dc} \rangle_0$ .

$$\langle \mathbf{V}_{123} \rangle_1 = \frac{2}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \langle \mathbf{U}_{123} \rangle_1 \langle \mathbf{V}_c \rangle_0 \quad (2.62-a)$$

$$\langle \mathbf{I}_{dc} \rangle_0 = \langle \mathbf{U}_{123}^T \rangle_1 \langle \mathbf{I}_{123} \rangle_{-1} + \langle \mathbf{U}_{123}^T \rangle_{-1} \langle \mathbf{I}_{123} \rangle_1 \quad (2.62-b)$$

En tenant compte des modifications apportées aux équations différentielles par l'ajout du second onduleur, et en reprenant le principe de la méthode du modèle moyen généralisé au sens du premier harmonique dans le repère (d,q) donné au §II.3.5.4, on établit le modèle d'une association de structure donné à l'équation (2.63).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle \mathbf{I}_q \rangle_0 \\ \langle \mathbf{I}_d \rangle_0 \\ \langle \mathbf{V}_c \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & -\omega & \frac{2 \langle u_1 \rangle_1}{L_S} \sin \alpha \\ \omega & -\frac{R_S}{L_S} & -\frac{2 \langle u_1 \rangle_1}{L_S} \cos \alpha \\ -\frac{3}{C} \langle u_1 \rangle_1 \sin \alpha & \frac{3}{C} \langle u_1 \rangle_1 \cos \alpha & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle \mathbf{I}_q \rangle_0 \\ \langle \mathbf{I}_d \rangle_0 \\ \langle \mathbf{V}_c \rangle_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_S} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \langle \mathbf{E}_{qd} \rangle_0 \quad (2.63)$$

En suivant la même démarche ce modèle peut être généralisé pour une association de N onduleurs (2.64).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle \mathbf{I}_q \rangle_0 \\ \langle \mathbf{I}_d \rangle_0 \\ \langle \mathbf{V}_c \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & -\omega & \frac{N \langle u_1 \rangle_1}{L_S} \sin \alpha \\ \omega & -\frac{R_S}{L_S} & -\frac{N \langle u_1 \rangle_1}{L_S} \cos \alpha \\ -\frac{3N}{2C} \langle u_1 \rangle_1 \sin \alpha & \frac{3N}{2C} \langle u_1 \rangle_1 \cos \alpha & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle \mathbf{I}_q \rangle_0 \\ \langle \mathbf{I}_d \rangle_0 \\ \langle \mathbf{V}_c \rangle_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_S} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \langle \mathbf{E}_{qd} \rangle_0 \quad (2.64)$$

L'établissement du modèle moyen pour une association d'onduleur parallèle permet d'obtenir le modèle (2.64), la différence réside en la valeur des courants dans chaque onduleur. Plus N sera grand, plus le modèle moyen se rapprochera du modèle topologique puisque les harmoniques seront négligeables.

## II.4. Validation des modèles obtenus

Après avoir établi les différents modèles, nous allons maintenant vérifier leur validité. On s'intéressera à la structure de base (un onduleur) puis aux cas de l'association d'onduleurs.

Dans un premier temps une validation du modèle topologique sera effectuée avec le logiciel CIRCUIT [BO-88] (logiciel de simulation de dispositifs d'électronique de Puissance). Le modèle dq du STATCOM sera validé ainsi que le modèle moyen généralisé au sens du premier harmonique (d,q). On s'intéressera au comportement dynamique des différents modèles. Tous les modèles seront implantés dans le logiciel MATRIXx [IS-96].

### II.4.1. Structure à un seul onduleur de tension

#### II.4.1.1. Validation du modèle Topologique

On analysera l'évolution des différentes variables d'état pour la validation des différents modèles, soit les courants triphasés et la tension continue. Le modèle topologique donné par l'équation (2.33) est comparé avec la structure onduleur décrite par CIRCUIT [BO-88]. Les deux systèmes sont placés dans les mêmes situations : les interrupteurs sont commandés en pleine onde, en phase avec le réseau et on observe le comportement des variables lors de la mise sous tension du dispositif.

La figure 2.19 donne l'évolution du courant dans la première et la seconde phase ( $I_1$  et  $I_2$ ) pour le modèle topologique et pour le modèle de référence donné par CIRCUIT, la figure 2.20 compare l'évolution de la tension  $V_c$  pour ces deux modèles. Cette comparaison a pour but de valider notre modèle topologique installé sur MATRIXx.

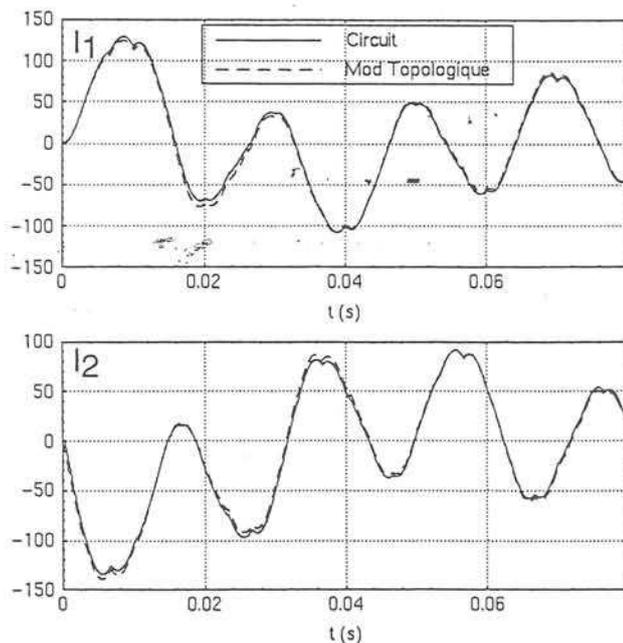


figure 2.19 : Evolution des courants  $I_1$  et  $I_2$  pour le modèle Topologique et de référence

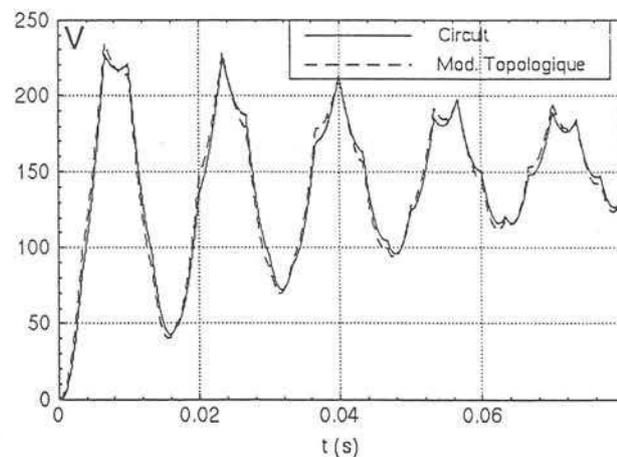


figure 2.20 : Evolution de la tension  $V_c$  pour le modèle topologique et le modèle de référence

Les comparaisons ont été faites pour des valeurs de composants :

$L_s = 5 \text{ mH}$ ,  $R_s = 0,1$ ,  $C = 2\,000 \mu\text{F}$ ,  $R = 50 \Omega$ ,  $E_m = 200 \text{ V}$

La dynamique des variables est identique pour les deux modèles. Quelques petites différences subsistent : CIRCUIT prend en compte la résistance interne des semi conducteurs, et les temps de gardes des commandes des interrupteurs. Le modèle topologique rend bien compte du comportement de l'onduleur et pourra servir de référence pour les comparaisons avec les modèles moyen et topologique dans le repère (d,q).

#### II.4.1.2. Validation du modèle topologique (d,q)

le comportement du modèle topologique dans le repère (d,q) §II.3.4 est validé avec le modèle topologique (comportement réel du dispositif). Pour ce faire, on comparera leur comportement (courants alternatifs et tension  $V_c$ ) pour des variations positives et négatives de l'angle de commande  $\alpha$ . Afin de comparer les courants triphasés du modèle topologique avec les courants  $I_q$  et  $I_d$  du modèle (d,q), les courants triphasés subiront une transformation dans le repère (d,q) (figure 2.21). On appellera les grandeurs transformées :  $I_q$  topologique et  $I_d$  topologique.

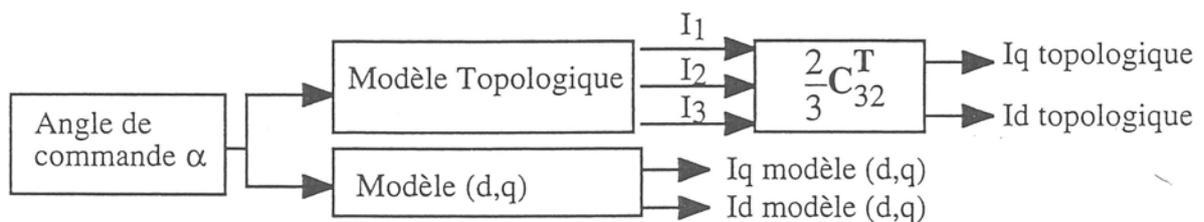


figure 2.21 : Schéma de validation du modèle (d,q) avec le modèle topologique

Les figures 2.22, 2.23 et 2.24 donnent respectivement les courants  $I_q$ ,  $I_d$  et la tension  $V_c$  pour une variation de l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  de  $0^\circ$  à  $10^\circ$  et de  $10^\circ$  à  $-2^\circ$ . On observe que le régime transitoire des grandeurs dans le repère (d,q) est identique pour les deux modèles.

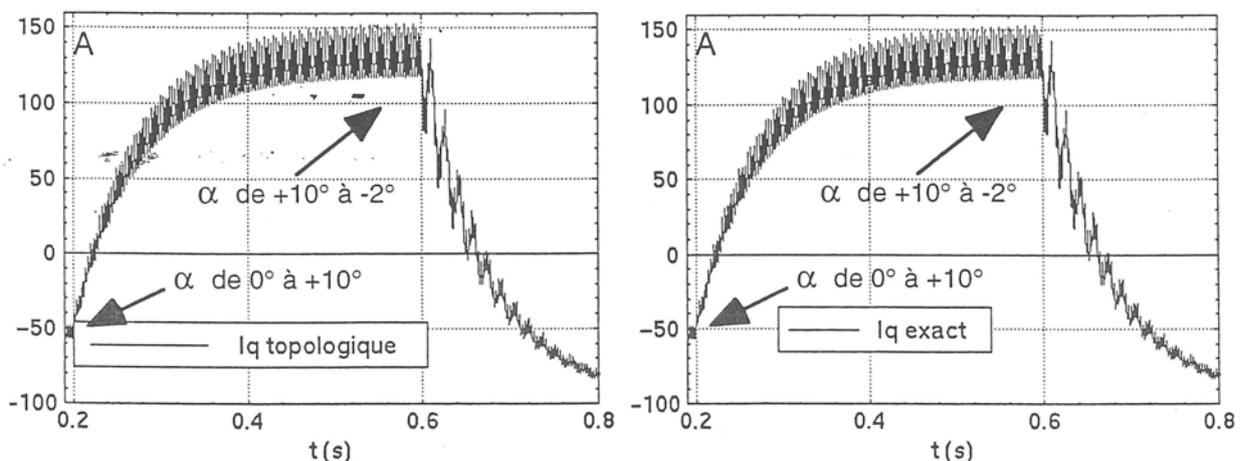


figure 2.22 : Comparaison des courants  $I_q$  topologiques et  $I_q$  modèle (d,q)

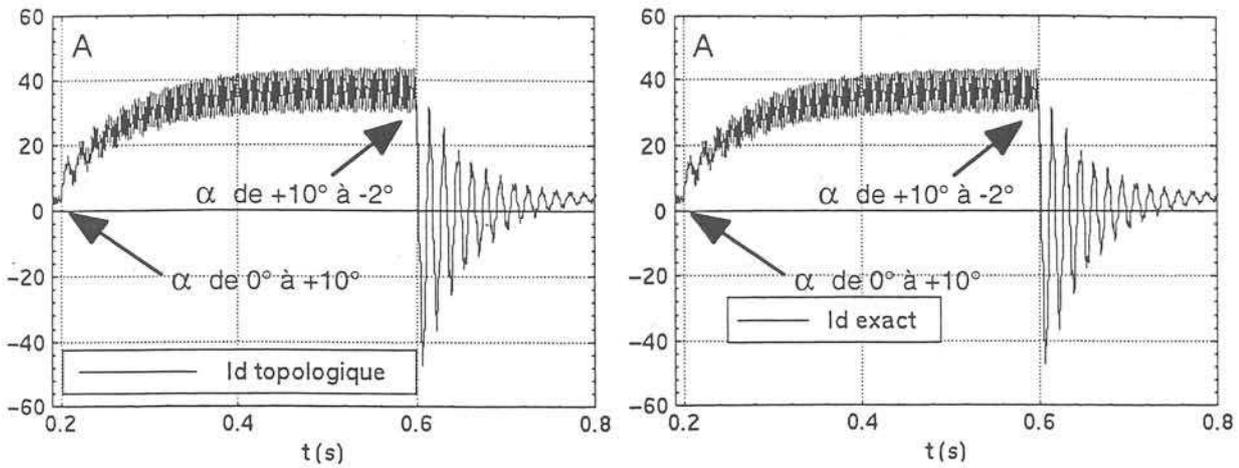


figure 2.23 : Comparaison des courants  $I_d$  topologiques et  $I_d$  modèle (d,q)

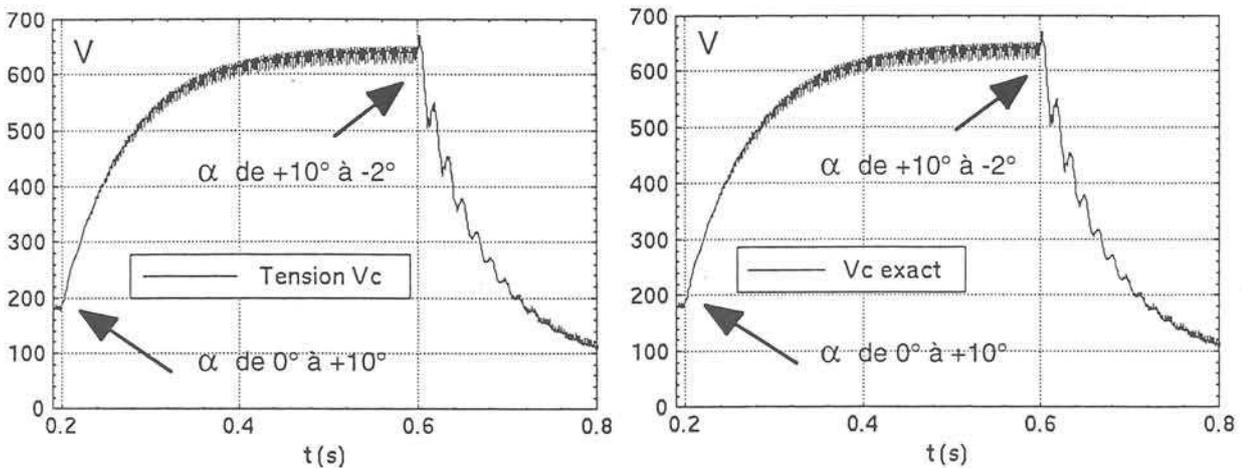


figure 2.24 : Comparaison des courants  $V_c$  topologiques et  $V_c$  modèle (d,q)

### II.4.1.3. Validation du Modèle Moyen Généralisé (MMG)

Afin de valider le comportement du modèle moyen, les grandeurs,  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $\langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$  sont comparées avec l'évolution des grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  du modèle topologique. (figure 2.25).

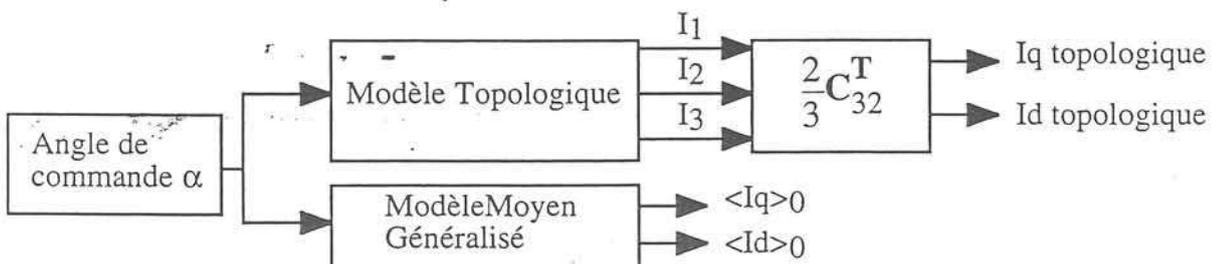


figure 2.25 : Schéma de validation du MMG avec le modèle topologique

Les figures 2.26, 2.27 et 2.28 donnent le comportement des courants  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  des modèles Topologiques et MMG pour des transitions de l'angle de retard à l'amorçage des interrupteurs  $\alpha$ . Le comportement dynamique du MMG reproduit les dynamiques du modèle topologique de façon très fidèle.

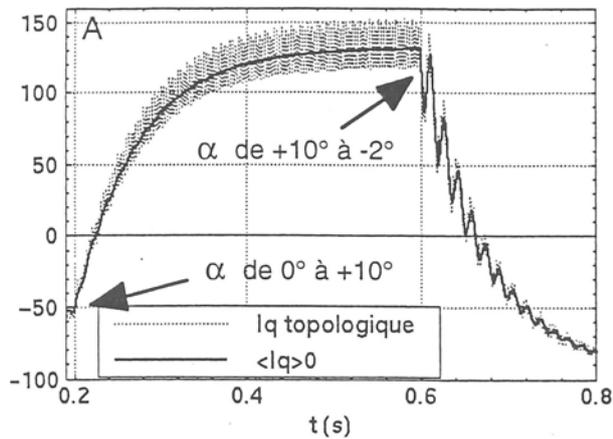


figure 2.26 : Evolution de  $I_q$  topologique et  $\langle I_q \rangle_0$

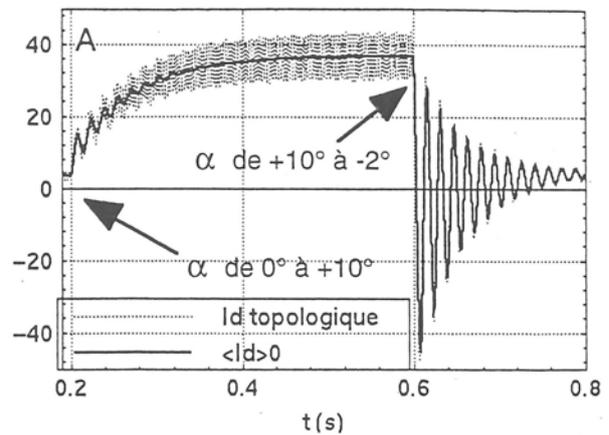


figure 2.27 : Evolution de  $I_d$  topologique et  $\langle I_d \rangle_0$

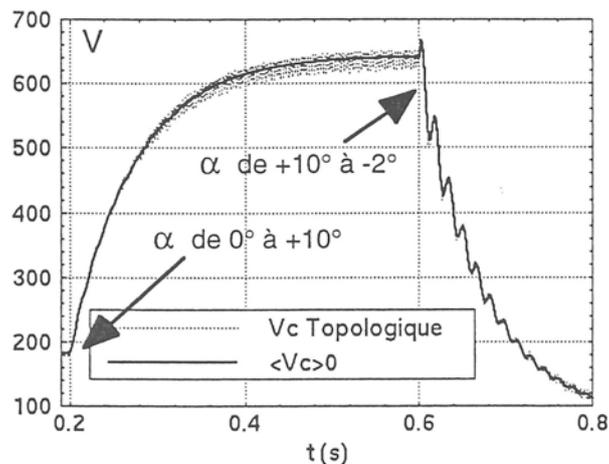


figure 2.28 : Evolution des courants  $V_c$  topologique et  $\langle V_c \rangle_0$

Ces modèles ont été validés à l'aide du logiciel de calcul MATRIXx. La précision des résultats peut différer en fonction des méthodes d'intégration utilisées et du pas de calcul. Les résultats présentés ont été simulés avec une méthode à pas variable (Kutta-Merson). Les mêmes modèles simulés avec une méthode à pas fixe (Runge-Kutta 4ème ordre) donnaient des résultats similaires à ceux présentés, mais des erreurs étaient présentes sur les valeurs finales des variables.

Compte tenu de la configuration des interrupteurs, (GTO avec diode en antiparallèle), la tension  $V_c$  aux bornes du condensateur ne peut être inférieure à zéro (figure 2.29). De ce fait, la simulation de l'équation différentielle de la tension continue sera réalisée avec un intégrateur avec limitation (figure 2.30).

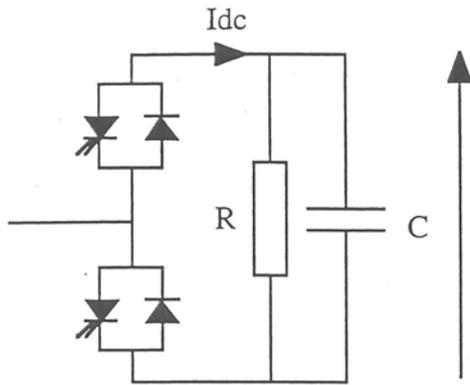


figure 2.29 : Représentation d'un bras d'onduleur

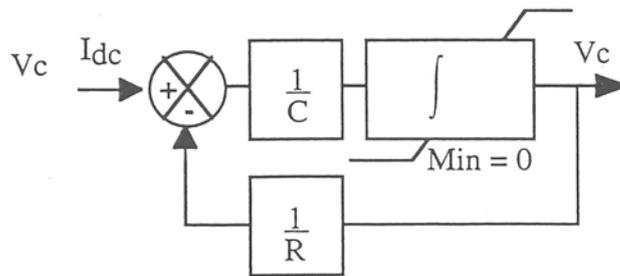


figure 2.30 : Réalisation des non linéarités dues aux diodes

Le comportement du dispositif tenant compte de cette non linéarité est mis en évidence aux figures 2.31 et 2.32, et valide le comportement du modèle avec le modèle topologique pour une transition de l'angle de commande  $\alpha$  de  $10^\circ$  à  $-10^\circ$ . Ces modèles sont comparés avec le comportement moyen sans saturation.

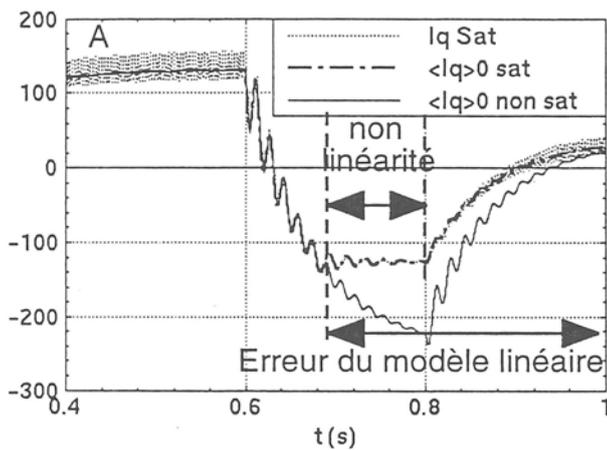


figure 2.31 : Erreur due aux non linéarités sur  $I_q$

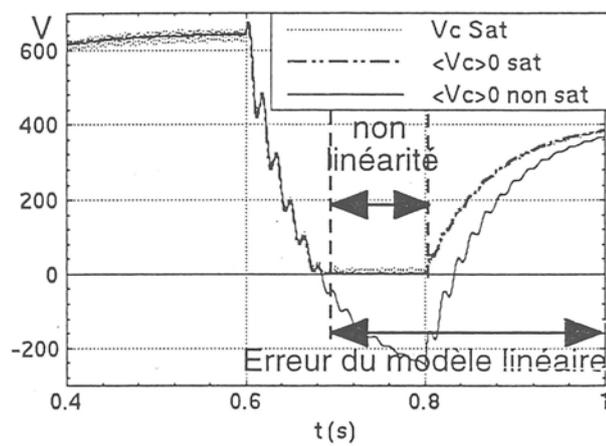


figure 2.32 : Erreur due aux non linéarités sur  $V_c$

## II.4.2. STATCOM à 12 impulsions

Un modèle topologique d'un STATCOM à 12 impulsions, présenté au §I.2.2.1, à été construit, ceci afin de valider le comportement du modèle moyen généralisé §II.3.6. Le but des associations de structures est de limiter le taux des harmoniques. Le principe de la validation a été faite sous les mêmes conditions que pour la structure à 6 impulsions du §II.4.2. Les figures 2.33, 2.34 et 2.35 donnent respectivement le comportement des courants  $I_q$  et  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $I_d$  et  $\langle I_d \rangle_0$ , et  $V_c$  et  $\langle V_c \rangle_0$  pour une transition positive de l'angle  $\alpha$  de  $0^\circ$  à  $+15^\circ$  à  $t = 0,15$  s et négative de  $10^\circ$  à  $t = 0,45$  s. Les valeurs des composants utilisés ( $L_s$ ,  $R_s$ ,  $C$  et  $R$ ) sont les mêmes que pour les essais du §II.4.1

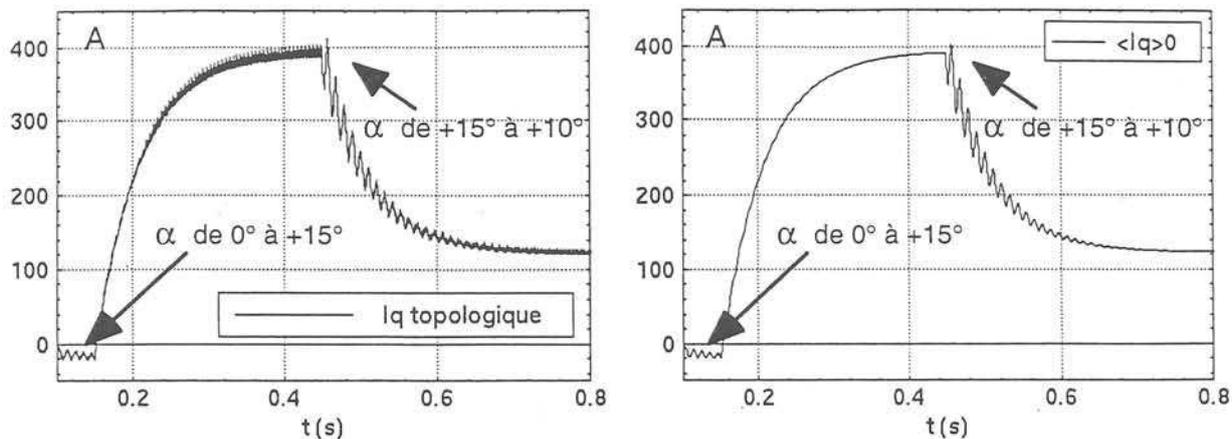


figure 2.33 : Evolution des courants  $I_q$  topologique et  $\langle I_q \rangle_0$  du MMG

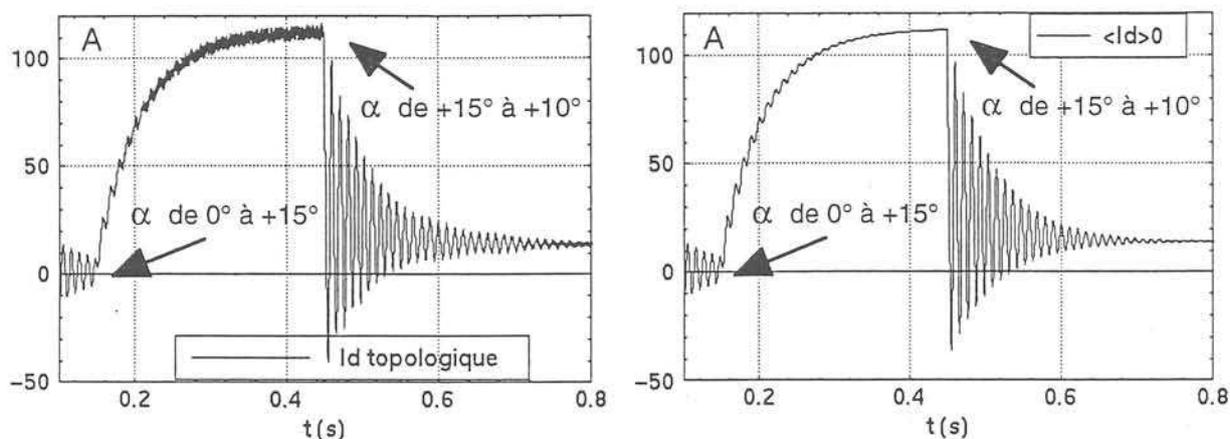


figure 2.34 : Evolution des courants  $I_d$  topologique et  $\langle I_d \rangle_0$  du MMG

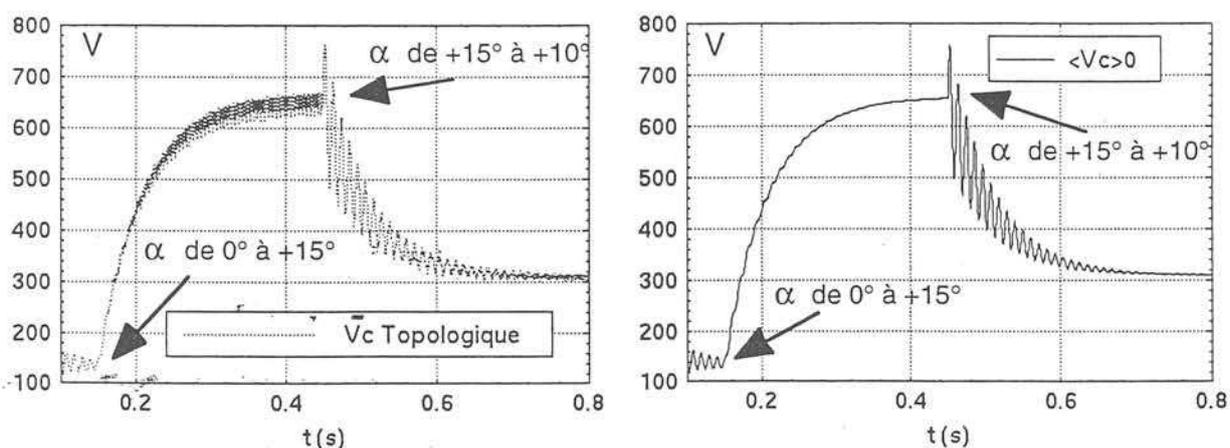


figure 2.35 : Evolution des tensions  $V_c$  topologique et  $\langle V_c \rangle_0$  du MMG

Les comportements dynamiques des modèles topologiques et MMG pour la structure 12 impulsions sont quasiment identiques. Ceci est dû au faible taux de distorsion harmonique de l'association de structure.

### II.4.3. Conclusion sur la modélisation de la structure du STATCOM

Le modèle ainsi constitué rend parfaitement le comportement dynamique de la structure du STATCOM et prend en compte la non linéarité due aux composants d'électronique de puissance, ceux-ci sont modélisés de façon fonctionnelle. Leurs imperfections ne seront pas prises en compte, mis à part les pertes en conduction et par commutation (modélisés simplement par les résistances  $R_s$  et  $R$ ). Le comportement des MMG est valable pour toute la plage de fonctionnement, invariant mais non linéaire. Le comportement d'une association de structures est bien plus proche du fonctionnement topologique. Compte tenu du nombre d'onduleurs associés pour la constitution des STATCOM, on peut considérer que le MMG rendra compte de façon très réaliste le comportement du dispositif.

### II.5. Extension à l'UPFC

L'étude de l'UPFC (parfois appelé Régulateur Déphaseur Universel) est similaire à celle du STATCOM, on appliquera la méthode du modèle moyen généralisé à cette structure. on considérera que l'UPFC est une association de deux structures STATCOM, la principale différence est due aux commandes indépendantes des deux onduleurs. Les commandes rapprochées des onduleurs sont en pleine onde pour les mêmes raisons que pour le STATCOM.

#### II.5.1. Modélisation de L'UPFC

La structure de ce FACTS est rappelée à la figure 2.36. Les éléments résistifs représentent les différentes pertes.

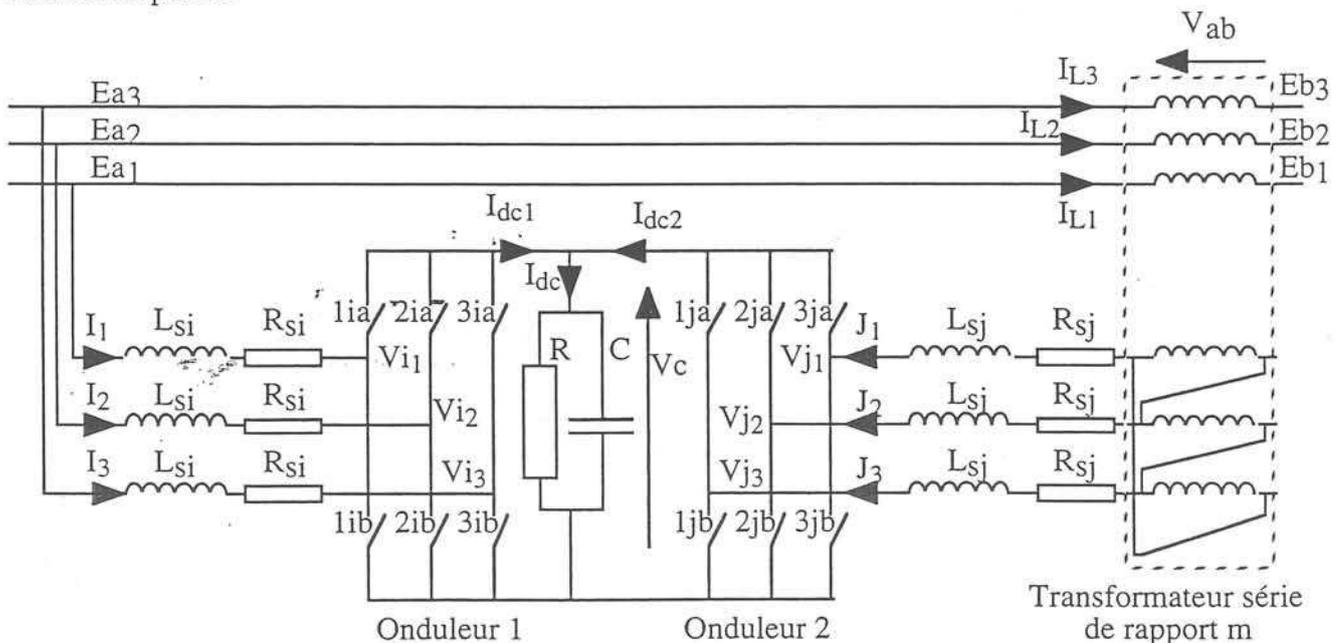


figure 2.36 : Structure complète de l'UPFC

- Où  $E_a$  : Tension de ligne en amont de l'UPFC  
 $E_b$  : Tension de ligne en aval de l'UPFC  
 $V_i$  : Tension de sortie de l'onduleur 1

- $V_j$  : Tension de sortie de l'onduleur 2
- $V_{ab}$  : Tension série
- $V_c$  : Tension continue
- $I$  : Courant triphasé de l'onduleur 1
- $J$  : Courant triphasé de l'onduleur 2
- $I_L$  : Courant de ligne
- $I_{dc}$  : Courant continu
- $L_{si}$  : Inductance de fuite du transformateur shunt
- $R_{si}$  : Résistance série du transformateur shunt
- $L_{sj}$  : Inductance de fuite du transformateur série
- $R_{sj}$  : Résistance série du transformateur série
- $C$  : Condensateur côté continu
- $R$  : Résistance parallèle côté continu

La mise en équation de l'UPFC peut être faite en reprenant les équations du STATCOM déjà établies précédemment pour la structure de base (un onduleur) et les associations de structures §II.3.6.

Pour l'onduleur 1, on aura les équations décrites en (2.65).

$$\frac{dI_{123}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{si}}{L_{si}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{si}}{L_{si}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{si}}{L_{si}} \end{bmatrix} I_{123} + \frac{1}{L_{si}} (E_{a123} - V_{i123}) \quad (2.65)$$

$$\text{où } V_{i123} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} U_{i123} V_c$$

$U_{i123}$  est le vecteur de commutation du premier onduleur

En se servant des relations établies pour l'association de structure au §II.2.3

$$\frac{dJ_{123}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sj}}{L_{sj}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{sj}}{L_{sj}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{sj}}{L_{sj}} \end{bmatrix} J_{123} + \frac{1}{L_{sj}} (E'_{j123} - V_{j123}) \quad (2.66)$$

$$\text{où } V_{j123} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} U_{j123} V_c \quad \text{et} \quad E'_{j123} = m \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} V_{ab123}$$

$U_{j123}$  est le vecteur de commutation du second onduleur. A partir des équations des deux onduleurs et de l'équation différentielle de la partie continue (2.67), on établit le modèle moyen généralisé de l'UPFC donné en (2.68).

$$\begin{aligned}\frac{dV_c}{dt} &= \frac{I_{dc1} + I_{dc2}}{C} - \frac{V_c}{RC} \\ &= \frac{\mathbf{U}_{i123}^T \mathbf{I}_{123} + \mathbf{U}_{j123}^T \mathbf{J}_{123}}{2C} - \frac{V_c}{RC}\end{aligned}\quad (2.67)$$

La transformation de Park a été faite en prenant comme référence la tension triphasé en amont de l'UPFC Ea. Les références des fonctions de commutation  $\mathbf{U}_i$  et  $\mathbf{U}_j$  sont aussi référencées par rapport à Ea, les angles  $\alpha_i$  et  $\alpha_j$  correspondent respectivement aux retards à l'amorçage des interrupteurs du premier onduleur et du second onduleur par rapport à la référence des phases.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_{qi} \rangle_0 \\ \langle I_{di} \rangle_0 \\ \langle I_{qj} \rangle_0 \\ \langle I_{dj} \rangle_0 \\ \langle V_c \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{si}}{L_{si}} & -\omega & 0 & 0 & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{si}} \sin \alpha_i \\ \omega & -\frac{R_{si}}{L_{si}} & 0 & 0 & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{si}} \cos \alpha_i \\ 0 & 0 & -\frac{R_{sj}}{L_{sj}} & -\omega & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sj}} \sin \alpha_j \\ 0 & 0 & \omega & -\frac{R_{sj}}{L_{sj}} & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sj}} \cos \alpha_j \\ -K_1 \sin \alpha_i & K_1 \cos \alpha_i & -K_1 \sin \alpha_j & K_1 \cos \alpha_j & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle I_{qi} \rangle_0 \\ \langle I_{di} \rangle_0 \\ \langle I_{qj} \rangle_0 \\ \langle I_{dj} \rangle_0 \\ \langle V_c \rangle_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{si}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{si}} & 0 & 0 \\ K_2 & -K_3 & -K_2 & K_3 \\ K_3 & K_2 & -K_3 & -K_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle E_{qa} \rangle_0 \\ \langle E_{da} \rangle_0 \\ \langle E_{qb} \rangle_0 \\ \langle E_{db} \rangle_0 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$\text{où } K_1 = \frac{3}{2} \langle u1 \rangle_0, \quad K_2 = \frac{2m}{L_{sj}} \quad \text{et} \quad K_3 = \frac{m}{2\sqrt{3} L_{sj}}$$

Le modèle non linéaire, est du cinquième ordre, il sera validé en comparaison avec le modèle topologique.

## II.5.2. Validation du modèle d'UPFC

Afin de vérifier la validité du modèle décrit plus haut, les dynamiques des variables d'état seront comparées pour des variations des l'angles de commande  $\alpha_i$  et  $\alpha_j$ . Pour ce faire nous comparerons les grandeurs du modèle moyen généralisé avec les grandeurs topologiques décrites dans le repère (d,q). figure 2.38.

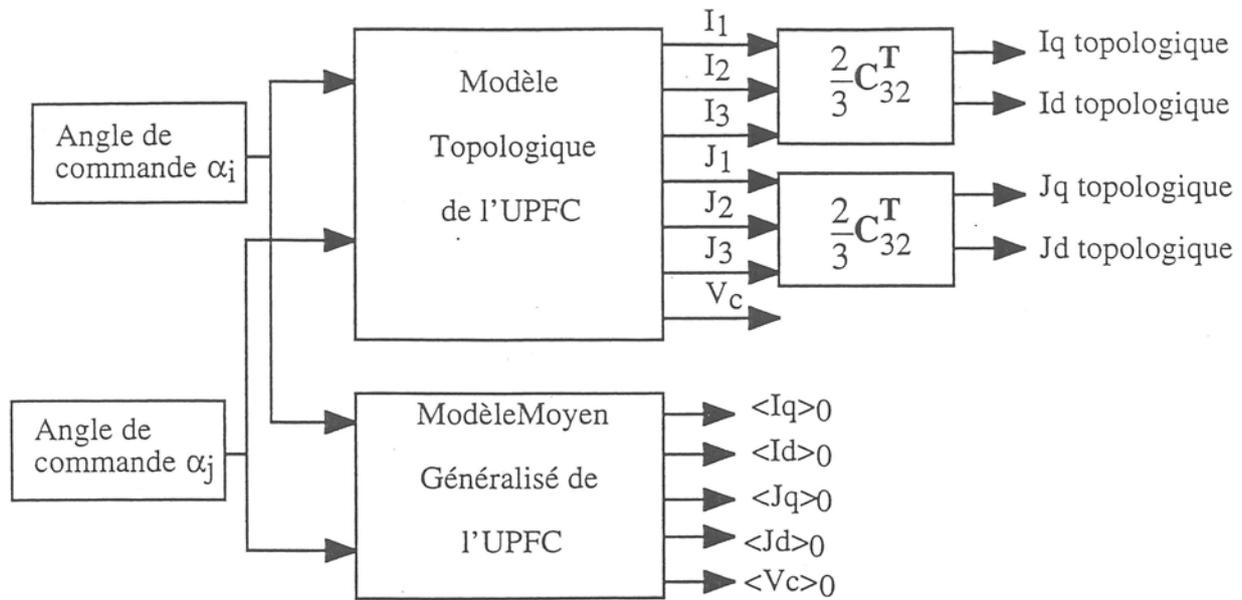


figure 2.38 : schéma de validation du modèle moyen de l'UPFC

L'état initial est choisi de sorte que  $\alpha_i = -10^\circ$  et  $\alpha_j = 0^\circ$  lors de la mise en route du système,  $\alpha_j$  subit une variation de  $+40^\circ$  à  $t = 0,1$  s et  $\alpha_i$  une transition de  $10^\circ$  à  $t = 0,2$  s. Les résultats sont donnés aux figure 2.39 à 2.43 respectivement pour les courants  $I_q$  et  $I_d$  de l'onduleur 1, les courants  $J_q$  et  $J_d$  de l'onduleur 2 et la tension continue.

Les simulations ont été faites avec les valeurs suivantes :

$L_{si} = 1$  mH,  $R_{si} = 0,1$   $\Omega$ ,  $L_{sj} = 5$  mH,  $R_{sj} = 0,5$   $\Omega$ ,  $C = 4\ 000$   $\mu$ F,  $R = 1000$   $\Omega$ ,  $m = 1$ ,  
 $E_a = 200$ V et  $E_b = 200$ V (déphasée de  $30^\circ$  par rapport à  $E_a$ )

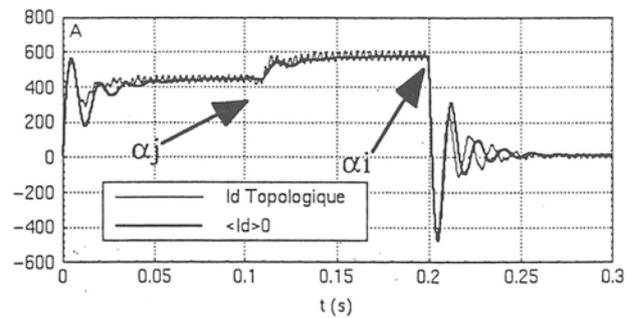
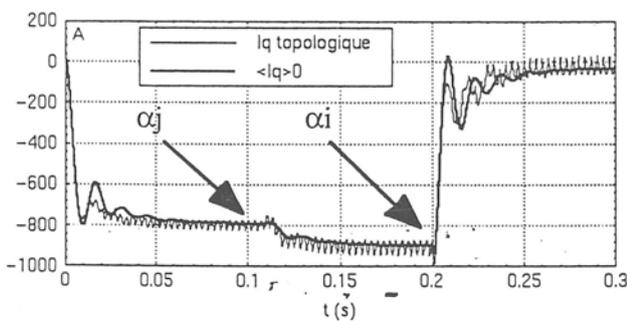


figure 2.39 et 2.40 : Courants  $I_q$  et  $I_d$  pour les modèles MMG et Topologique

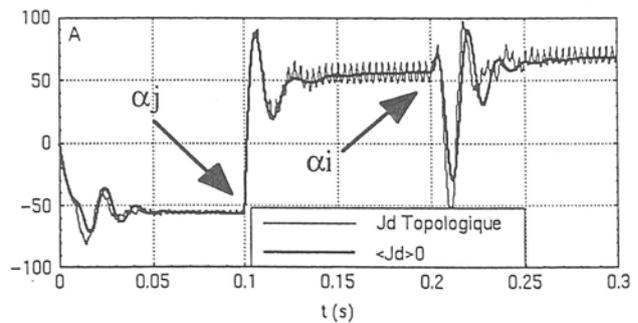
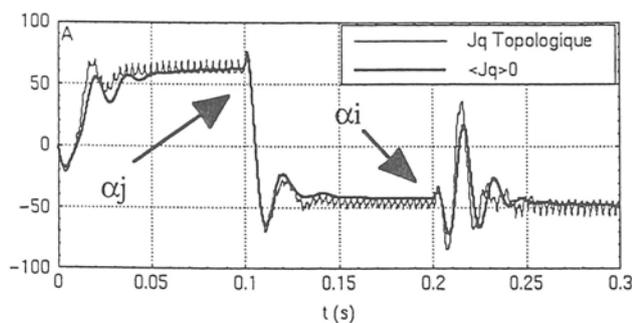


figure 2.41 et 2.42 : Courants  $J_q$  et  $J_d$  pour les modèles MMG et Topologique

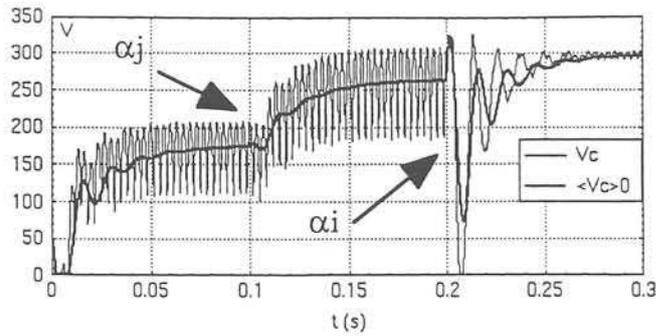


figure 2.43 : Tension continue pour les modèles MMG et Topologiques

Le méthode du MMG à été validée pour des structures complexes d'électronique de puissance tel que l'UPFC. Les dynamiques des grandeurs données par le MMG suivent les grandeurs données par le modèle topologique. Une structure constituée d'association de structures donnera certainement de meilleurs résultats puisque les harmoniques seront réduits et l'hypothèse de l'approche du premier harmonique sera d'autant plus valable.

## II.6. Conclusion

Des modèles de STATCOM et d'UPFC ont pu être établis. Ces modèles sont de différents niveaux : modèles topologique et MMG. Le comportement du MMG est assez intéressant car il conserve l'essentiel de la dynamique des variables d'état. L'approche au sens du premier harmonique est suffisante, et est d'autant plus vérifiée pour les associations de structures (puisque les harmoniques sont fortement réduits).

Les modèles topologiques décrivent le comportement des systèmes en fonction de l'état des interrupteurs et peuvent alors être utilisés pour construire des commandes à structure variable. Notre démarche fut différente : compte tenu des commandes rapprochées (fonctionnement en pleine onde), des modèles ont été décrits en fonction du paramètre de commande, à savoir l'angle de retard  $\alpha$ .

Le MMG ainsi décrit servira à établir des lois de commandes éloignées afin de réaliser les fonctions STATCOM. Ces lois de commandes seront ensuite implantées autour des modèles topologiques afin de comparer les comportement du système réel et du modèle moyen. On s'efforcera de réaliser des commandes robustes et de s'attacher à répondre aux contraintes imposées par l'environnement des FACTS, c'est à dire le réseau.

## Chapitre III

### Commande Linéarisante



# Chapitre III

## Commande Linéarisante

### III.1 Introduction

Les modèles de la structure d'électronique de puissance établis, les lois de commande du dispositif peuvent être mises en place. Les commandes sont élaborées à partir du modèle adéquat : par exemple la commande à structure variable se conçoit à partir d'un modèle topologique discontinu. Le modèle moyen généralisé est invariant et permet la construction de lois de commande continues. Etant généralement non linéaire, il peut être utilisé tel quel pour faire une commande non linéaire. Par une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, le modèle petits signaux résultant peut servir à la construction correcteurs classiques. La figure 3.1 illustre le choix de la commande en fonction du modèle utilisé. Le STATCOM illustre parfaitement ces problèmes puisque son modèle topologique est discontinu et son modèle moyen généralisé au sens du premier harmonique est invariant mais non linéaire.

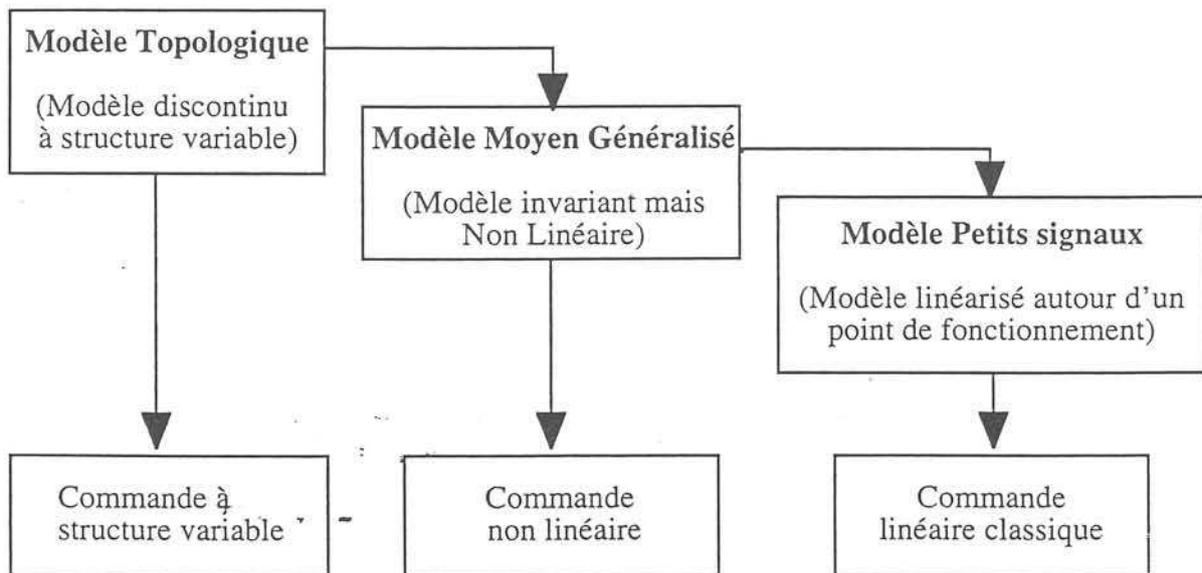


figure 3.1 : Choix de la commande

On cherchera dans la suite de ce chapitre à établir une commande de STATCOM robuste. Pour ce faire on s'appuiera sur un projet de mise en service d'un STATCOM de  $\pm 80$  MVAR [SC-93] lancé par EPRI. Le STATCOM est ramené à une structure mono onduleur. Les problèmes de filtrage des grandeurs de ce type de structure seront mis en évidence.

Le courant réactif du STATCOM sera d'abord contrôlé par un correcteur classique de type PI qui servira de base de comparaison. Une commande non linéaire dite de linéarisation par bouclage sera ensuite mise en place, afin d'avoir un système robuste vis-à-vis du point de fonctionnement. Afin

d'affiner la robustesse du système, on s'intéressera à stabiliser la dynamique interne et d'insensibiliser le système par rapport aux erreurs de paramètres du STATCOM.

### III.2 Etude statique en valeurs réduites

On s'intéresse au STATCOM de  $\pm 80$  MVAR présenté par EPRI et repris pour diverses études. Le schéma de ce STATCOM ramené à une structure est représenté à la figure 3.2, ses composants sont donnés en valeurs réduites référencées à la tension nominale alternative et à la puissance maximale du STATCOM. Les modèles sont alors donnés en valeurs réduites ou "per unit" (pu).

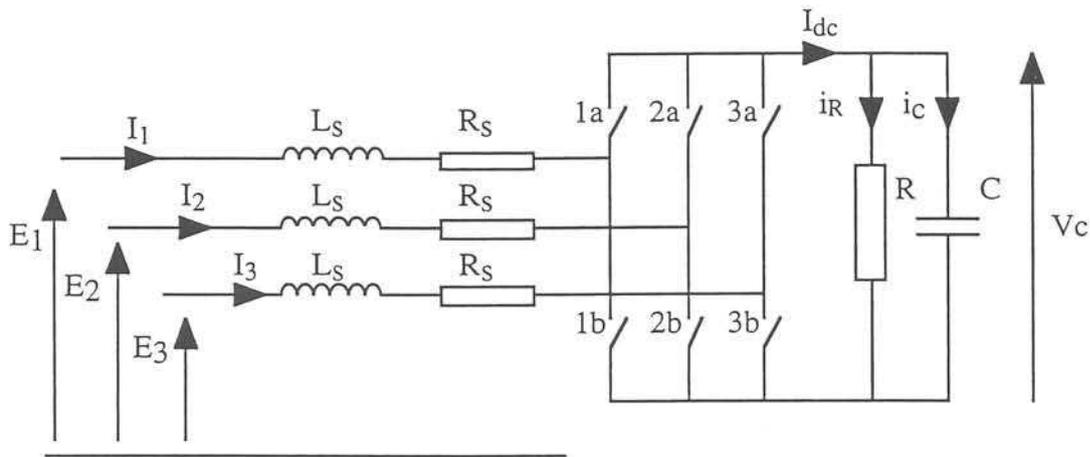


figure 3.2 : Structure du STATCOM

Pour une tension donnée  $V_{base}$  et une puissance apparente  $P_{base}$ , on détermine les tensions, courants et impédances en unités réduites par les relations données en (3.1).

$$V^* = \frac{V}{V_{base}} ; I^* = \frac{I}{I_{base}} ; Z^* = \frac{Z}{Z_{base}} \quad (3.1)$$

où  $I_{base} = \frac{P_{base}}{V_{base}}$  et  $Z_{base} = \frac{V_{base}}{I_{base}}$

Les éléments du STATCOM en unité réduite sont déterminés en (3.2).

$$E^* = \frac{E}{V_{base}} ; X_L = \frac{\omega L_s}{Z_{base}} ; X_C = \frac{1}{C \omega Z_{base}} \\ R_S^* = \frac{R_S}{Z_{base}} \text{ et } R^* = \frac{R}{Z_{base}} \quad (3.2)$$

Les éléments de ce STATCOM sont donnés en (3.3)

$$X_L = 0,15 \text{ pu}, X_C = 0,88 \text{ pu}, R_S^* = 0,01 \text{ pu}, R^* = 78 \text{ pu}, \omega = 120 \pi$$

Le modèle moyen régissant le fonctionnement du STATCOM devient le système différentiel donné en (3.4).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_q^* \rangle_0 \\ \langle I_d^* \rangle_0 \\ \langle V_c^* \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S^* \omega}{X_L} & -\omega & \frac{\|u_1\|}{X_L} \omega \sin \alpha \\ \omega & -\frac{R_S^* \omega}{X_L} & -\frac{\|u_1\|}{X_L} \omega \cos \alpha \\ -\frac{3\|u_1\|}{2} X_C \omega \sin \alpha & \frac{3\|u_1\|}{2} X_C \omega \cos \alpha & -\frac{X_C \omega}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle I_q^* \rangle_0 \\ \langle I_d^* \rangle_0 \\ \langle V_c^* \rangle_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega}{X_L} & 0 \\ 0 & \frac{\omega}{X_L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_q^* \\ E_d^* \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Afin de simplifier l'écriture on notera

$$\frac{R_S^* \omega}{X_L} = \frac{1}{\tau_L}; \quad \frac{X_C \omega}{R} = \frac{1}{\tau_C}; \quad \frac{\|u_1\|}{X_L} = K_2; \quad K_3 = \frac{\omega}{X_L}; \quad \frac{3\|u_1\|}{2} X_C \omega = K_1,$$

$\langle I_q^* \rangle_0 = I_q, \quad \langle I_d^* \rangle_0 = I_d, \quad \text{et} \quad \langle V_c^* \rangle_0 = V_C$

Comme la référence du système de Park est donnée par le système triphasé au noeud de connexion (§ II.3.4.1), on a aussi :

$$E^*d = E \text{ et } E_q = 0$$

Le système décrit en (3.4) devient alors (3.5)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_L} & -\omega & K_2 \sin \alpha \\ \omega & -\frac{1}{\tau_L} & -K_2 \cos \alpha \\ -K_1 \sin \alpha & K_1 \cos \alpha & -\frac{1}{\tau_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_3 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.5)$$

Dans notre cas on aura :  $\frac{1}{\tau_L} = 25,13$ ;  $\frac{1}{\tau_C} = 4,25$ ;  $K_1 = 316,8$ ;  $K_2 = 1600$  et  $K_3 = 2513,28$

Afin d'évaluer la plage de fonctionnement du STATCOM, on calcule les points d'équilibre du système donné en (3.5) en fonction de la grandeur de commande  $\alpha$ . Les valeurs d'équilibre seront notées  $I_{qe}$ ,  $I_{de}$  et  $V_{ce}$ . Les expressions des grandeurs d'équilibre sont données en (3.6).

$$\begin{cases} I_{qe} = -\frac{K_3 E}{2} \cdot \frac{\tau_L^2}{1 + \tau_L^2 \omega^2 + K_1 K_2 \tau_L \tau_C} \cdot [2\omega - K_1 K_2 \tau_C \sin(2\alpha)] \\ I_{de} = -\frac{K_3 E}{2} \cdot \frac{\tau_L}{1 + \tau_L^2 \omega^2 + K_1 K_2 \tau_L \tau_C} \cdot [2 + \tau_L \tau_C K_1 K_2 (1 - \cos(2\alpha))] \\ V_{ce} = K_3 E \cdot \frac{\tau_L \tau_C}{1 + \tau_L^2 \omega^2 + K_1 K_2 \tau_L \tau_C} [K_1 \tau \omega \sin(\alpha) + K_1 \cos(\alpha)] \end{cases} \quad (3.6)$$

Les grandeurs d'équilibre sont représentées graphiquement en fonction de l'angle  $\alpha$  sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$  (figure 3.3).

La plage réellement utilisable est plus réduite car le dispositif ne peut pas fournir d'énergie active, elle est donnée par la figure 3.4

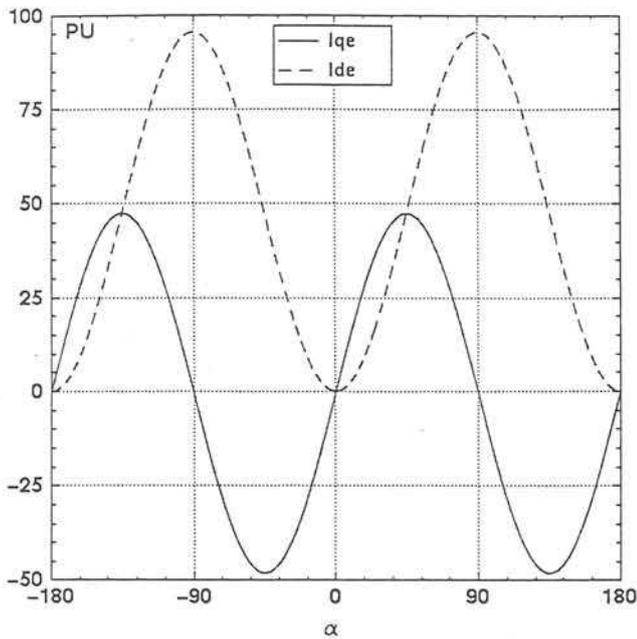


figure 3.3-a : valeurs de  $I_q$  et  $I_d$  à l'équilibre

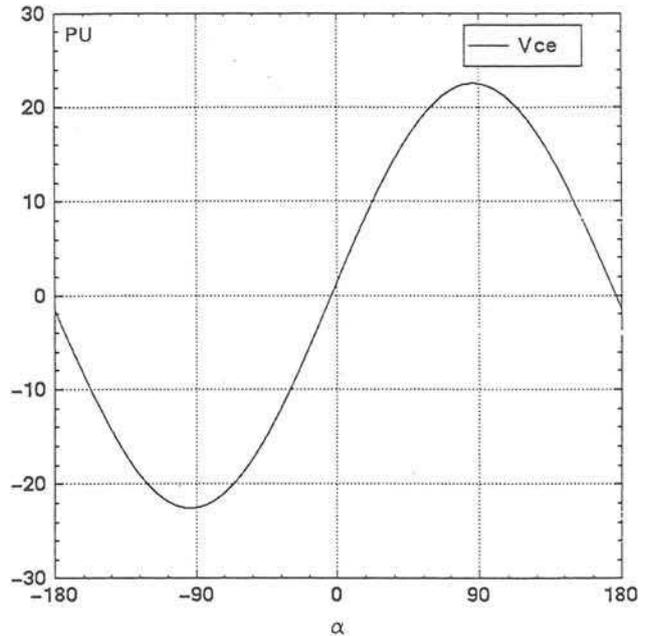


figure 3.3-b : Valeur de  $V_{ce}$  à l'équilibre

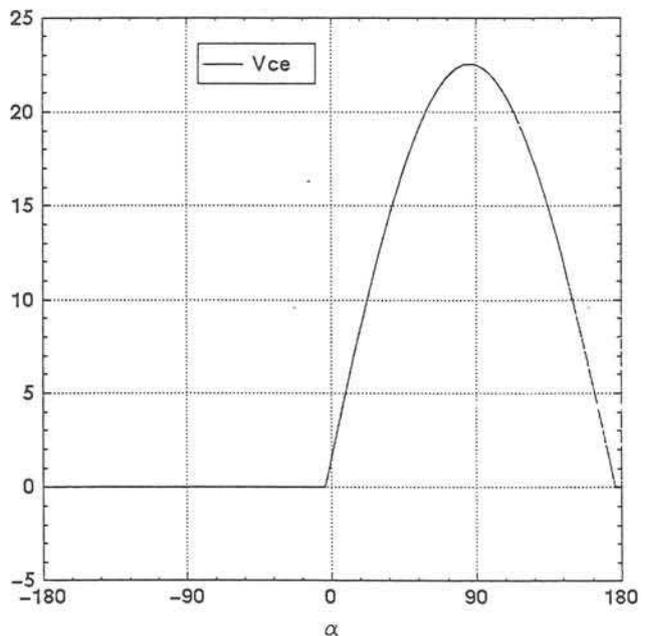
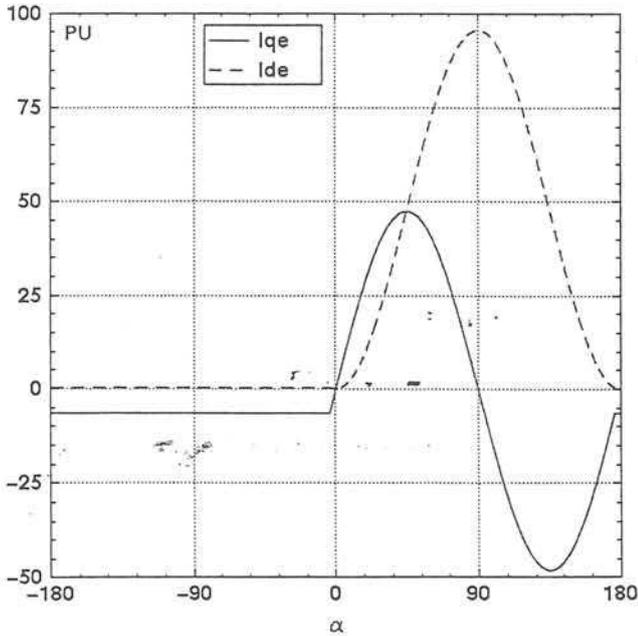


figure 3.4 : Valeurs à l'équilibre structurellement possible en fonction de  $\alpha$  en degrés

On notera que la plage complète de fonctionnement peut introduire des courants pouvant aller jusqu'à quatre vingt dix fois le courant nominal. Afin de respecter le cahier des charges du STATCOM, le courant réactif échangé avec le réseau, sera compris entre  $-I_{\text{nominal}}$  et  $+I_{\text{nominal}}$ , ce qui correspond à puissance réactive de  $Q_{\text{min}}$  et  $Q_{\text{max}}$ .

Dans notre description, le courant réactif correspond à  $I_q$ . La plage de fonctionnement de la caractéristique statique, correspond alors à un point de fonctionnement pour  $I_q$  compris entre -1 et 1 pu. Le courant actif  $I_d$ , correspond alors aux pertes du système. La figure 3.5 représente la zone de fonctionnement du STATCOM. Cette zone est une partie de la courbe représentée à la figure 3.4.

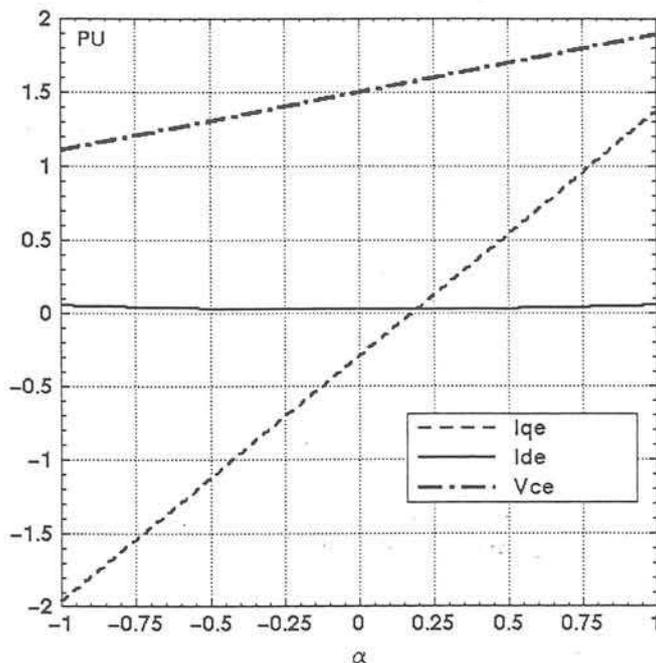


figure 3.5 : plage de fonctionnement du STATCOM

La plage de fonctionnement du STATCOM est donc très réduite, elle correspond à une variation de l'angle  $\alpha$  entre environ  $-0,5^\circ$  et  $+0,75^\circ$ .

### III.3 Régulation du courant réactif par un correcteur classique

#### III.3.1 Etude petits signaux

Compte tenu de la plage de fonctionnement réduite, on établit la fonction de transfert donnant le courant réactif  $I_q$  en fonction de l'angle de commande  $\alpha$ . Une étude petits signaux en considérant de faibles variations autour d'un point de fonctionnement est alors menée. Le système initialement décrit par l'équation (3.5) peut être mis sous la forme (3.7).

$$\dot{\tilde{X}} = A_{\alpha_e} \tilde{X} + B_{X_e} \tilde{\alpha} + C_e \tilde{E} \quad (3.7)$$

où  $\tilde{X}$  est vecteur  $[\tilde{I}_q, \tilde{I}_d, \tilde{V}_c]^T$ .

Le système petits signaux est défini à l'équation (3.8).

$$\dot{\tilde{X}} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_L} & -\omega & K_2 \sin \alpha_e \\ \omega & -\frac{1}{\tau_L} & -K_2 \cos \alpha_e \\ -K_1 \sin \alpha_e & K_1 \cos \alpha_e & -\frac{1}{\tau_c} \end{bmatrix} \tilde{X} + \begin{bmatrix} K_2 V_{ce} \cos \alpha_e \\ K_2 V_{ce} \sin \alpha_e \\ -K_1 [I_{qe} \cos \alpha_e + I_{de} \sin \alpha_e] \end{bmatrix} \tilde{\alpha} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_3 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{E} \quad (3.8)$$

Ce système est linéaire et continu et permet d'établir les différentes fonctions de transfert donnant les variations des variables d'état en fonction des variations de l'angle de commande. On considère les variations de E comme des perturbations. Ces transferts sont fonctions du point de fonctionnement. La propriété de ce système est d'avoir les pôles dépendant uniquement des éléments du dispositif et non de l'angle d'équilibre  $\alpha_e$ . L'équation caractéristique des pôles est donnée en (3.9).

$$p^3 + p^2 \left( \frac{1}{\tau_C} + \frac{2}{\tau_L} \right) + p \left( \frac{1}{\tau_L^2} + \frac{2}{\tau_L \tau_C} + K_1 K_2 + \omega^2 \right) + \left( \frac{1}{\tau_L^2 \tau_C} + \frac{K_1 K_2}{\tau_L} + \frac{\omega}{\tau_C} \right) = 0 \quad (3.9)$$

Ce dispositif possède un pôle réel et deux pôles imaginaires complexes conjugués :

$$p_1 = -20,55, \quad p_2 = -16,968 + 805,5j \quad \text{et} \quad p_3 = -16,968 - 805,5j$$

Afin de mieux représenter ce système, on s'intéresse aux diagrammes de Bode des différentes fonctions de transfert. Ces diagrammes sont fonctions du point d'équilibre  $\alpha_e$ .

Les figures 3.6 à 3.8 donnent respectivement les diagrammes de Bode de  $\frac{\tilde{I}_q}{\tilde{\alpha}}$ ,  $\frac{\tilde{I}_d}{\tilde{\alpha}}$  et  $\frac{\tilde{V}_C}{\tilde{\alpha}}$  pour différents points de fonctionnement.

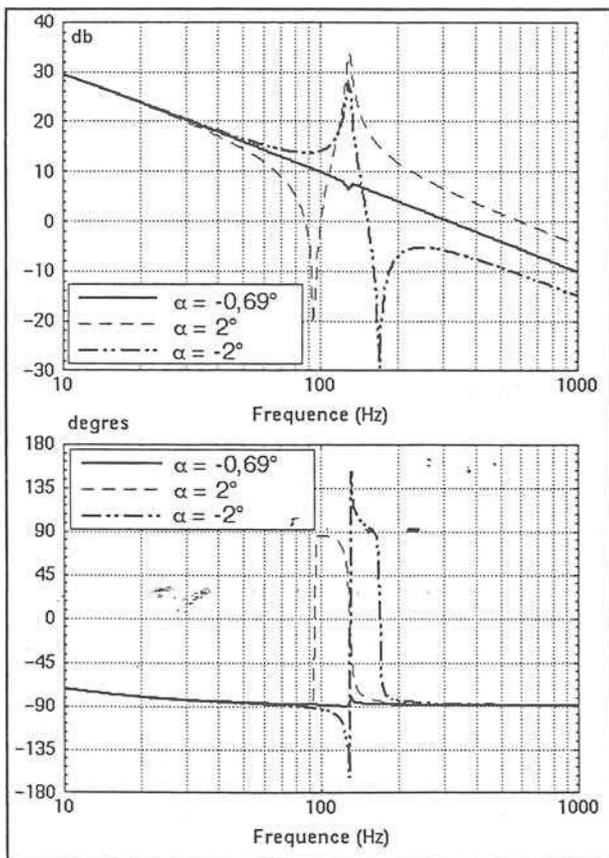


figure 3.6 : Diagramme de Bode de  $\frac{\tilde{I}_q}{\tilde{\alpha}}$

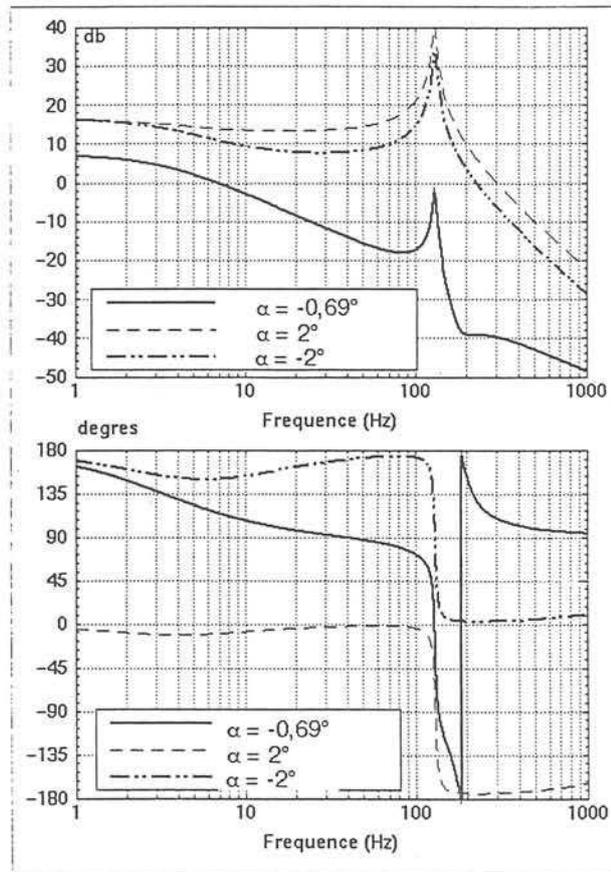


figure 3.7 : Diagramme de Bode de  $\frac{\tilde{I}_d}{\tilde{\alpha}}$

Ces représentations montrent que les pôles du système sont bien constants et que les zéros évoluent avec le point de fonctionnement autour des pôles, lesquels sont à la fréquence 128Hz.

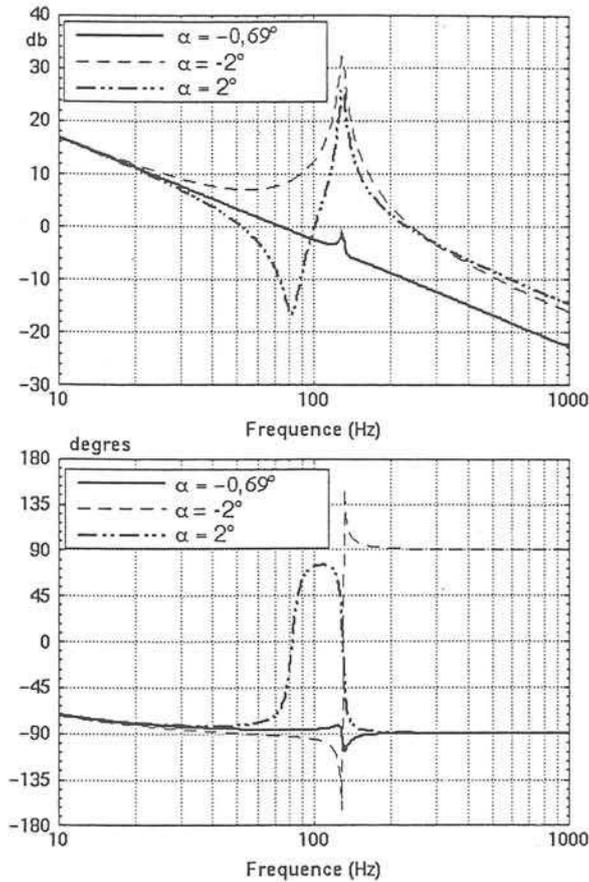


figure 3.8 : Diagramme de Bode de  $\frac{\tilde{V}_C}{\tilde{\alpha}}$

### III.3.2 Mise en place d'un correcteur PI

Afin d'assurer le contrôle du courant réactif, le modèle petits signaux est utilisé pour le dimensionnement d'un correcteur PI. Ce dispositif est représenté à la figure 3.9.

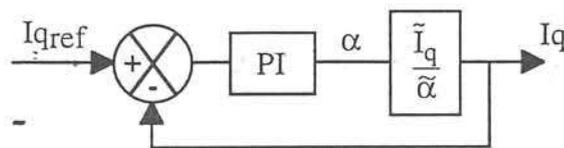


figure 3.9 : Mise en place d'un correcteur PI

On étudie ce système pour une pleine excursion de la plage de fonctionnement, donc pour un courant réactif évoluant entre -1 et +1 pu. Le correcteur Proportionnel Intégral est calculé pour assurer une compensation des pôles dominants. Le PI est de la forme  $K_p \left( 1 + \frac{K_i}{p} \right)$ .  $K_i$  prend la valeur 20,55 afin de compenser le pôle à la fréquence de 3Hz, le terme  $K_p$  permet de régler le temps de réponse du dispositif. Le comportement du modèle moyen généralisé est comparé avec celui du modèle topologique triphasé. Le principe de l'implantation du PI pour contrôler le modèle topologique est donné à la figure 3.10.

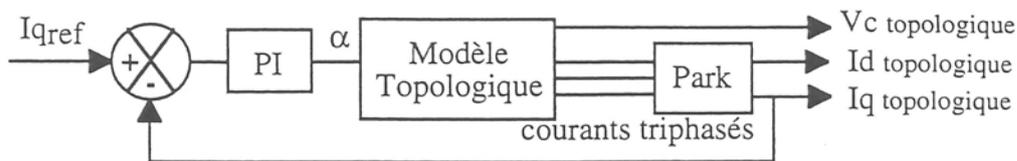


figure 3.10 : Mise en place du correcteur sur le modèle topologique

Les grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  du MMG sont comparées avec la transformée des courants triphasés. Les figures 3.11-a à 3.11-c donnent les réponses à une consigne de  $I_{qref}$  pour  $K_p = 0,0069$ . La figure 3.11-d donne l'allure du courant dans la phase 1.

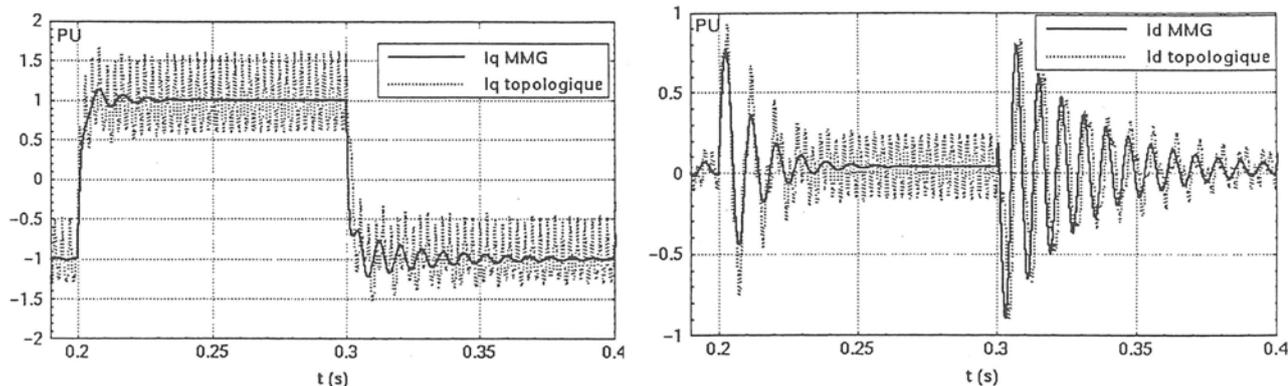


figure 3.11-a-b : Réponse des courants  $I_q$  et  $I_d$  pour les modèles MMG et topologique (avec un PI)

Les résultats présentés aux figures 3.11-a et 3.11-b valident le comportement du MMG contrôlé par un PI.

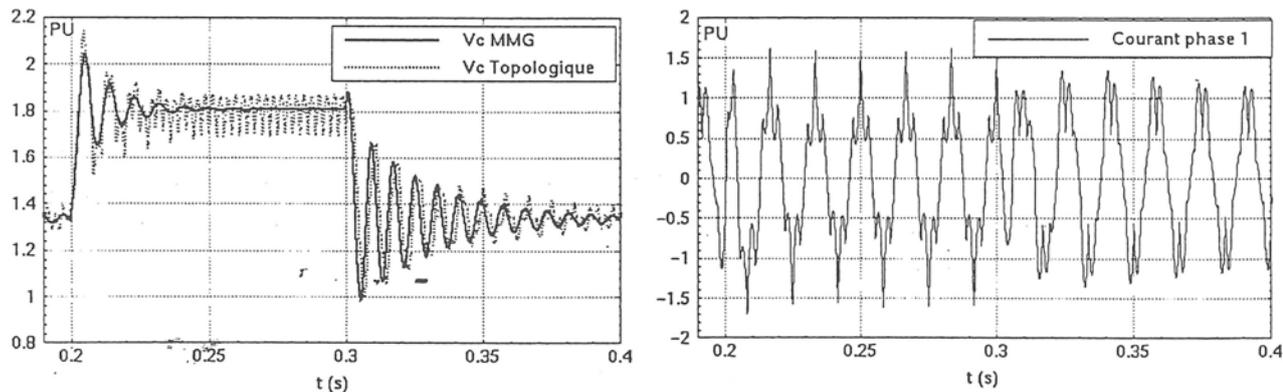


figure 3.11-c-d :  $V_c$  pour les modèles MMG et topologique contrôlés et Courant  $I_1$  (avec un PI)

Ces résultats montrent que ce type de correcteur ne permet pas d'avoir un contrôle robuste et rapide du système. En effet, la réponse de la grandeur contrôlée  $I_q$  est variable selon la consigne. Les grandeurs  $I_d$  et  $V_c$  présentent alors de fortes oscillations, celles-ci ayant des pulsations et des amplitudes variables avec le point de fonctionnement.

Ceci parce que le système bouclé présente des pôles et des zéros dépendant du point de fonctionnement dû aux zéros du système en boucle ouverte. Leur évolution est donnée à la figure 3.12 en fonction du point de fonctionnement. Les flèches indiquent le sens de déplacement des pôles et des

zéros pour  $I_{qref}$  croissant. On notera que les zéros sont propres au dispositif. Le correcteur PI n'a aucune influence sur les zéros en boucle fermée.

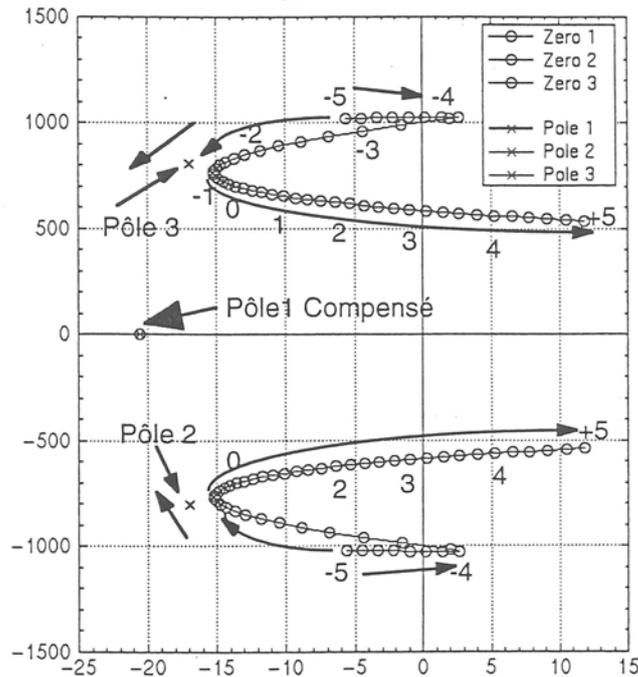


figure 3.12 : Evolution des pôles et des zéros gradués en  $I_{qref}$

Pour avoir une allure globale des lieux des pôles et des zéros, ils sont gradués en fonction de la référence  $I_{qref}$  évoluant entre -5 et +5 pu . On remarque que les pôles du système varient peu alors que les zéros du système évoluent fortement.

Une meilleure robustesse peut être obtenue avec un correcteur PI que l'on qualifiera de lent. La figure 3.13 donne la réponse du système pour  $K_p = 5e^{-4}$  et  $K_i = 20,55$  .

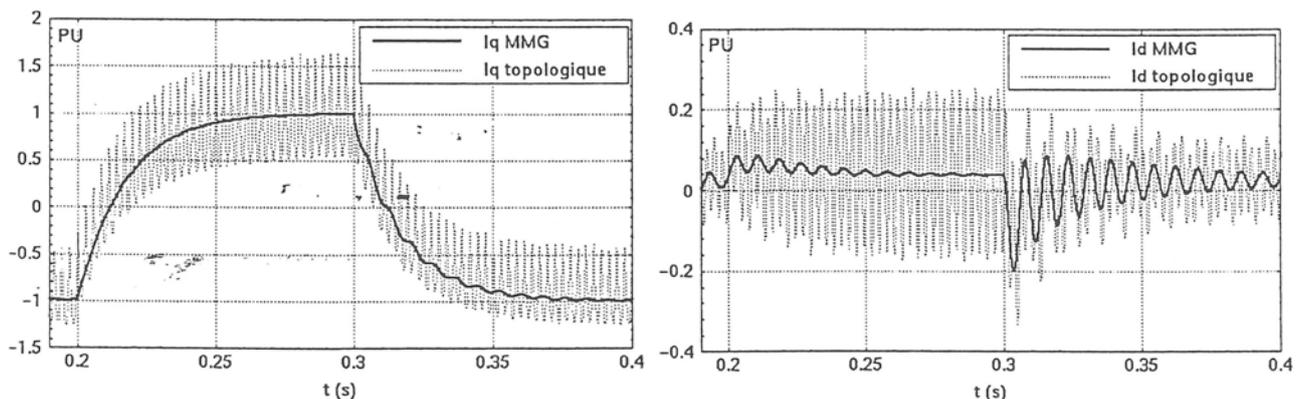


figure 3.13 : Réponse de  $I_q$  et  $I_d$  pour les modèles MMG et topologique (PI lent)

Le correcteur PI réglé plus lent permet d'avoir de faibles oscillations sur les variables  $I_q$  et  $V_c$ .

La figure 3.14 montre les effets de perturbations dues à une variation de l'amplitude de la tension  $E$ , celle-ci subit une variation de 20% (transition de 1 pu à 0,8 pu à  $t=0,2s$ ). La réponse de  $I_q$  à cette

perturbation subit de fortes oscillations avant de revenir à son régime permanent. Ces oscillations sont dépendantes du point de fonctionnement.

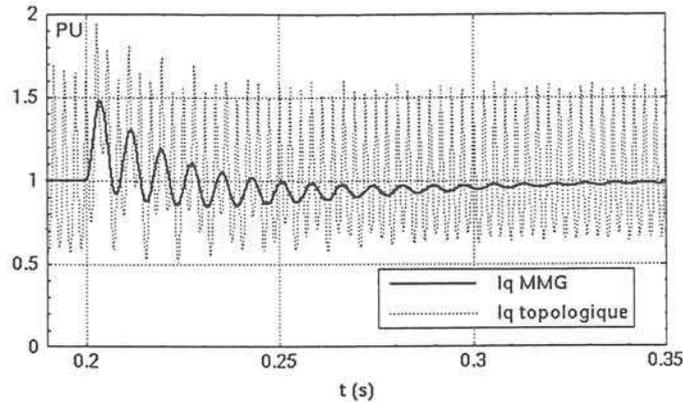


figure 3.14 : Réponse à une perturbation de E

### III.3.3 Conclusion

Un contrôle par un correcteur classique se montrant peu robuste vis à vis du point de fonctionnement et vis à vis des perturbations, on cherchera une loi de commande adaptée à notre problème.

On remarquera que les simulations faites avec le modèle topologique montrent la validité du MMG en boucle fermée avec un correcteur Proportionnel Intégral.

## III.4 Commande non linéaire : Linéarisation par bouclage

L'aspect non robuste du dispositif commandé par un contrôleur classique est dû à la non linéarité du système. On cherchera à linéariser ce système, du moins pour le transfert relatif à la variation Iq. Pour se faire, on s'appuiera sur la théorie de la linéarisation exacte par bouclage donnée par Isidori [IS-89]. On construira ainsi un contrôleur non linéaire et on vérifiera la robustesse du dispositif vis-à-vis du point de fonctionnement et des perturbations.

### III.4.1 Théorie sur la linéarisation exacte par bouclage

On considère un système non linéaire de dimension n décrit par l'équation (3.10), sa sortie définie en (3.11).

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i \quad x \in R^n \quad (3.10)$$

$$y_i = h_i(x) \quad \text{pour } i = 1 \text{ à } m \quad (3.11)$$

où les  $u_i$  sont les entrées du système et les  $y_i$  les sorties (figure 3.15).

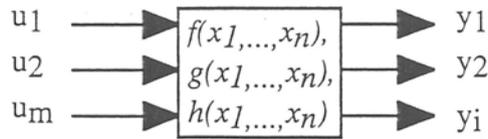


figure 3.15 : Représentation du système non linéaire

On définit  $L_f h(x)$ , la dérivée de Lie de  $h(x)$  le long du champ du vecteur  $f$ , en (3.12).

$$L_f h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x) \quad (3.12)$$

Le système défini par (3.10) et (3.11) est de degré relatif  $r$  si tous les éléments  $Lg_i L^k f h(x)$  sont nuls pour tout  $k < r-1$  et qu'au moins un élément soit non nul pour  $r-1$  (3.14).

$$[Lg_1 L^k h_i(x), Lg_2 L^k h_i(x) \dots Lg_m L^k h_i(x)] = 0 \quad (3.13)$$

$$Lg_j L_f^{r-1} h_i(x) \neq 0 \text{ pour au moins un élément } 1 < j < m \quad (3.14)$$

Le degré relatif peut aussi se définir comme étant le l'ordre de la première dérivée temporelle de la sortie où la commande  $u$  apparaît explicitement

Le système  $(h_i/u_i)$  peut alors être linéarisé en utilisant la loi de commande définie en (3.15).

$$u_i = \frac{1}{Lg_i L_f^{r-1} h_i(x)} (-L_f h_i(x) + v) \quad (3.15)$$

Le système non linéaire initial de dimension  $n$  est alors décrit en deux sous-systèmes (figure 3.14), le premier est un intégrateur de degré  $r$ , la nouvelle entrée est notée  $v$ ,  $y_i$  est la sortie. Le second sous-système est de dimension  $n-r$ , sa dynamique n'affectant pas la sortie  $y_i$ . Ce second système peut être non linéaire.

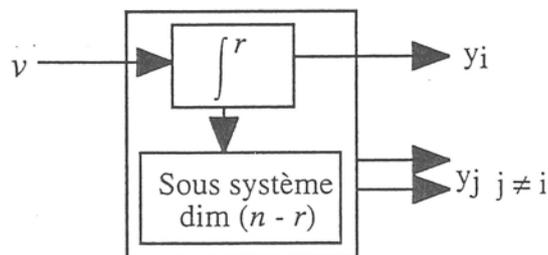


figure 3.16 : Représentation du système linéarisé

### III.4.2. Application de la linéarisation par bouclage au STATCOM

La description du STATCOM donnée au (3.5) peut être mise sous la forme (3.16), avec  $u_1 = \sin \alpha$  et  $u_2 = \cos \alpha$ . On posera  $x_1 = I_q$ ,  $x_2 = I_d$  et  $x_3 = V_c$ .

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_L} x_1 - \omega x_2 \\ \omega x_1 - \frac{1}{\tau_L} x_2 + K_3 E \\ -\frac{1}{\tau_c} x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_2 x_3 & 0 \\ 0 & -K_2 x_3 \\ -K_1 x_1 & K_1 x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

et  $y = h(x) = [1 \ 0 \ 0] \mathbf{X} = x_1$  (3.16)

On peut alors déterminer le degré relatif  $r$  du système,  $L_f h(x)$  est donné en (3.17) et  $L_g L_f h(x)$  en (3.18).

$$L_f h(x) = -\frac{1}{\tau_L} x_1 - \omega x_2 \quad (3.17)$$

$$L_g h(x) \neq 0 \quad (3.18)$$

D'après (3.18) le degré relatif du système est 1,  $u$  peut alors être explicité :  $u_1 = \sin \alpha$  et  $u_2 = \cos \alpha = \sqrt{1 - u_1^2}$ , le système est à une entrée une sortie puisque  $u_2$  est fonction de  $u_1$ . est donné à la relation (3.19).

$$u_1 = \frac{1}{K_2 x_3} \left( \frac{x_1}{\tau_L} + \omega x_2 + v \right) \quad (3.19)$$

L'équation (3.20) donne l'expression de l'angle de commande  $\alpha$  en fonction de l'entrée  $v$ .

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{1}{K_2 V_c} \left( \frac{I_q}{\tau_L} + \omega I_d + v \right) \right) \quad (3.20)$$

Le système ainsi construit est linéarisé [PE-96.2] mais sa loi de commande dépend des variables  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  et des paramètres  $K_2$ ,  $\omega$  et  $\tau_L$ . Elle est fortement dépendante du système. Les variables du sous-système  $I_d$  et  $V_c$  sont appelées la dynamique interne du système (ou dynamique des zéros [IS-89]).

### III.4.3. Association d'un contrôleur classique : correcteur proportionnel

Le contrôleur non linéaire a permis de linéariser le système, mais il n'est pas utilisable tel quel. Le système linéarisé se comporte comme un intégrateur, il est donc instable seul. On associe alors un correcteur afin de contrôler le courant réactif. On choisit d'implanter un simple correcteur proportionnel (de gain  $\lambda$ ) afin d'étudier le comportement de la commande linéarisante. On aura alors la relation donnée en (3.21) et la structure complète de commande est donnée à la figure 3.17.

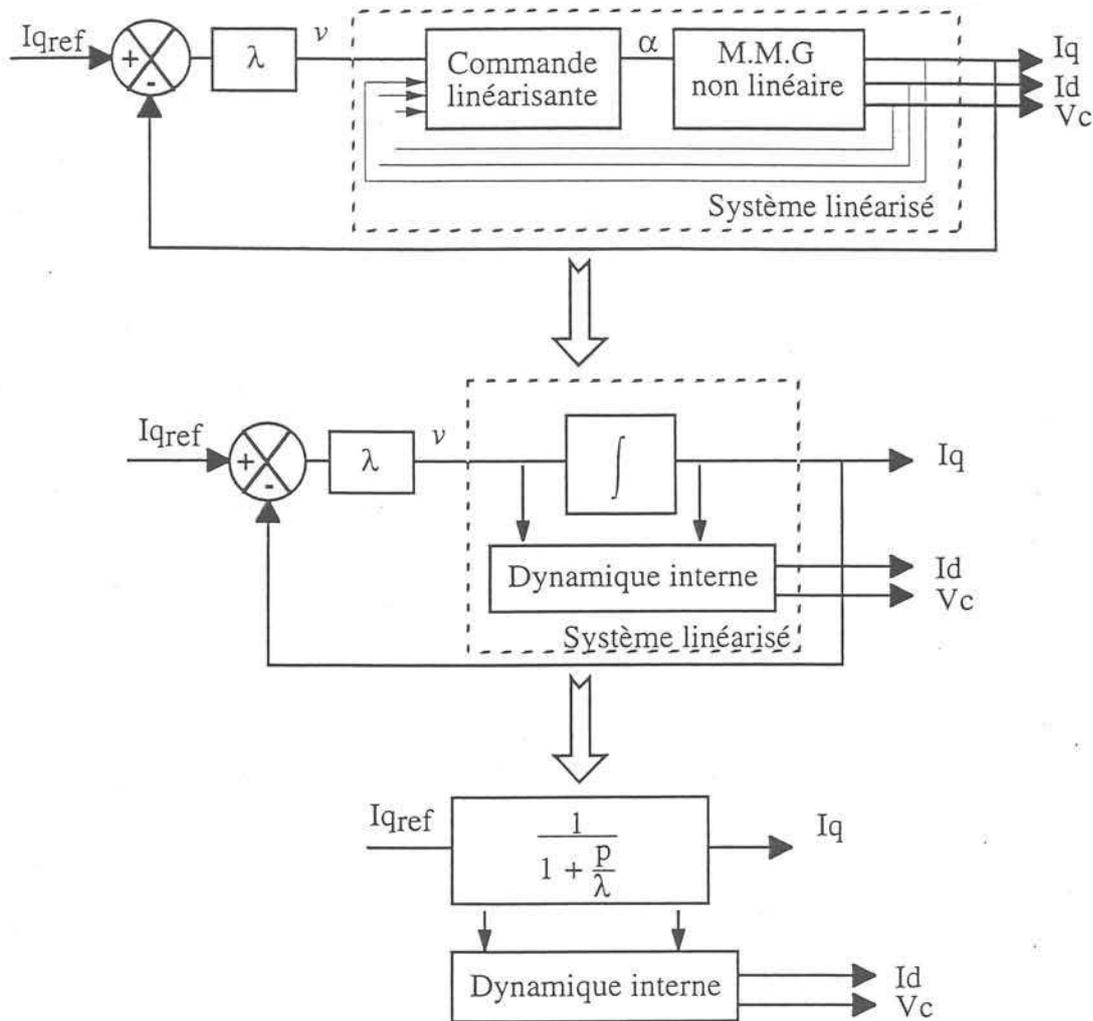


Figure 3.17 : Structure de la linéarisation par bouclage associée à un correcteur proportionnel  $\lambda$

Cette structure correspond à un système du premier ordre. L'erreur statique est nulle puisque le système présente un intégrateur (dû à la linéarisation par bouclage), la constante de temps du système correspond alors à  $\tau = \frac{1}{\lambda}$  (3.21).

$$\frac{I_q}{I_{qref}} = \frac{1}{1 + \frac{p}{\lambda}} \quad (3.21)$$

Le système ainsi constitué est un système du premier ordre, le système initial était un système non linéaire du troisième ordre. On a pu réduire l'ordre initial et linéariser le système pour la sortie considérée ( $I_q$ ).

Si une réponse du second ordre est désirée, un correcteur de type proportionnel intégral (PI) de la forme  $K_p \left( 1 + \frac{K_i}{p} \right)$  est alors envisageable. Les termes  $K_p$  et  $K_i$  du PI permettent de régler les temps de réponse et dépassement du système en boucle fermée (3.22).

$$\frac{I_{qref}}{I_q} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i} p}{1 + \frac{K_p}{K_i} p + \frac{1}{K_i} p^2} \quad (3.22)$$

où  $K_p$  est le gain proportionnel  
 $K_i$  est le gain intégral  
 $I_{qref}$  est la consigne du courant réactif

Quel que soit le correcteur utilisé, la réponse du courant  $I_q$  ne dépendra uniquement que des paramètres du correcteur. Ceci à condition qu'il n'y ait pas d'erreur sur les paramètres du système.

### III.5. Mise en place et validation de la linéarisation par bouclage

La linéarisation par bouclage décrite en §.III.3.2 associée à un correcteur proportionnel est implantée dans Matrix<sub>x</sub> avec le modèle moyen généralisé afin de valider son caractère linéarisant [PE-96.2]. La loi de commande est ensuite associée au modèle topologique triphasé. Le problème du filtrage pour l'acquisition des grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  sera étudié.

#### III.5.1. Implantation de la loi de commande

La structure de la loi de commande contraint de ne pas avoir  $V_c$  nul, (division par 0). On imposera une valeur minimale pour  $V_c$ .

Afin de limiter les problèmes dus au calcul de l'angle  $\alpha$ , celui-ci sera limité entre  $-\frac{\pi}{4}$  et  $+\frac{\pi}{4}$ .

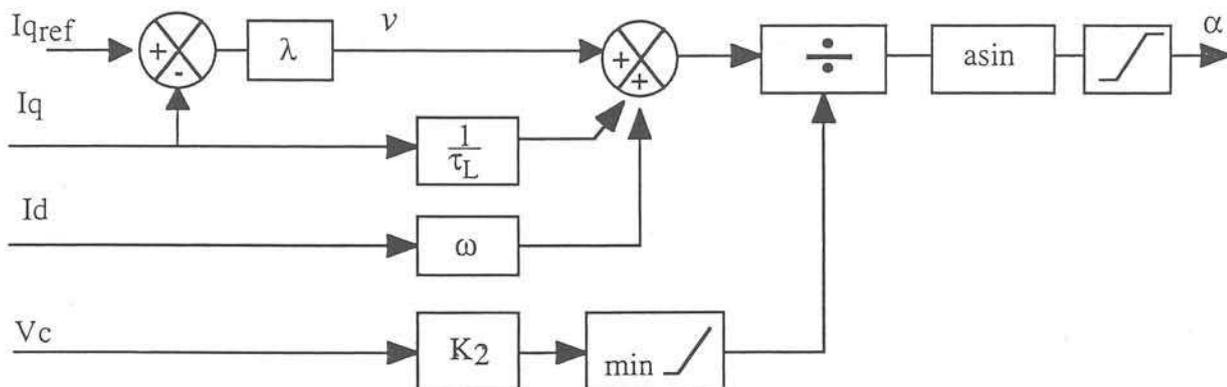


figure 3.18 : Implémentation de la linéarisation par bouclage associée à un correcteur proportionnel  $\lambda$

On s'intéressera à l'évolution du courant réactif pour des transitions positives et négatives de  $I_{qref}$  et les problèmes liés à ce mode de contrôle seront mis en évidence.

La figure 3.19 montre les conditions d'essais pour cette comparaison entre le modèle moyen généralisé et le modèle topologique. Les comparaisons seront effectuées pour diverses valeurs du gain  $\lambda$  ( $\lambda = 20$  et  $\lambda = 100$ )

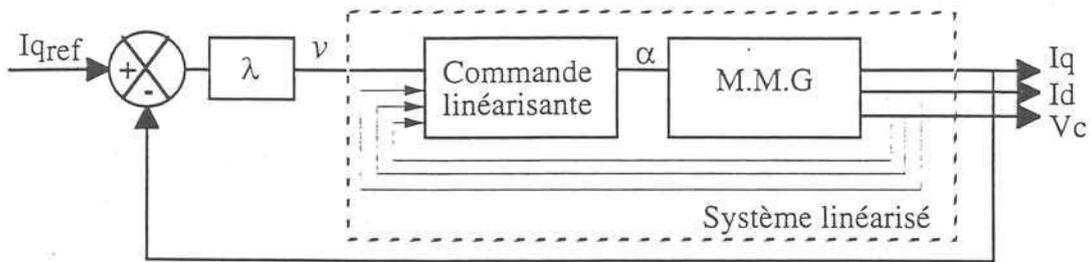


figure 3.19-a : Linéarisation par bouclage du modèle moyen généralisé

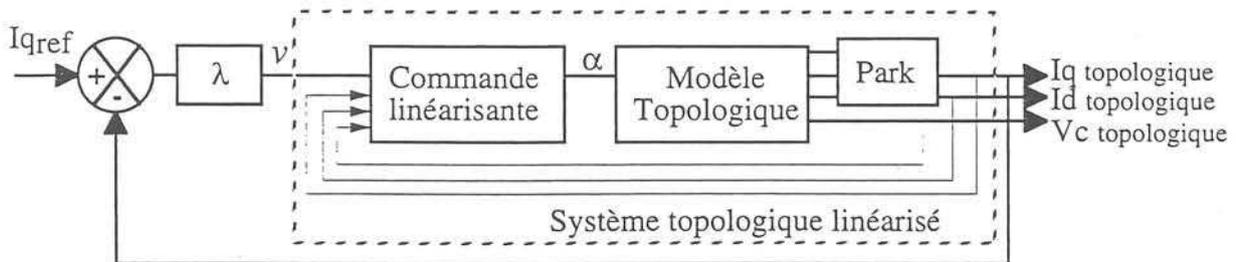


figure 3.19-b : Linéarisation par bouclage du modèle topologique

Les figures 3.20 à 3.22 donnent l'évolution des grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  pour  $\lambda = 20$  et  $\lambda = 100$ . On remarque que dans les deux cas, la dynamique du dispositif est correctement obtenue mais des erreurs subsistent en ce qui concerne les valeurs en régime établi.

Les figures 3.22c-d donnent l'allure du courant triphasé dans la phase 1 pour  $\lambda = 20$  et  $\lambda = 100$ .

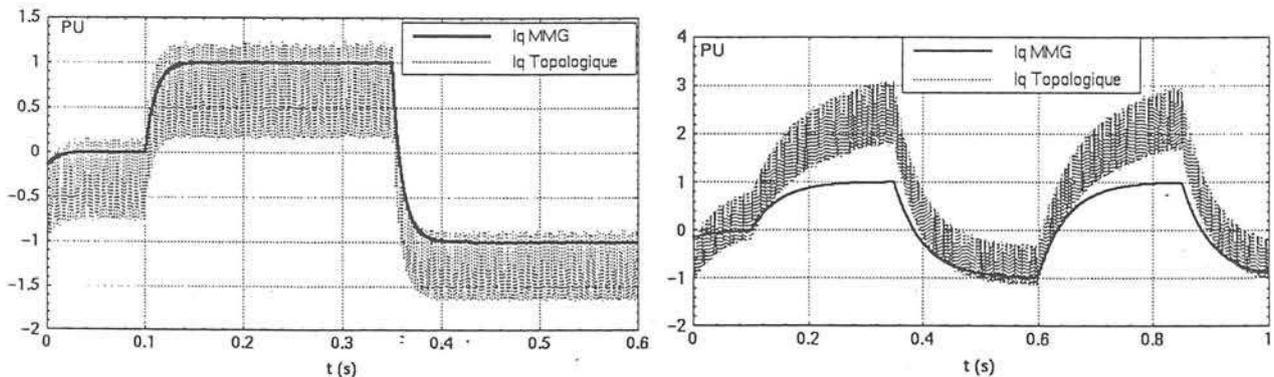


Figure 3.20-a-b : Evolution de  $I_q$  pour les modèles MMG et topologique pour  $\lambda = 100$  et  $\lambda = 20$

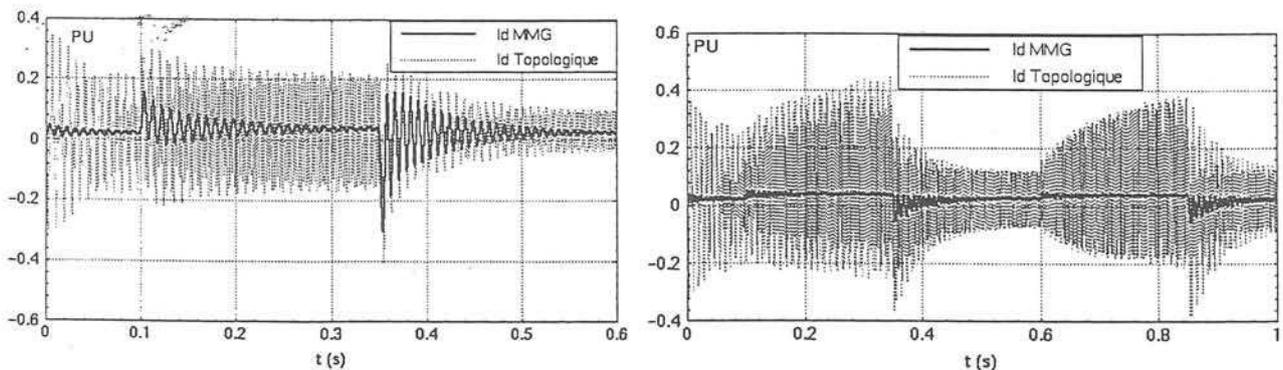


Figure 3.21-a-b : Evolution de  $I_d$  pour les modèles MMG et topologique  $\lambda = 100$  et  $\lambda = 20$

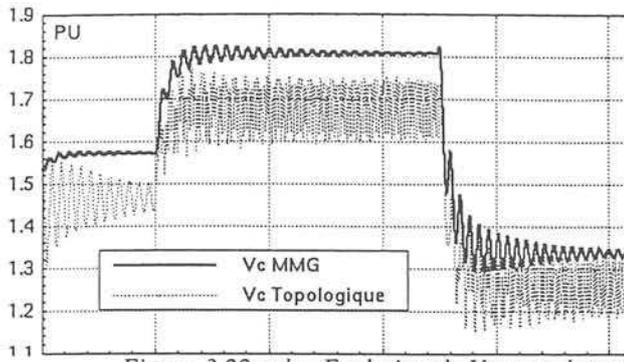


Figure 3.22-a-b : Evolution de  $V_c$  pour les modèles MMG et topologique  $\lambda = 100$  et  $\lambda = 20$

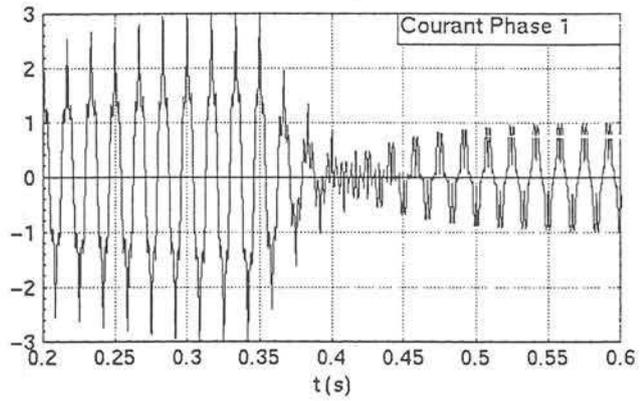
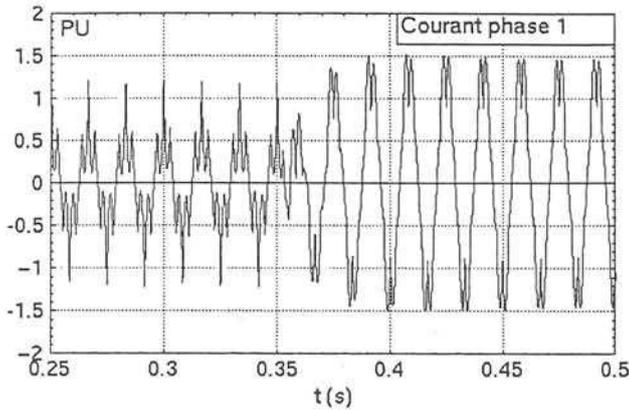
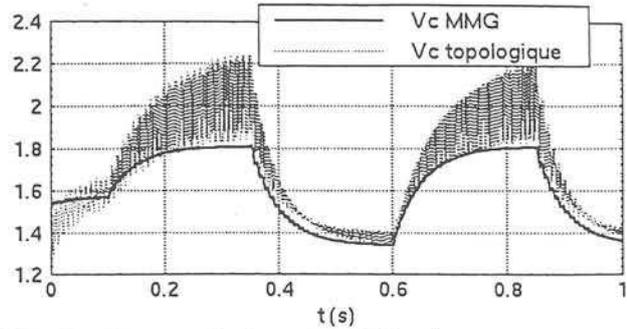


Figure 3.22-c-d : Evolution du courant triphasé  $\lambda = 100$  et  $\lambda = 20$

La figure 3.23 donne le spectre du courant triphasé en régime établi,  $I_{qref} = -1$ , et  $\lambda = 100$ . Il montre clairement que sa valeur est supérieure à  $I_{qref}$ , et qu'il présente un forte erreur statique.

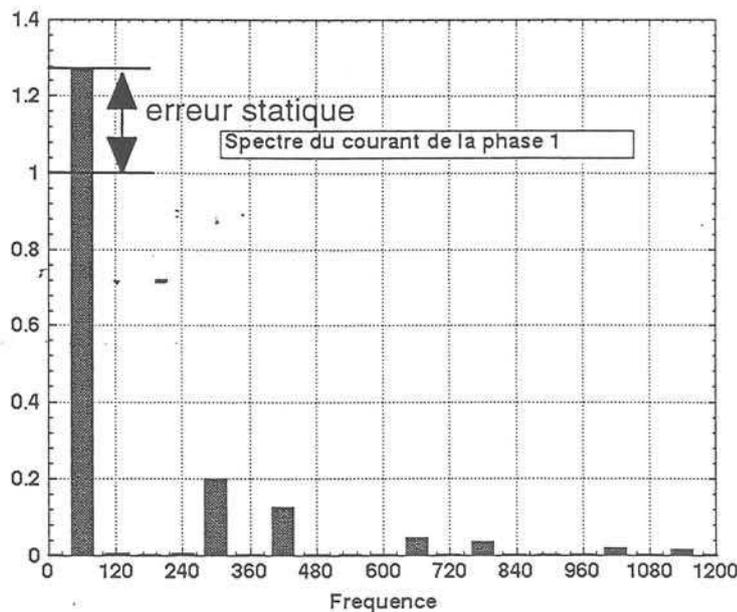


figure 3.23 : Spectre du courant triphasé en régime établi ( $I_{qref} = -1$ ,  $\lambda = 100$ )

La linéarisation par bouclage est établie à partir du modèle MMG au sens du premier harmonique. Cette loi de commande a directement été implantée sur le modèle topologique. Les harmoniques de ce

dernier engendrent des erreurs de linéarisation. Le système n'étant alors pas un intégrateur pur, le correcteur proportionnel engendre des erreurs statiques.

### III.5.2. Filtrage des signaux alternatifs

Afin de linéariser correctement le dispositif topologique, il faut extraire l'évolution du premier harmonique des courants et de la valeur moyenne de  $V_c$ . Un filtrage doit alors être mis en place pour obtenir l'évolution dynamique des coefficients  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $\langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$ .

#### III.5.2.1. Cas du filtre passe bas côté alternatif

Afin d'éliminer les harmoniques, un filtrage est nécessaire pour extraire le fondamental des courants. Un filtre passe-bas pourrait être utilisé, avec une fréquence de coupure supérieure au fondamental mais éliminant les harmoniques 5, 7 dues aux commutations pleine onde. Un filtre passe bas est implanté pour filtrer la plage  $[0, f_c]$  selon le principe donné par la figure 3.24.

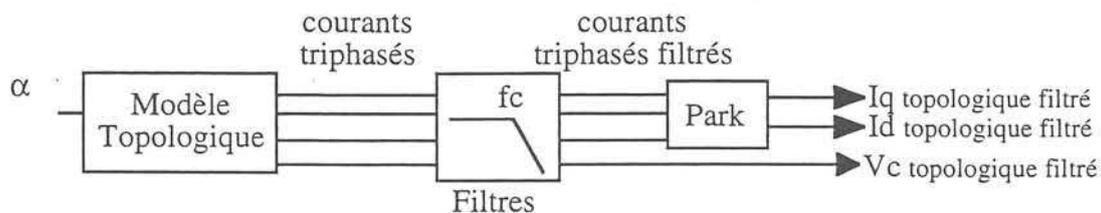


figure 3.24 : Principe du filtrage par filtre passe-bas

La figure 3.25 donne l'évolution du courant actif  $I_d$  topologique calculé après filtrage (filtre passe-bas butterworth, ordre 2,  $f_c = 200\text{Hz}$ ), comparé avec le courant  $I_d$  du modèle MMG. Ces essais sont fait en boucle ouverte pour une variation de  $\alpha$ . Ces résultats montrent clairement que ce type de filtre ne convient pas, la différence est due au déphasage engendré par le filtre à la fréquence du fondamental. Dans le cas du STATCOM, la plage angulaire étant très réduite, le déphasage occasionné par un filtre de mesure a des conséquences dramatiques sur le résultat.

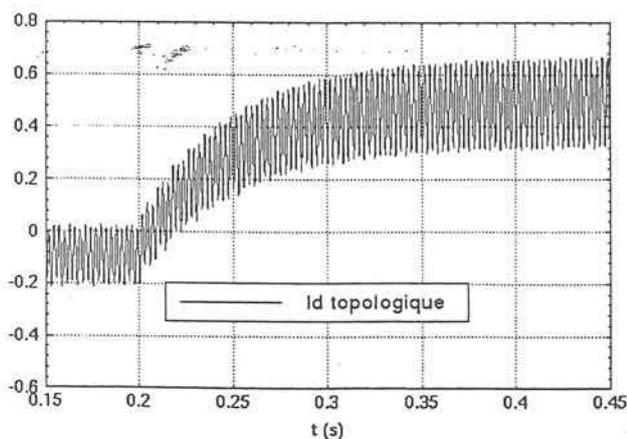


figure 3.25-a :  $I_d$  topologique, après filtrage (filtre passe-bas)

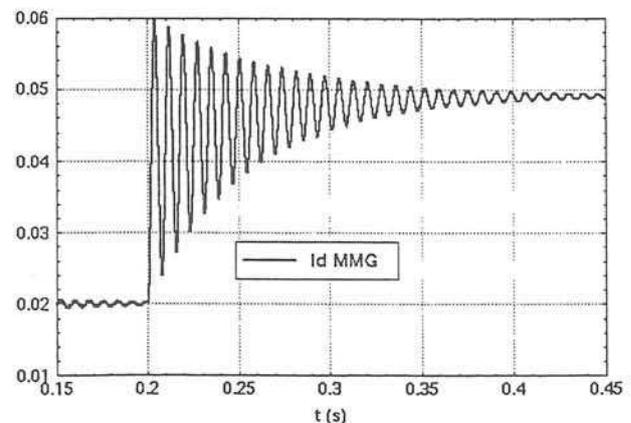


figure 3.25-b :  $I_d$  Modèle MMG

Nous arrivons aux constats suivants :

- Un filtre passe bas avec une basse fréquence de coupure aura pour conséquence de fortement altérer le déphasage ainsi que l'amplitude du signal mesuré.
- Un filtre ayant une fréquence de coupure plus élevée ne filtrera pas correctement les harmoniques de rangs supérieurs.
- Augmenter l'ordre du filtre augmentera le déphasage de la mesure.

La plage de réglage réduite de notre dispositif, impose l'utilisation d'un filtre sans déphasage autour de la fréquence du fondamental  $f_0$ . Un filtre passe-bande centré sur la fréquence du fondamental permet de ne pas déphaser celle-ci.

Une autre solution est envisageable avec un filtre passe bas en tenant compte du déphasage de la fréquence du fondamental pour le calcul de la transformation de PARK. La référence du repère de PARK est alors égal à  $\varphi_0$  (déphasage du fondamental  $f_0$ ) (figure 3.26).

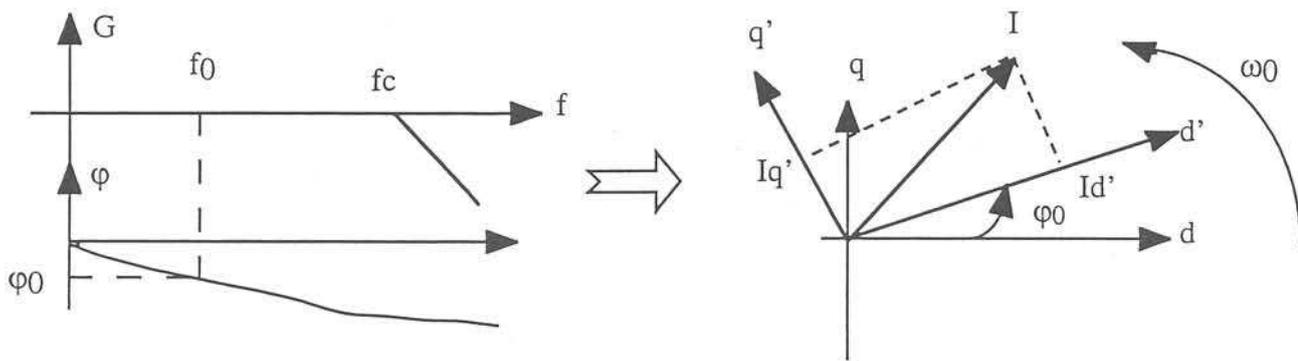


figure 3.26 : Calcul de la transformée de PARK avec un filtre passe-bas

### III.5.2.2. Cas d'un filtre passe bande

On choisit d'utiliser un filtre passe bande centré sur la fréquence du fondamental.

Le choix de ce type de filtre sera un compromis. Si on compare la réponse fréquentielle (diagramme de Bode) d'un filtre de Chebychev et d'un filtre de butterworth pour une largeur de bande et un ordre donné, le filtre de Chebychev possède une réponse en gain plus plate autour de sa fréquence centrale  $f_0$ , mais aussi des variations de phase plus importantes. Le filtre de butterworth semble mieux adapté à notre situation.

Un filtre étroit permet une bonne mesure du fondamental du signal en régime statique mais beaucoup d'informations sur sa dynamique sont perdues. Augmenter l'ordre du filtre, perturbera la mesure à cause de l'augmentation de la variation de la phase du filtre autour de la fréquence du fondamental. De plus la stabilité du dispositif risque d'être remise en cause à cause de l'ordre élevé du filtre.

Un filtre passe-bande a été implanté avec le modèle topologique et la linéarisation par bouclage selon le schéma donné par la figure 3.27. Un filtre passe bas a été utilisé pour filtrer la tension continue.

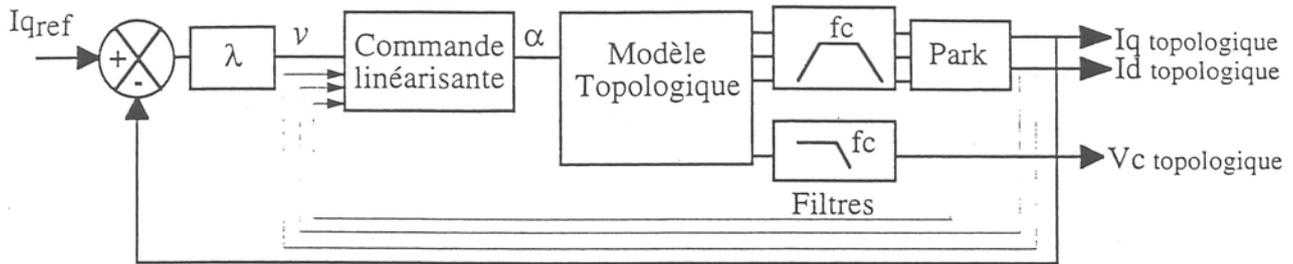


figure 3.27 : Linéarisation par bouclage avec filtres passe bande

La figure 3.28 donne la réponse du système pour un filtre étroit d'ordre 2 (butterworth centré sur le fondamental 60Hz et de bande passante [40Hz, 90Hz]). La tension continue  $V_c$  est filtrée par un filtre passe bas : 100Hz d'ordre 2.

La figure 3.29 donne la réponse dans le cas d'un filtre d'ordre 4 (butterworth centré sur le fondamental 60Hz et de bande passante [24Hz, 150Hz]). Le filtre continu est le même que précédemment. L'augmentation de l'ordre du filtre fait apparaître des oscillations sur la réponse.

Pour les deux simulations la valeur  $\lambda = 100$  a été adoptée.

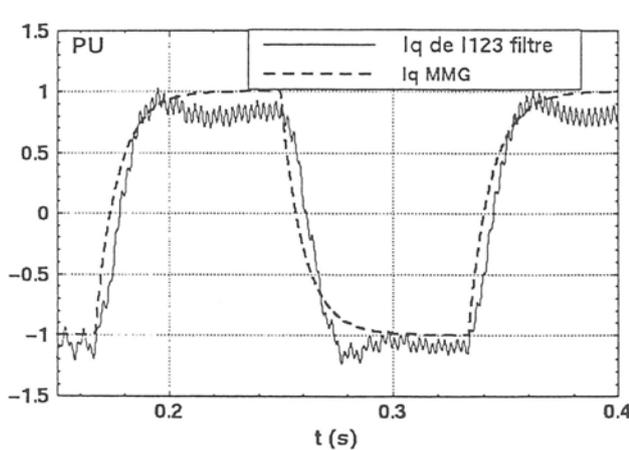


figure 3.28 :  $I_q$  topologique et MMG (passe-bande étroit ordre 2)

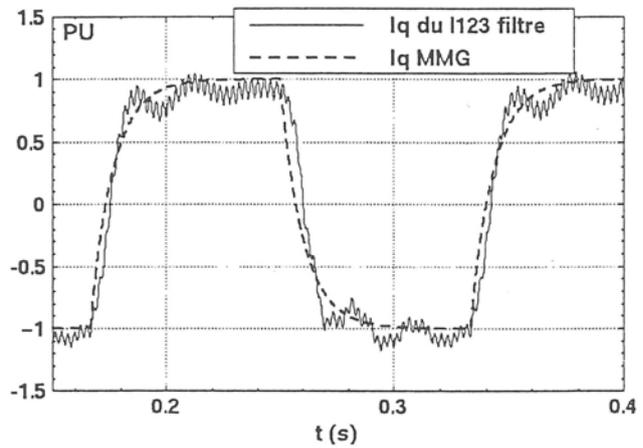


figure 3.29 :  $I_q$  topologique et MMG (passe-bande étroit ordre 4)

Ces résultats montrent que la dynamique du signal dépend fortement du filtre utilisé. En effet la dynamique du signal a un large spectre fréquentiel. Le filtre altère la réponse en réduisant celui-ci.

On remarquera qu'une forte atténuation des harmoniques (filtre d'ordre 4) entraîne une faible erreur statique. La faible atténuation harmonique du filtre d'ordre 2 augmente l'erreur statique.

### III.5.3. Filtrage des grandeurs continues

Afin de conserver la dynamique du signal, un filtre passe bande de large bande passante est utilisé. L'élargissement de la bande passante ne nous permet pas de filtrer suffisamment les fréquences élevées, on ajoute un filtrage des composantes continue  $I_q$  et  $I_d$ .

### III.5.3.1. Filtre passe bas

Le filtrage des grandeurs continues est réalisé selon le schéma de principe de la figure 3.30.

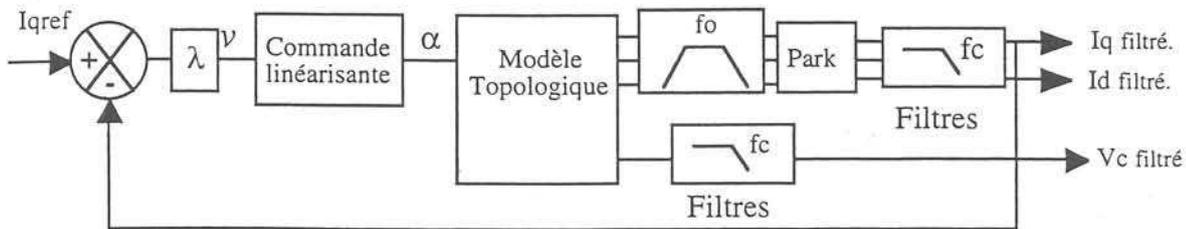


figure 3.30 : Principe de linéarisation par bouclage avec filtres passe bande et filtres passe bas

Le filtrage des grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  pose des problèmes similaires au filtrage passe bande. La bande passante de ces filtres doit permettre de restituer la dynamique des grandeurs  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $\langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$ . Ces filtres doivent alors être suffisamment sélectifs pour éliminer les harmoniques, mais leur bande passante assez large et le déphasage assez faible pour restituer une dynamique fidèle.

Les figures 3.31 donnent l'évolution des grandeurs  $I_q$  et  $I_d$  pour un filtre passe bande [24Hz-150Hz] et un filtre passe-bas du deuxième ordre, de bande passante 100Hz. Ces essais sont fait avec une valeur de  $\lambda = 100$

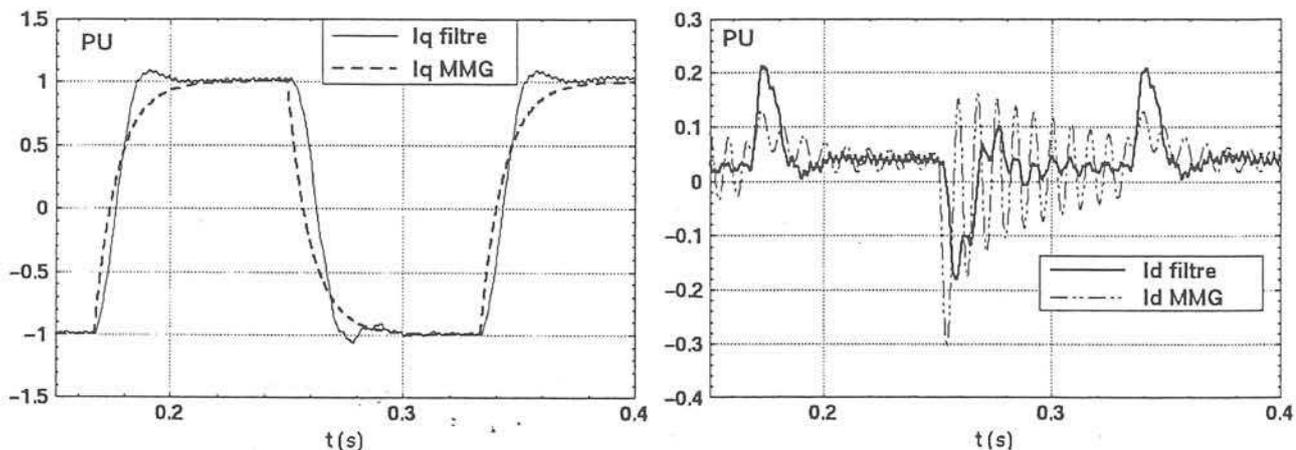


figure 3.31-a-b : Réponse de  $I_q$  et  $I_d$  à des variations de  $I_{qref}$ , filtres passe bas et passe bande

Ces résultats montrent que le filtre utilisé ne restitue pas correctement la dynamique des grandeurs  $I_q$  et des dynamiques internes  $I_d$  et  $V_c$ .

L'augmentation de la bande passante du filtre donnera de meilleurs résultats dynamiques, mais le filtrage sera de moins bonne qualité.

Les figures 3.32 donnent les réponses de  $I_q$  et  $I_d$  pour des variations de la référence  $I_{qref}$ ,  $\lambda = 100$ . On utilise un filtre passe bande [18Hz-200Hz] d'ordre 2 et un filtre passe bas d'ordre 2 avec une fréquence de coupure à 200Hz.

On notera que la réponse dynamique du signal  $I_q$  est améliorée mais le signal  $I_d$  (comme  $V_c$ ) est grossièrement restitué. En effet, le spectre fréquentiel du signal mesuré est plus large que précédemment mais et le filtrage altère fortement le comportement dynamique global du dispositif.

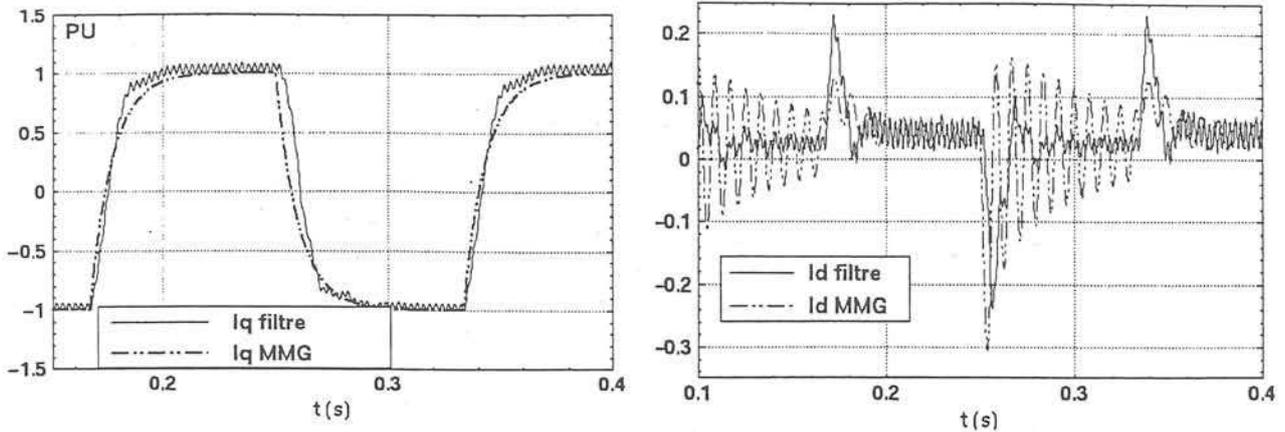


figure 3.32-a-b : Réponse de Iq et Id à des variations de Iqref, filtres passe bas et passe bande

Un filtrage idéal permet de conserver une large bande passante, un bon filtrage des harmoniques sans déphasage dans toute la gamme de fréquence.

Ces contraintes ne pouvant pas toutes être respectées, des compromis seront alors envisagés pour obtenir des résultats satisfaisants. Un filtrage mieux adapté à notre problème doit être envisagé.

### III.5.3.2. Filtrage par filtres réjecteurs de fréquence, filtres passe-bas et filtre passe bande

Une bonne connaissance des signaux à filtrer permet d'adapter le filtrage au problème particulier. Une structure onduleur pleine onde engendre des harmoniques de rang 5, 7, 11, 13.... La transformée de PARK des ces signaux contient alors des harmoniques de rang multiple de  $(f_0 + f_h)$  et  $(f_0 - f_h)$ , et des différences des harmoniques  $(f_{h1} - f_{h2})$ , h représentant les différents harmoniques du signal.

Une analyse des signaux permet de constater une prédominance de l'harmonique de rang 6  $(5+1, 7-1)$ , et la présence non négligeable d'harmoniques de rang 2, 3, 12, 24.

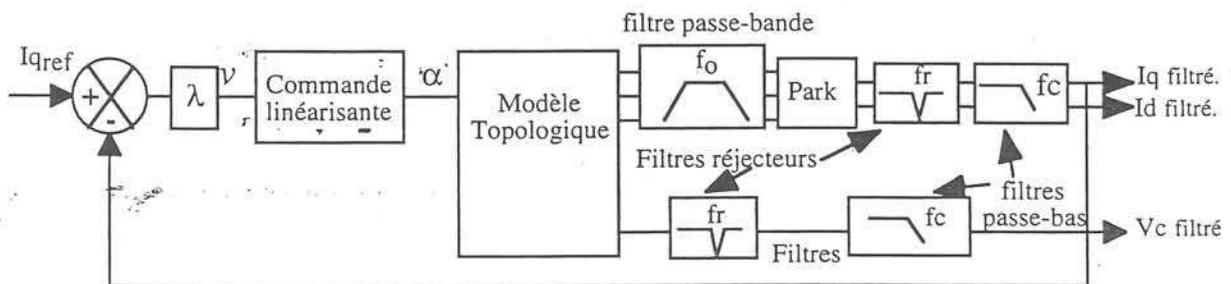


figure 3.33 : Principe du filtrage avec filtres réjecteurs

On élimine ces harmoniques en utilisant un filtre réjecteur de fréquence pour chacune de ces fréquences. On associe un filtre passe bas large bande pour atténuer les harmoniques de rang supérieurs. Ceci permet d'avoir une large bande passante, tout en ayant un faible déphasage des signaux sur cette plage de fréquence. Les grandeurs triphasées subiront un filtrage passe bande. Ce principe est représenté à la figure 3.33.

La figure 3.34 donne le diagramme de Bode du filtre utilisé pour le côté continu. Ce filtre est constitué de 5 filtres réjecteurs de fréquence et d'un filtre passe bas:

[119,5 Hz-120,5Hz] ordre 2, [178 Hz-182Hz] ordre 2, [333 Hz-392 Hz] ordre 4, [700 Hz-740 Hz] ordre 2, [1020 Hz-1040 Hz] ordre 2 et filtre passe-bas de fréquence de coupure de 2kHz, d'ordre 2.

Tous les filtres utilisés sont des filtres de butterworth, la fonction de transfert  $f(p)$  du filtre complet est donnée en (3.23).

$$f(p) = \frac{p^2 + 5,6 \cdot 10^5}{p^2 + 6,3p + 5,6 \cdot 10^5} \cdot \frac{p^2 + 1,28 \cdot 10^6}{p^2 + 25,3p + 1,28 \cdot 10^5} \cdot \frac{p^4 + 1,02 \cdot 10^7 p^2 + 2,62 \cdot 10^{13}}{p^4 + 557,4p^3 + 1,04 \cdot 10^7 p^2 + 2,85 \cdot 10^9 p + 2,62 \cdot 10^{13}} \cdot \frac{p^2 + 2,05 \cdot 10^7}{p^2 + 254,9p + 2,05 \cdot 10^7} \cdot \frac{p^2 + 4,6 \cdot 10^7}{p^2 + 126,25p + 4,6 \cdot 10^7} \quad (3.23)$$

Le filtre passe bande pour les grandeurs triphasées est un filtre très large bande : [0,72 - 5000Hz]

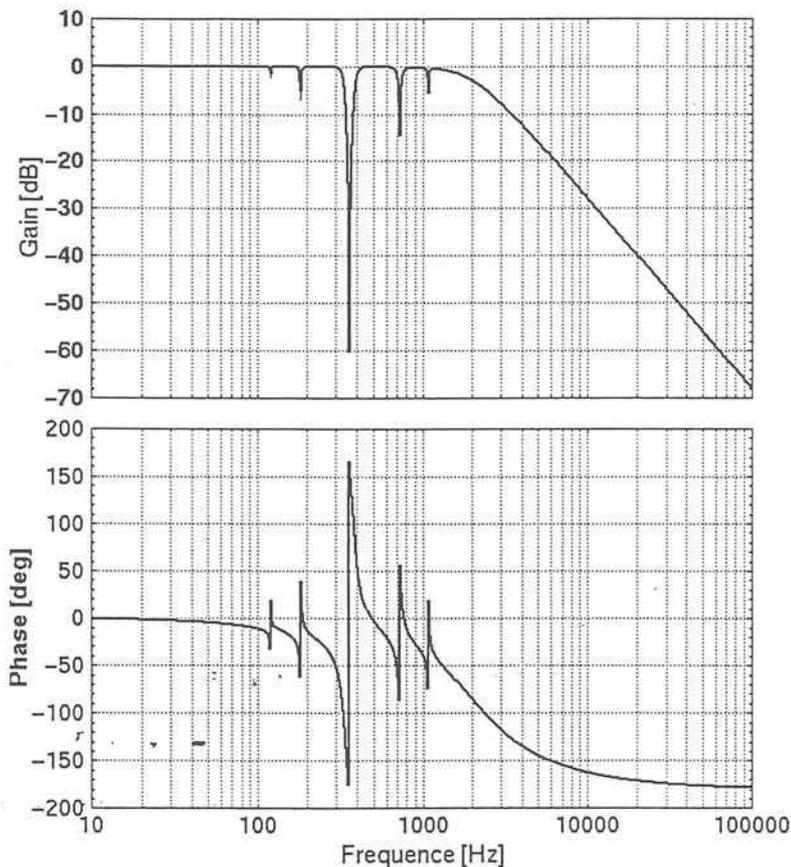


figure 3.34 : Diagramme de Bode du filtre utilisé

Les figures 3.35 donnent l'évolution des grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  filtrées, celles-ci sont comparées avec le comportement des grandeurs du modèle moyen généralisé.

Ce filtrage donne de bons résultats. La dynamique des différentes grandeurs est correctement restituée. Des imperfections subsistent à cause des déphasages engendrés par les filtres.

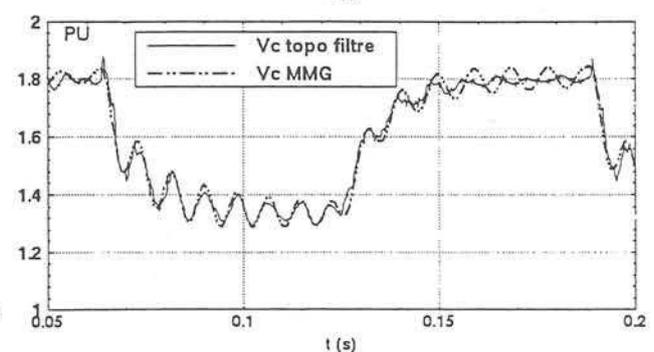
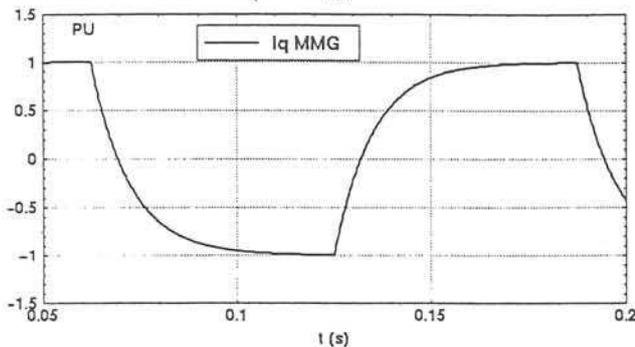
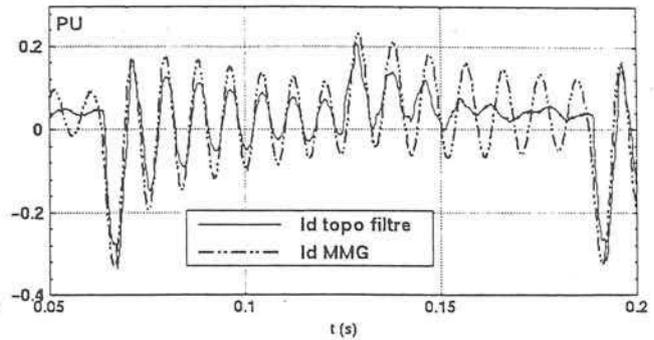
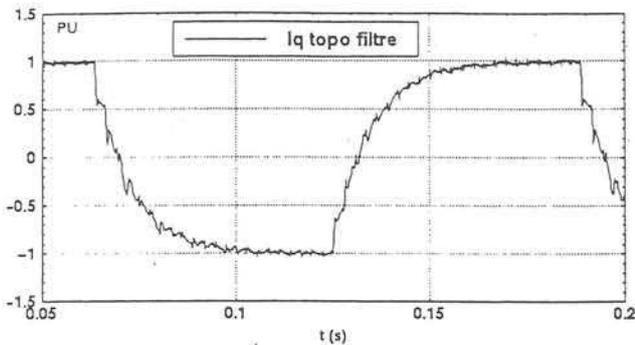


figure 3.35-a-c : Evolution des courants  $I_q$  topologique filtré avec un filtre réjecteur et MMG

figure 3.35-b-d : Evolution de  $I_d$  et  $V_c$  topologique filtré avec un filtre réjecteur et MMG

La figure 3.36 donne l'évolution des grandeurs  $I_q$  et  $V_c$  filtrés avec un filtre moins sévère et pour un gain plus faible ( $\lambda = 20$ ). Les dynamiques lentes mises en jeu ont un spectre fréquentiel plus réduit.

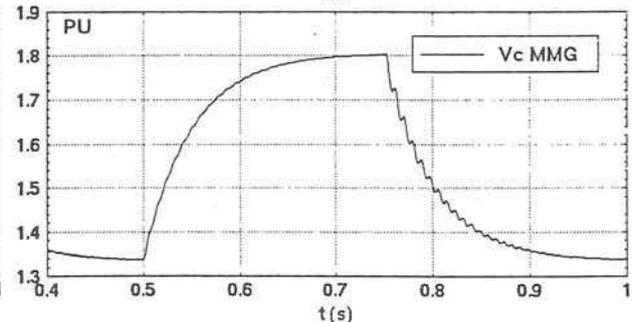
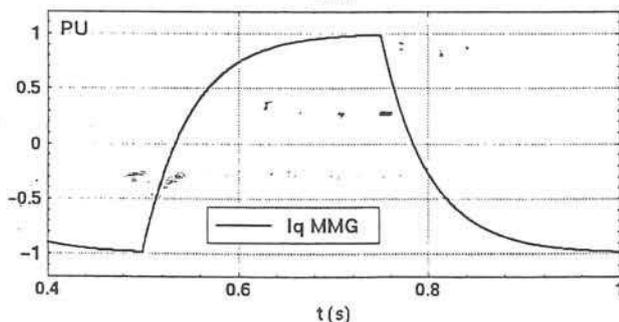
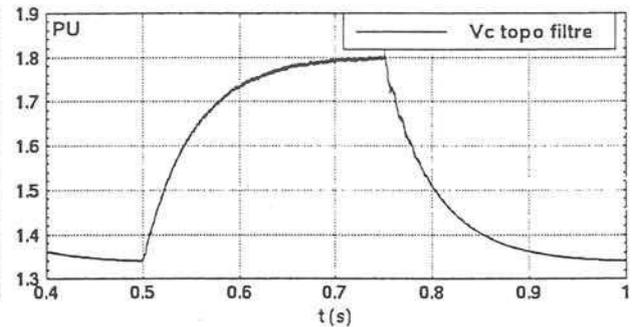
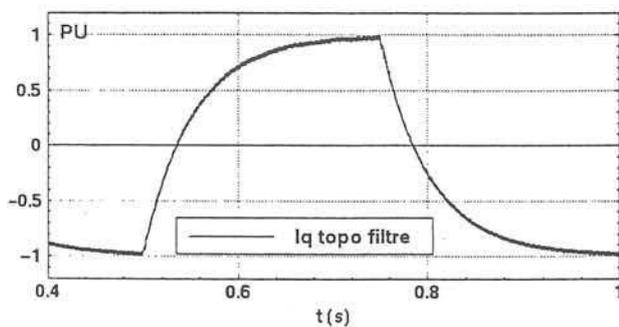


figure 3.36-a : Evolution de  $I_q$  pour  $\lambda = 20$

figure 3.36-b : Evolution de la dynamique interne  $V_c$  pour  $\lambda = 20$

Le spectre du courant triphasé est donné en régime permanent pour  $\lambda=20$  à la figure 3.37. Il montre que le premier harmonique est bien contrôlé à  $I_{qref} = 1$ . Son amplitude est légèrement supérieure à 1 puisque l'amplitude du premier harmonique est égal à  $I_1 = \sqrt{I_q^2 + I_d^2}$ .

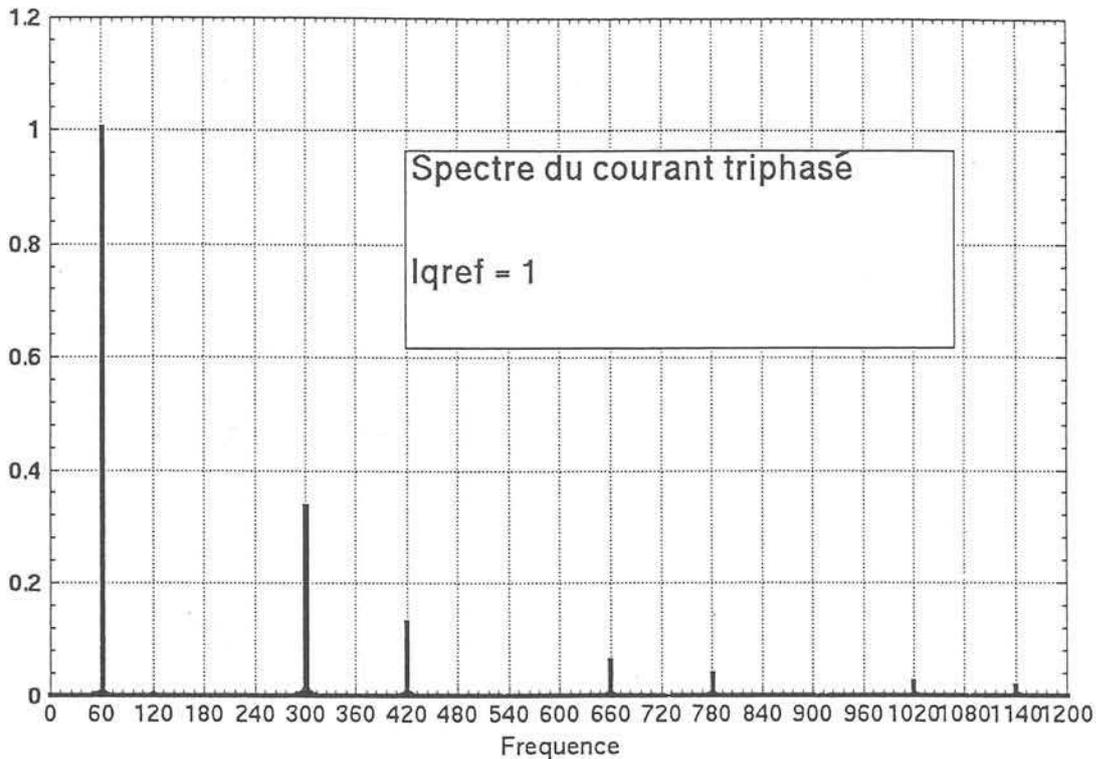


figure 3.37 : Spectre du courant triphasé en régime permanent pour  $\lambda = 20$

#### III.5.4. Conclusion sur le filtrage

Les filtres de mesure auront une importance sur la robustesse de la commande linéarisante. Afin de pouvoir contrôler à la fois la valeur du courant réactif, mais aussi sa dynamique, ils devront prélever les variables  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $\langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$  nécessaires à la linéarisation par bouclage. La qualité du filtrage sera un facteur déterminant sur le contrôle du système. La solution proposée permet de mesurer une dynamique du signal et d'obtenir des résultats intéressants du point de vue dynamique.

Le problème du filtrage des grandeurs seront moins sévères pour des structures réelles de STATCOM car leurs structures introduiront des courants faiblement chargés en harmonique.

Les résultats de cette étude sont applicables à de nombreuses situations utilisant des structures onduleurs fonctionnant en pleine onde mais aussi pour des dispositifs fortement chargés en harmoniques.

### III.5.5. Extension aux Associations de structures.

En reprenant les relations de la théorie de la linéarisation par bouclage, la linéarisation d'une structure à N onduleurs est donnée en (3.24). Cette commande peut être implantée pour une structure à 12 impulsions.

$$\alpha = \text{asin} \left( \frac{1}{NK_2 V_c} \left( \frac{I_q}{\tau_L} + \omega I_d + v \right) \right) \quad (3.24)$$

La mise en oeuvre de ce type de commande pour une structure à 12 impulsions, demande un filtrage moins sévère. Ceci est dû à la diminution du taux de distorsion de l'association de structure. Les figures 3.38 donnent l'évolution de  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  respectivement pour  $\lambda = 100$ . Les essais sont faits dans les conditions données par la figure 3.19-b (sans filtre).

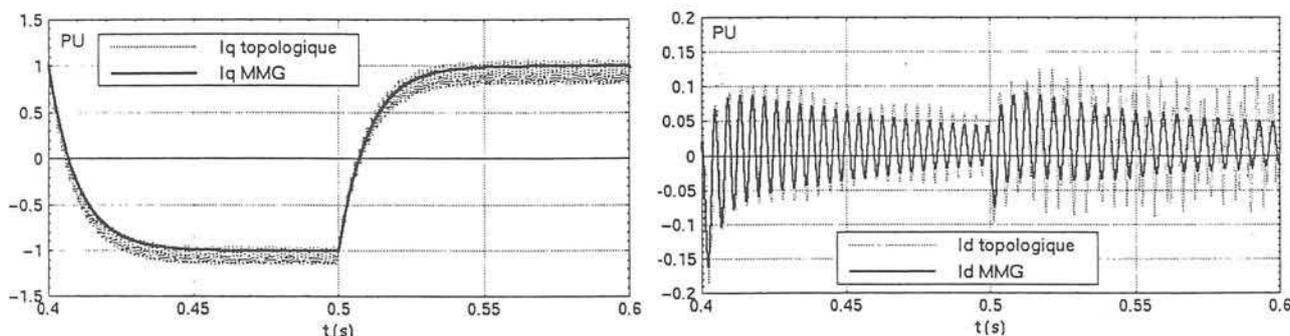


figure 3.38-a-b :  $I_q$  et  $I_d$  pour des transitions de  $I_{qref}$ , structure 12 impulsions,  $\lambda = 100$  (sans filtrage)

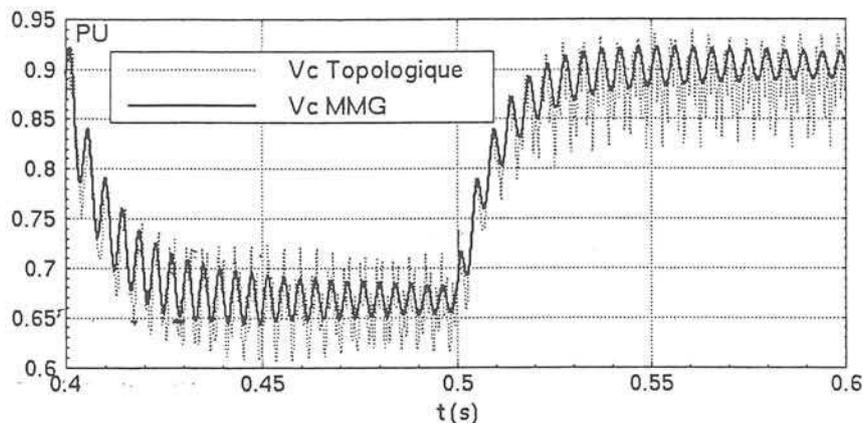


figure 3.38-c :  $I_d$  pour des transitions de  $I_{qref}$ , structure 12 impulsions,  $\lambda = 100$  (sans filtrage)

Des filtres peuvent être ajoutés de sorte à calculer  $\alpha$  à partir des grandeurs des coefficients de Fourier  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $\langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$ . La figure 3.39 donne l'évolution du courant réactif avec un filtrage réalisé avec des filtres passe bande centrés sur la fréquence du premier harmonique du courant. Les courants  $I_q$ ,  $I_d$  calculés et la tension  $V_c$  sont filtrés par un filtre dont la structure est donnée au paragraphe III.4.3.2. Le filtre est constitué d'un filtre passe-bande d'ordre 2 [0,76 Hz - 5000 Hz] d'ordre 2, de deux filtres réjecteurs de fréquence [680 Hz - 762 Hz] d'ordre 4 et [1070 Hz - 1090 Hz] d'ordre 2 et un filtre passe-bas de fréquence de coupure 3000 Hz d'ordre 2.

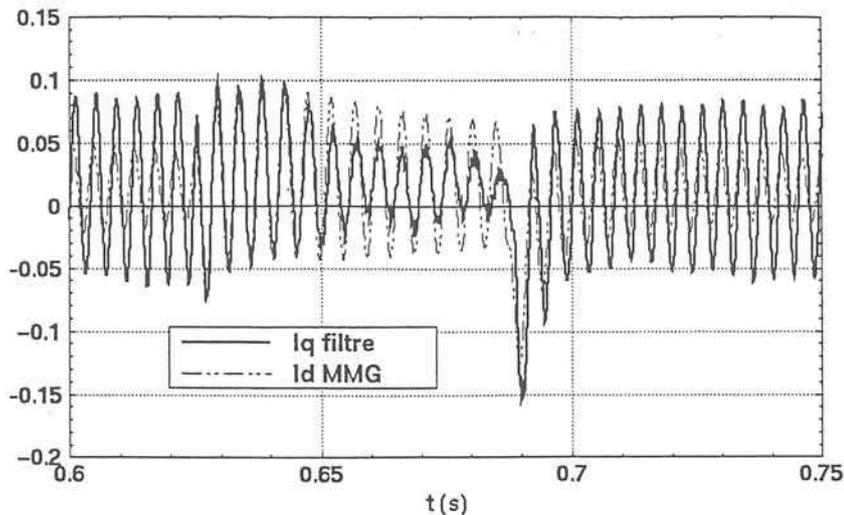


figure 3.39 : Courant  $I_d$  topologique après filtrage et  $I_d$  MMG (Structure 12 impulsions)

### III.5.6. Conclusion

L'intérêt de la linéarisation par bouclage a pu être mis en évidence et son fonctionnement a été vérifié. La loi de commande ayant été définie au sens du premier harmonique, les grandeurs  $\langle I_q \rangle_0$ ,  $\langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$  doivent être extraites des signaux (courants triphasés et tension continue).

La nécessité du filtrage a été résolue en utilisant un filtre adapté à notre problème. Ces problèmes seront réduits en augmentant le nombre de structure onduleurs. Ainsi pour une structure à 48 impulsions les filtres de mesures ne seront nécessaires que pour éliminer le bruit. Des précautions devront être prises pour obtenir précisément les grandeurs  $I_q$  et  $I_d$ .

L'étude de la linéarisation par bouclage a été faite avec un correcteur proportionnel ( $\lambda$ ), ceci afin de mieux mettre en évidence les problèmes rencontrés. L'utilisation d'un correcteur PI (proportionnel intégral) annulera dans tous les cas l'erreur statique mais ne résoudra pas les problèmes liés à la maîtrise de la dynamique entrée sortie, c'est à dire de  $I_q$ .

## III.6. Etude de la linéarisation par bouclage

Le principe de la linéarisation par bouclage mise en place, une étude plus en profondeur de ses performances est nécessaire. On s'intéressera à l'étude de la robustesse de cette commande par rapport aux variations de la référence mais aussi aux variations de perturbation. Une étude petits signaux permettra d'étudier la stabilité du système bouclé. La robustesse entrée-sortie a des conséquences, qui seront mises en évidence, sur la dynamique interne du système.

### III.6.1. Sensibilité vis à vis du point de fonctionnement

La commande du système établie, on vérifie que le système linéarisé est robuste vis-à-vis du point de fonctionnement et de la réponse souhaitée c'est-à-dire vis-à-vis de  $\lambda$  (dans le cas d'un correcteur proportionnel).

Pour ce faire on mène une étude petits signaux du système linéarisé. Cette étude est faite autour d'un point de fonctionnement  $X_e$ . Le système donné à l'équation (3.5) est alors mis sous la forme donnée par l'équation (3.25).

$$\dot{\tilde{X}} = A_{I_{qref}} \tilde{X} + B_{I_{qref}} \tilde{I}_{qref} + C \tilde{E} \quad (3.25)$$

Le système est détaillé à l'équation (3.26).

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & 0 \\ \omega + \left[\frac{1}{\tau_L} - \lambda\right] \text{tg}\alpha_e & -\frac{1}{\tau_L} + \omega \text{tg}\alpha_e & -\frac{K_2}{\cos \alpha_e} \\ -K_1 \left[ \sin \alpha_e + \frac{1}{K_2 V_{ce}} \left( \frac{1}{\tau_L} - \lambda \right) K_{4e} \right] & K_1 \left[ \cos \alpha_e - \frac{\omega}{K_2 V_{ce}} K_{4e} \right] & \left( \frac{K_1 \sin \alpha_e K_{4e}}{V_{ce}} \right) - \frac{1}{\tau_c} \end{bmatrix} \tilde{X} + \begin{bmatrix} \lambda \\ \lambda \text{tg}\alpha_e \\ -\frac{\lambda K_1}{K_2 V_{co}} K_{4e} \end{bmatrix} \tilde{I}_{qref} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_3 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{E} \quad (3.26)$$

$$\text{où} \begin{cases} \sin \alpha_e = \frac{1}{K_2 V_{co}} \left( \frac{I_{qe}}{\tau_L} + \omega I_{de} \right) \\ \cos \alpha_e = \frac{1}{K_2 V_{ce}} \left( -\omega I_{qe} + \frac{1}{\tau_L} I_{de} - K_3 E_e \right) \\ \text{tg}\alpha_e = \frac{\frac{1}{\tau_L} I_{qe} + \omega I_{de}}{\frac{1}{\tau_L} I_{de} - \omega I_{qe} - K_3 E_e} \\ K_{4e} = I_{qe} + I_{qe} \text{tg}\alpha_e \end{cases} \quad \text{avec} \quad \tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_q \\ \tilde{I}_d \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad X_e = \begin{bmatrix} I_{qe} \\ I_{de} \\ V_{ce} \end{bmatrix}$$

Le système d'équation donné en (3.26) permet de donner les transferts des variables  $\tilde{I}_q$ ,  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$  en fonction de  $\tilde{I}_{qref}$  et de la perturbation  $\tilde{E}$ . Le transfert relatif à  $\tilde{I}_q$  est donné en (3.27).

$$\tilde{I}_q = \frac{1}{1 + \frac{p}{\lambda}} \tilde{I}_{qref} + 0 \cdot \tilde{E} \quad (3.27)$$

Le transfert (3.27) indique que  $\tilde{I}_q$  ne dépend que de  $\lambda$  et de  $\tilde{I}_{qref}$ , Une perturbation de la tension de réseau  $\tilde{E}$  ainsi qu'un changement du point de fonctionnement n'influent pas sur la dynamique de  $\tilde{I}_q$ , ce qui est l'effet recherché par la linéarisation par bouclage. La relation (3.27) est valable pour tout les points de fonctionnement, elle est donc généralisable en grands signaux, c'est à dire à  $I_q$ .

En revanche les transferts de  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$  par rapport à  $\tilde{I}_{qref}$  et  $\tilde{E}$  sont dépendant du point d'équilibre  $X_e$ ,  $E_e$  et de  $\lambda$

Dans ce qui suivra on s'attachera à mettre en évidence les effets des divers paramètres ( $E$ ,  $\lambda$  et le point d'équilibre donné par  $I_{qref}$ ). A cet effet, diverses solutions de "robustification" de la linéarisation par bouclage seront mis en avant (§ III.6).

### III.6.2. Stabilité du système bouclé

On se penche maintenant sur l'aspect dynamique du système contrôlé avec la linéarisation par bouclage. L'étude petits signaux permet de calculer les pôles du système bouclé à partir du système d'état donné en (3.26).

L'équation caractéristique des pôles est de la forme donnée par l'équation (3.29).

$$(p+\lambda)\left(p^2+\left(f(X_e) + \frac{1}{\tau_L} + \frac{1}{\tau_c}\right)p + g(X_e)\right) = 0 \quad (3.29)$$

Le système est du troisième ordre et comprend un pôle fixe déterminé par  $\lambda$  et deux pôles fonctions du point de fonctionnement  $X_e$ . Ces derniers ne dépendent uniquement que de la référence  $I_{qref}$ , et sont donc indépendants du correcteur de courant réactif. La figure 3.40 donne l'évolution avec le point de fonctionnement du lieu des pôles, il est gradué en fonction de  $I_{qref}$ , (de -5 pu à +5 pu)

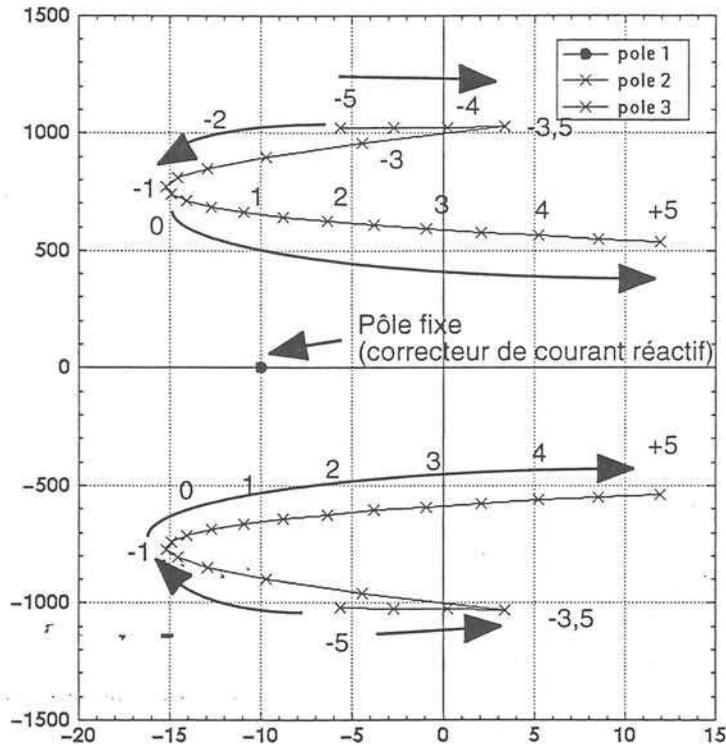


figure 3.40 : Lieu des pôles du système bouclé gradué en  $I_{qref}$

Cette analyse permet d'explicitier les pôles comme un pôle fixe ( $-\lambda$ ) et deux pôles complexes conjugués. Le système linéarisé n'est stable que pour des points de fonctionnement donnés par  $I_{qref} \in [-3,7 ; +3,1]$ . Hors de cet intervalle, le système devient instable. La commande rend linéaire la variable  $I_q$  par rapport à une entrée  $I_{qref}$  mais la plage de fonctionnement du système est réduite. C'est le coût à payer pour la linéarisation.

On remarque que le lieu des pôles en boucle fermée est identique au lieu des zéros donné à la figure 3.12. En effet le système compense ses zéros par des pôles afin d'obtenir un système linéarisé.

L'instabilité du système est due aux zéros instables du dispositif initial. On comprend aisément l'ambivalence dynamique interne/dynamique des zéros [IS-89]

### III.6.3. Conséquences sur la dynamique interne

Les dynamiques internes données par  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$  sont étudiées pour des variations de  $\tilde{I}_{qref}$  et  $\tilde{E}$  pour un point de fonctionnement donné et ce pour diverses valeurs du correcteur proportionnel  $\lambda$ . Enfin pour compléter cette introspection, des essais sont fait sur le modèle topologique.

#### III.6.3.1 Conséquences des variations de références

On choisira de faire cette étude pour un point de fonctionnement donné par  $I_{qref} = 0$  et  $E = 1$ . Les figures 3.41 et 3.42 donnent respectivement la réponse de  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$  à un échelon unitaire de  $\tilde{I}_{qref}$ . Deux composantes apparaissent clairement, le temps de réponse du premier ordre dû au pôle fixe (donné par  $\lambda$ ) et des oscillations amorties.

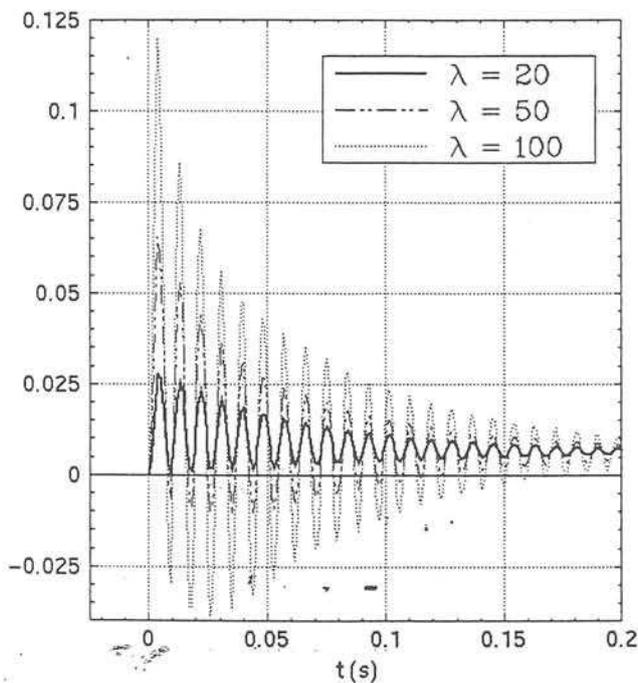


figure 3.41-a : Réponse de  $\tilde{I}_d$  pour un échelon de  $\tilde{I}_{qref}$

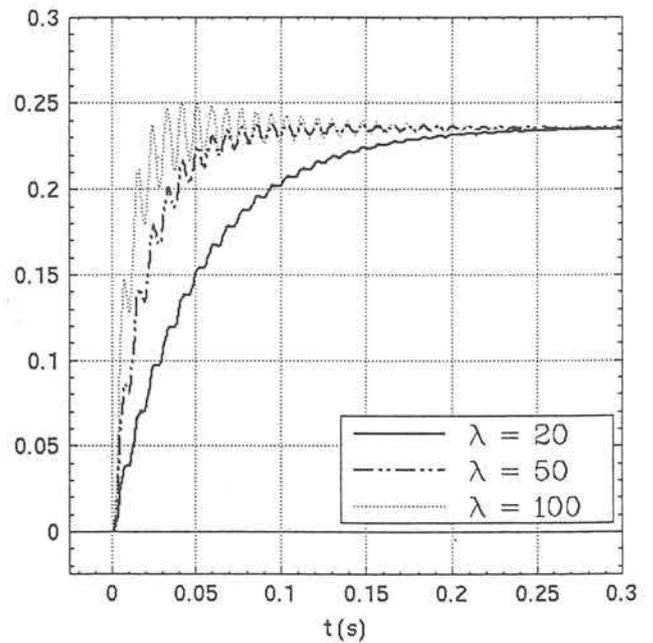


figure 3.41-b : Réponse de  $\tilde{V}_c$  pour un échelon de  $\tilde{I}_{qref}$

Ces oscillations sont dues aux pôles complexes conjugués, leurs pulsations dépendent du point de fonctionnement mais nullement du paramètre  $\lambda$ . L'amplitude des oscillations est liée aux zéros du système, ceux-ci étant fonction du système et de  $\lambda$ . Plus le système sera rapide, plus les oscillations seront importantes sur la dynamique interne.

### III.6.3.2 Conséquences des variations de E

Des variations de la grandeur  $\tilde{E}$  sont maintenant étudiées. Les fonctions de transfert donnant  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$  en fonction de  $\tilde{E}$  peuvent être établies à partir du système d'état donné en (3.26). Les pôles de ces fonctions de transfert sont les mêmes que le transfert précédent, c'est à dire un pôle réel et deux pôles imaginaires conjugués fonctions uniquement du point de fonctionnement. Les zéros dépendent à la fois du point de fonctionnement et du paramètre  $\lambda$ . Ils sont donnés en (3.29) pour le transfert donnant  $\tilde{I}_d$  et en (3.30) pour celui donnant  $\tilde{V}_c$ .

$$K_3(p+\lambda)\left(p + \frac{1}{\tau_c} \frac{K_1 \sin \alpha_e}{V_{ce}} (I_{qe} + I_{de} \operatorname{tg} \alpha_e)\right) = 0 \quad (3.29)$$

$$K_3(p+\lambda) K_1 \left(\cos \alpha_e - \frac{\omega}{K_2 V_{ce}} (I_{qe} + I_{de} \operatorname{tg} \alpha_e)\right) = 0 \quad (3.30)$$

On remarque que dans les deux cas, on aura un zéro égal à  $p_z = -\lambda$  qui s'annulera avec le pôle  $p = -\lambda$ . Les fonctions de transfert concernant  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$  seront alors du second ordre, la première aura un zéro fonction du point du fonctionnement, la seconde n'aura pas de zéro. Les deux transferts ne dépendent plus de  $\lambda$ . Les conséquences sont données à la figure 3.42 pour des transitions unitaires négatives de  $\tilde{E}$ . Cette perturbation provoque de fortes oscillations sur les dynamiques internes, le comportement est identique quelle que soit la valeur du correcteur de courant réactif ( $\lambda$ ).

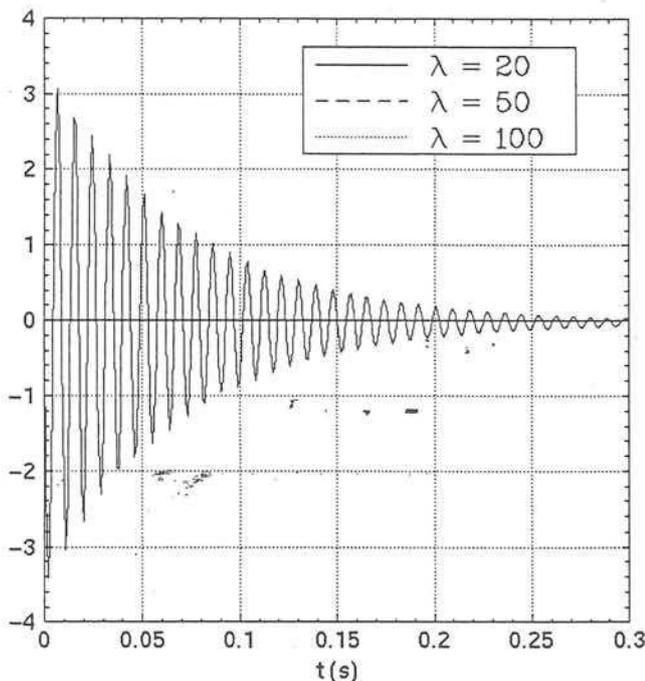


figure 3.42-a : réponse de  $\tilde{I}_d$  pour un échelon de  $\tilde{E}$

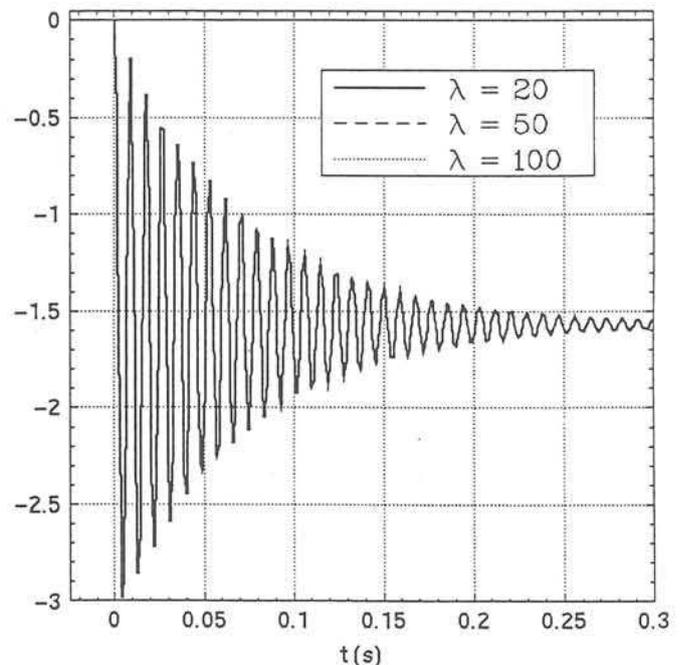


figure 3.42-b : réponse de  $\tilde{V}_c$  pour un échelon de  $\tilde{E}$

Si  $I_q$  demeure insensible aux variations de  $\tilde{E}$ , il n'en va pas de même pour  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{V}_c$ . Sachant que de fortes oscillations sur  $\tilde{I}_d$  (courant actif) iront de pair avec des oscillations de puissance active a des conséquences néfastes sur la structure onduleur et sur le réseau en contradiction avec l'objectif du STATCOM.

La linéarisation par bouclage est implantée avec le modèle topologique ainsi que le filtrage étudié plus haut. L'insensibilité à des variations à une perturbation sera vérifiée.

La figure 3.43 donne l'évolution du courant réactif pour les points de fonctionnement correspondant à  $I_{qref} = -1$  et  $I_{qref} = +1$ . La tension  $E$  subit une baisse de 20%, (de 1 à 0,8pu) à  $t = 0,125s$ . Le courant réactif subit des variations. Elles sont dues à l'imperfection du filtre utilisé, celui-ci n'offrant pas un spectre fréquentiel suffisamment large pour restituer la dynamiques des grandeurs  $\langle I_q \rangle_0, \langle I_d \rangle_0$  et  $\langle V_c \rangle_0$ .

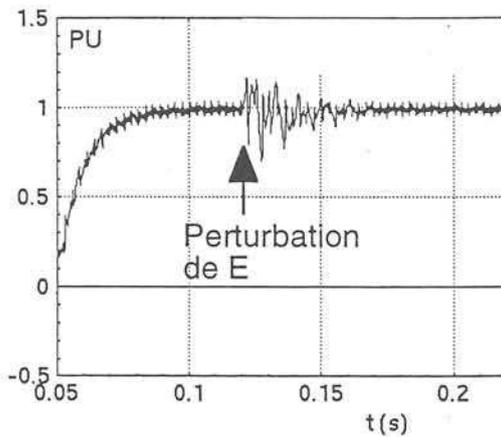


figure 3.43-a : Perturbation de E sur  $I_q$  ( $I_{qref} = +1$ .)

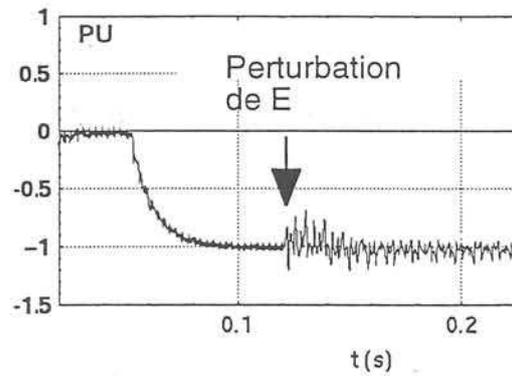


figure 3.43-b : Perturbation de E sur  $I_q$  ( $I_{qref} = -1$ )

Le même essai sur le modèle topologique triphasé d'une structure à 12 impulsions, peu chargé en harmoniques, est donné à la figure 3.44. Le dispositif est faiblement filtré afin de ne pas altérer son comportement dynamique.

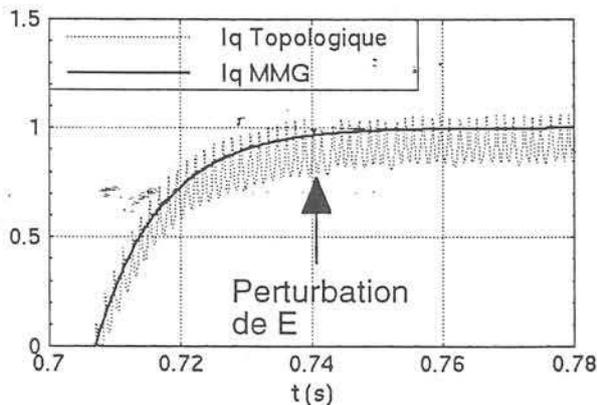


figure 3.44-a : Perturbation de E sur  $I_q$  ( $I_{qref} = +1$ .)

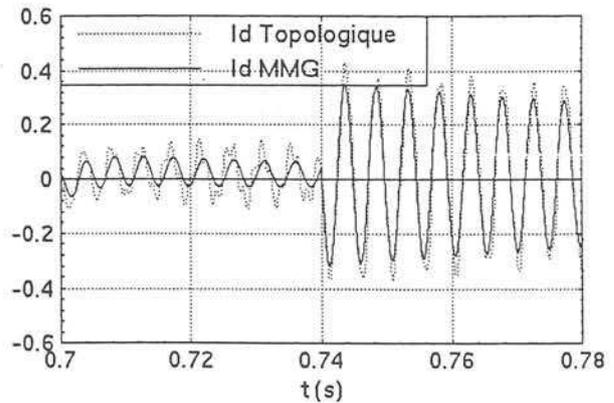


figure 3.43-b : Perturbation de E sur  $I_d$  ( $I_{qref} = +1$ )

On note que l'effet de la perturbation n'a quasiment aucune répercussion sur le comportement de la grandeur  $I_q$ . La robustesse de la commande est bien mis en évidence. Le comportement de  $I_q$  topologique montre bien que si on arrive à extraire correctement le comportement dynamique des différentes variables, les propriétés de la linéarisation par bouclage seront validées.

### III.7. Stabilisation de la dynamique interne

La dynamique interne est extrêmement sensible à divers paramètres et présente des oscillations indésirables. On s'attachera à surmonter cette difficulté par diverses solutions qui seront explicitées [PE-97.1].

#### III.7.1. Stabilisation pour bouclage de la dérivée de Id

Afin de stabiliser la dynamique interne, il est important d'avoir des informations sur celle-ci. Dans un premier temps on introduira une proportion de  $\frac{d Id}{dt}$  dans le dispositif de commande. Tenir compte de  $\frac{d Id}{dt}$  ne changera pas le gain statique du système et permet de tenir compte de la dynamique interne uniquement pendant les régimes transitoires de Id et Vc. On introduit alors une proportion  $\delta \frac{d Id}{dt}$ . La nouvelle loi de commande est donnée en (3.31).

$$u_1 = \sin \alpha = \frac{1}{K_2 V_{ce}} \left( \frac{I_q}{\tau_L} + \omega Id + \delta \frac{d Id}{dt} + v \right) \quad (3.31)$$

#### III.7.2. Etude de Stabilité

Le paramètre de pondération  $\delta$  permettra modifier les pôles du dispositif. Afin de mieux comprendre l'influence de  $\delta$ , le système est calculé en boucle fermée autour d'un point de fonctionnement. Une étude des pôles permettra de conclure sur la stabilité du système bouclé. Le système d'état est donné en fonction du paramètre  $\delta$  et des grandeurs Ide, Iqe, Vce et du paramètre  $\lambda$  (3.32).

$$\begin{aligned} \tilde{X} = & \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_L} + \left(\frac{1}{\tau_L} - \lambda + \delta\omega\right) \frac{1}{1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e} & -\omega + \frac{\omega + \frac{\delta}{\tau_L}}{1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e} & \frac{-K_2 \delta}{\cos \alpha_e (1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e)} \\ \omega + \frac{\operatorname{tg} \alpha_e}{1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e} \left(\frac{1}{\tau_L} - \lambda + \delta\omega\right) & -\frac{1}{\tau_L} + \frac{\operatorname{tg} \alpha_e \left(\omega + \frac{\delta}{\tau_L}\right)}{1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e} & -\frac{K_2}{\cos \alpha_e} (1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e) \\ -K_1 \left[ \sin \alpha_e + \frac{K_{5e}}{K_2} \left(\frac{1}{\tau_L} - \lambda + \delta\omega\right) \right] & -K_1 \left[ \cos \alpha_e - \frac{K_{5e}}{K_2} \left(\omega + \frac{1}{\tau_L}\right) \right] & K_1 K_{5e} (\delta \cos \alpha_e + \sin \alpha_e) \frac{1}{\tau_c} \end{bmatrix} \tilde{X} + \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e} \\ \frac{\lambda \operatorname{tg} \alpha_e}{1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e} \\ \frac{-\lambda K_1 K_{5e}}{K_2} \end{bmatrix} \tilde{I}_{q, \text{ref}} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_3 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{E} \\ \text{où} & \begin{cases} \sin \alpha_e = \frac{1}{K_2 V_{ce}} \left( \frac{I_{qe}}{\tau_L} + \omega Id_e \right) \\ \cos \alpha_e = \frac{1}{K_2 V_{ce}} \left( -\omega I_{qe} + \frac{1}{\tau_L} Id_e - K_3 E_e \right) \\ \operatorname{tg} \alpha_e = \frac{\frac{1}{\tau_L} I_{qe} + \omega Id_e}{\frac{1}{\tau_L} Id_e - \omega I_{qe} + K_3 E_e} \\ K_{5e} = \frac{I_{qc} + \operatorname{tg} \alpha_e Id_c}{V_{cc} (1 - \delta \operatorname{tg} \alpha_e)} \end{cases} \quad \text{et} \quad \tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_q \\ \tilde{I}_d \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad X_e = \begin{bmatrix} I_{qe} \\ I_{de} \\ V_{ce} \end{bmatrix} \quad (3.32) \end{aligned}$$

On remarque que la première ligne de la matrice d'état n'est plus  $[-\lambda, 0, 0]$  mais est composée de coefficients dépendant de  $\delta$  mais aussi des grandeurs d'équilibre et des paramètres du dispositif. Ce

paramètre  $\delta$  risque de dégrader la linéarisation préalablement établie, sauf si celui-ci est choisi de sorte à ne pas modifier de façon importante les paramètres clés de la linéarisation entrée-sortie. L'évolution du lieu des pôles, gradués en fonction de la référence  $I_{qref}$  pour différentes valeurs de  $\delta$ , est donné à la figure 3.43.  $\delta$  évoluant de 0 à 1.

Cette figure est donnée pour des valeurs de  $\lambda = 20$  et  $E=1$ .

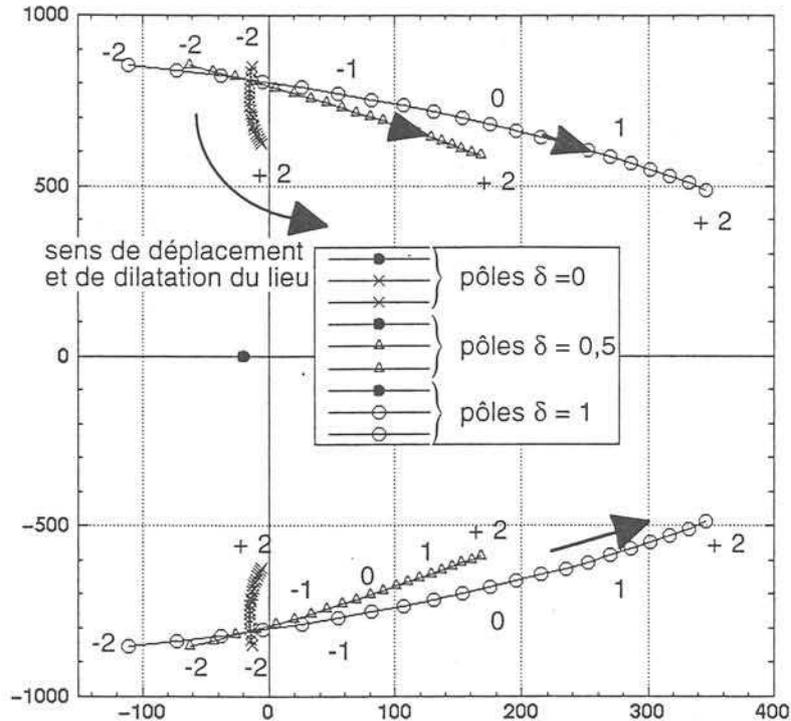


figure 3.44 : Lieux des pôles gradués en  $I_{qref}$  pour  $\delta$  positif

On voit clairement le lieu des pôles pivoter, se dilater et se déplacer vers l'axe imaginaire pour le franchir. Les pôles sont alors à partie réelle positive et déstabiliseront le système.

La figure 3.4 donne l'évolution du lieu des pôles pour des valeurs négatives de  $\delta$ . On voit que de faibles valeurs permettent d'éloigner le lieu de l'axe des abscisses, ceci a pour conséquence de rendre le système plus stable et plus amorti dans certains cas.

On remarquera sur la figure 3.45-b qu'à partir de certaines valeurs de  $\delta$  fortement négatives, le lieu rejoint l'axe des abscisses. Les deux pôles initialement conjugués deviennent réels, ce qui contribue à un comportement très stable pour ces points de fonctionnement.

Toutefois le troisième pôle initialement insensible au point de fonctionnement puisque égal à  $-\lambda$  subit des variations.

Pour  $\delta = -5$ , le pôle réel évolue de  $-16,89$  à  $-20,27$  ( $\lambda = 20$ ) pour  $I_{qref}$  évoluant de  $-1$  à  $1$ . Pour  $\delta = -1,8$ , le pôle réel évolue de  $-18,2$  à  $-20,5$  ( $\lambda = 20$ ) pour  $I_{qref}$  évoluant de  $-2$  à  $+2$ .

De fortes valeurs de  $\delta$  négative détérioreront la robustesse entrée-sortie du système linéarisé.

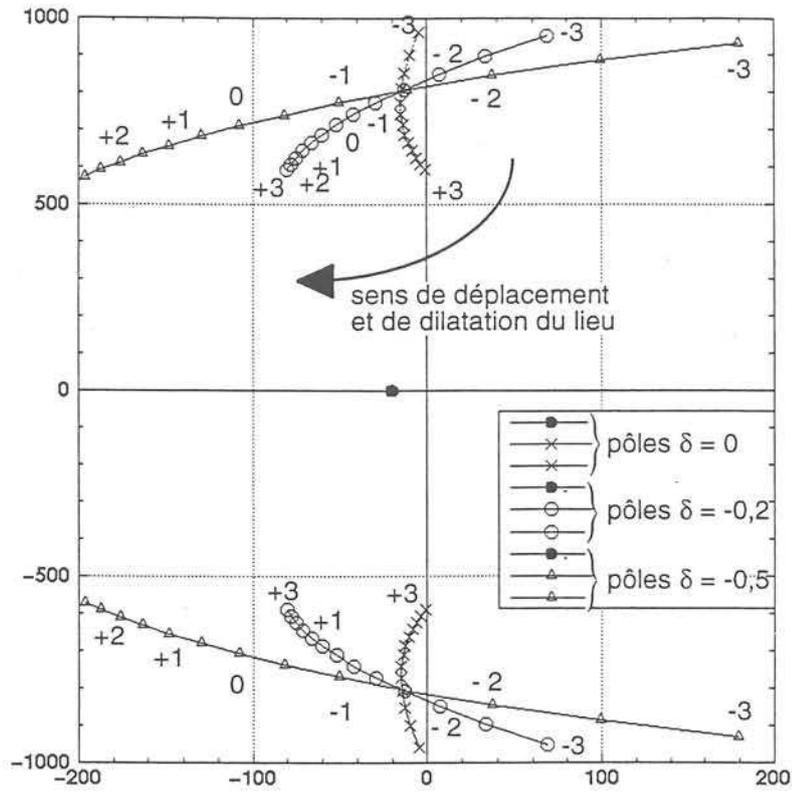


figure 3.45-a : Lieux des pôles pour  $\delta$  négatif faible

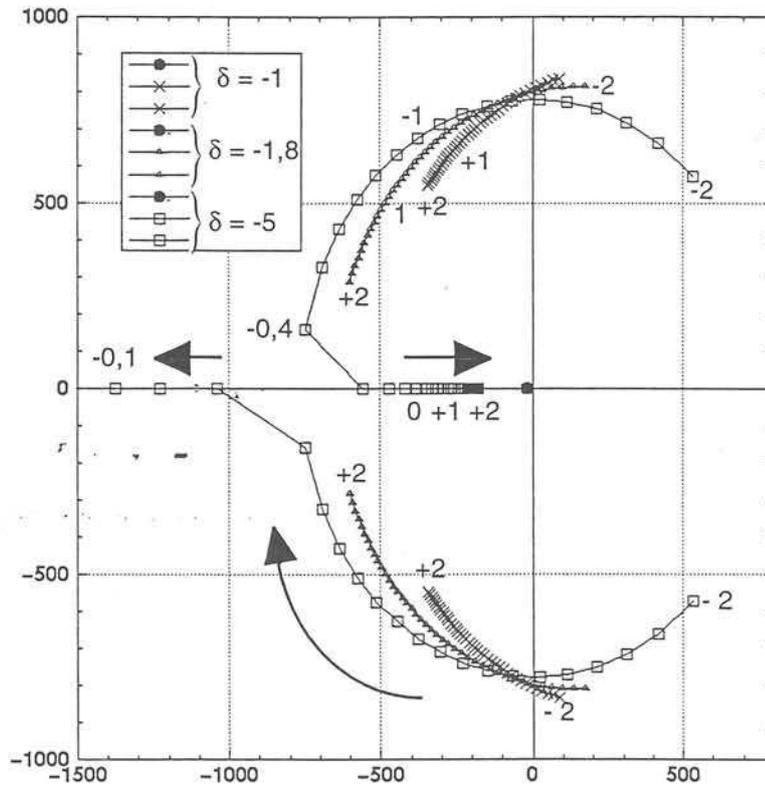


figure 3.45-b : Lieux des pôles pour  $\delta$  négatif élevé

### III.7.3. Etude temporelle

Le schéma de principe de la commande implantée dans MATRIXx est donnée à la figure 3.46. La grandeur  $\frac{dI_d}{dt}$  est alors calculée par une fonction de transfert du premier ordre.

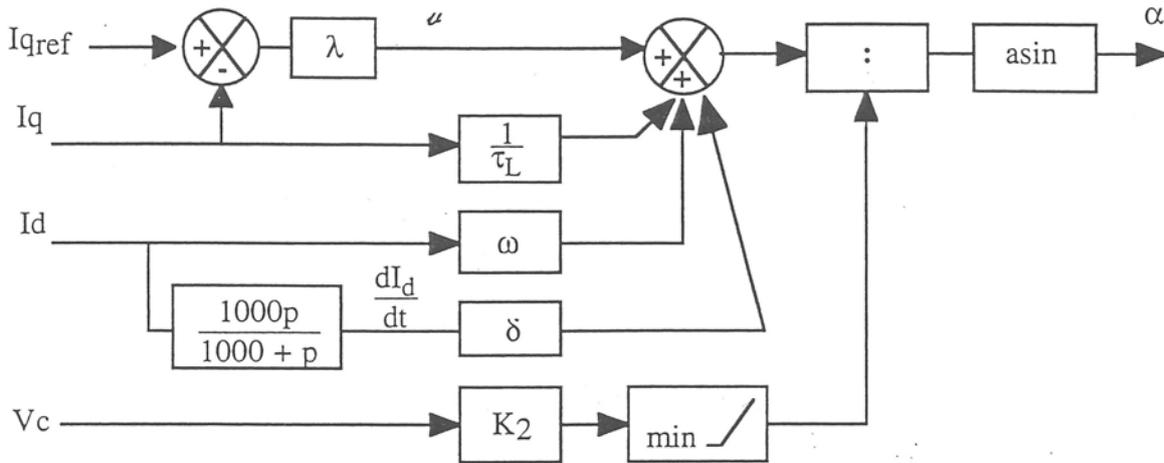


figure 3.46 : Implantation de la stabilisation de la dynamique interne

L'évolution temporelle des grandeurs  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  pour des transitions de la consigne  $I_{qref}$  et pour différentes valeurs de  $\delta$  est donnée aux figures 3.47 et 3.48.

Le caractère déstabilisant d'une valeur de  $\delta$  positive est validé à la figure 3.47, L'évolution de  $I_q$  pour  $\delta = 0,03$  est représenté : le système est stable pour  $I_{qref} = -1$ , mais franchit le domaine instable pour  $I_{qref} = 1$ . Dans ce cas, le lieu présente des pôles à partie réelle négative pour  $I_{qref} = -1$  et des pôles à partie réelle positives pour  $I_{qref} = 1$ .

La figure 3.48 donne les évolutions de  $I_q$ ,  $I_d$  et  $V_c$  pour  $\delta = -1$  et  $\delta = -5$

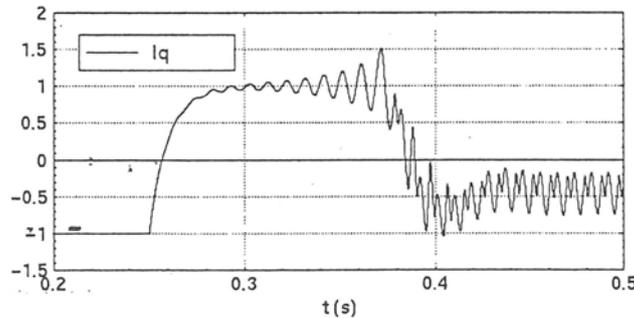


figure 3.47 : Réponse de  $I_q$  pour  $\delta$  positif ( $\delta = 0,03$ , MMG)

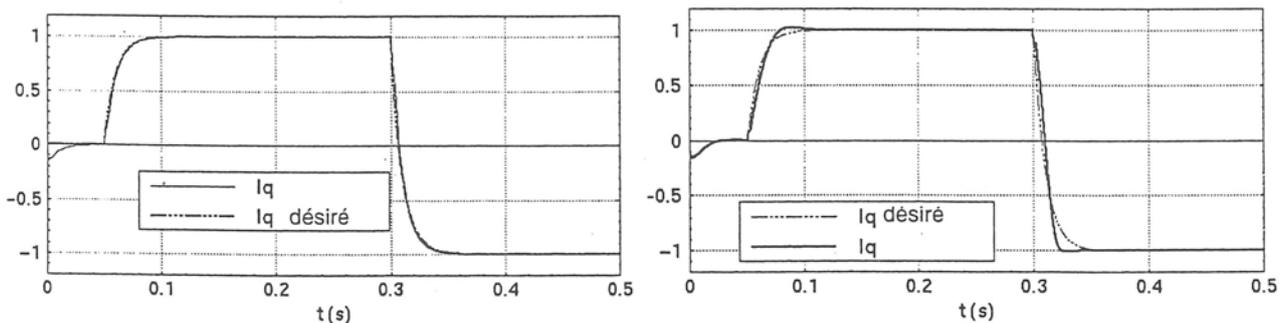


figure 3.48-a-b : Réponse de  $I_q$  à un échelon de  $I_{qref}$  pour  $\delta = -1$  et  $\delta = -5$  (MMG)

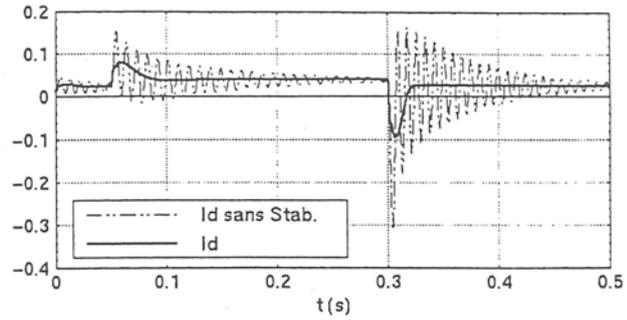
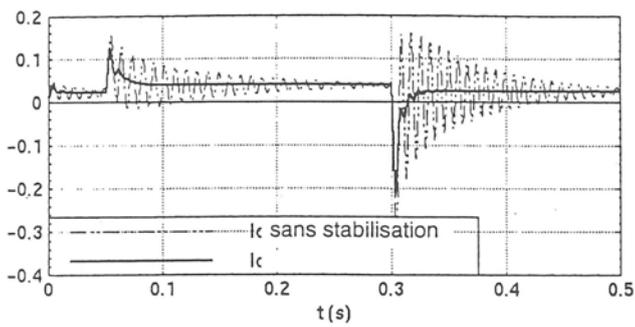


figure 3.48-c-d : Réponse de  $I_d$  à un échelon de  $I_{qref}$  pour  $\delta = -1$  et  $\delta = -5$  (MMG)

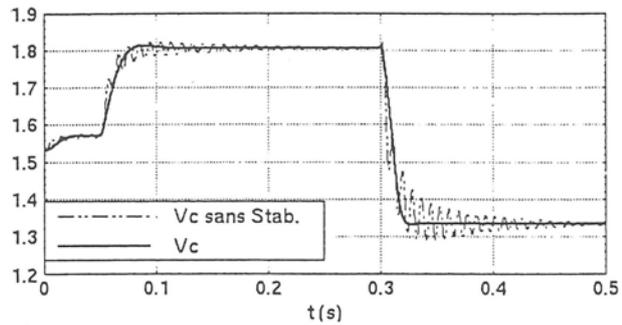
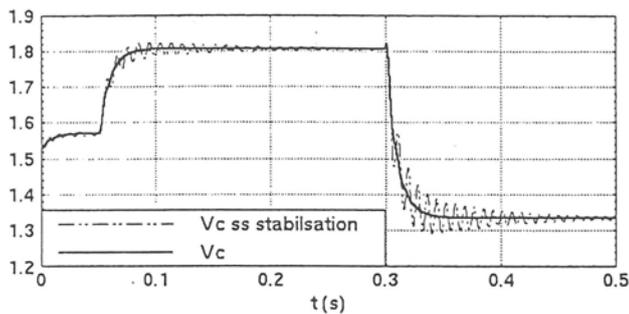


figure 3.48-e-f : Réponse de  $V_c$  à un échelon de  $I_{qref}$  pour  $\delta = -1$  et  $\delta = -5$  (MMG)

Ces courbes valident l'effet stabilisant de la dynamique interne. Une forte valeur de  $\delta$  ( $\delta = -5$ ) permet une bonne stabilisation de la dynamique interne mais la robustesse du système entrée-sortie du système linéarisé commence à être altérée. Pour les cas présentés, la valeur  $\delta = -1$  rend la dynamique souhaitée, donc une bonne linéarisation, avec une stabilisation intéressante de la dynamique de  $V_c$  et  $I_d$ .

Cette stabilisation a permis de faire un meilleur placement des pôles de notre dispositif en boucle fermée, et de mieux contrôler le comportement des grandeurs  $I_d$  et  $V_c$ .

### III.7.4. Effet des perturbations de E

L'influence d'une variation de la tension E sur le lieu des pôles est montrée à la figure 3.49, Le lieu est représenté sans la stabilisation de la dynamique interne, pour  $\lambda = 20$ .

Les variations de la tension E ne modifient pas le lieu des pôles, ce sont les points de fonctionnement qui glissent sur le lieu. Pour une diminution de E les points fuient le point  $I_{qref} = 0$ . Une augmentation de E produira l'effet inverse. Le même phénomène est constaté dans le cas de la stabilisation de la dynamique interne. On constate une instabilité pour une diminution de E de plus de 70%; pour  $E = 0,31$  pu le point  $I_{qref} = +1$  possède des pôles à partie réelle positive.

Les figures 3.50 donnent l'évolution des grandeurs pour des transitions de tension. La tension E subit une diminution de 20%, (de 1 à 0,8pu). On remarquera que la réponse à ce type de transition peut être variable sur les dynamiques internes, ceci est dû aux pôles du système évoluant en fonction du point de fonctionnement.

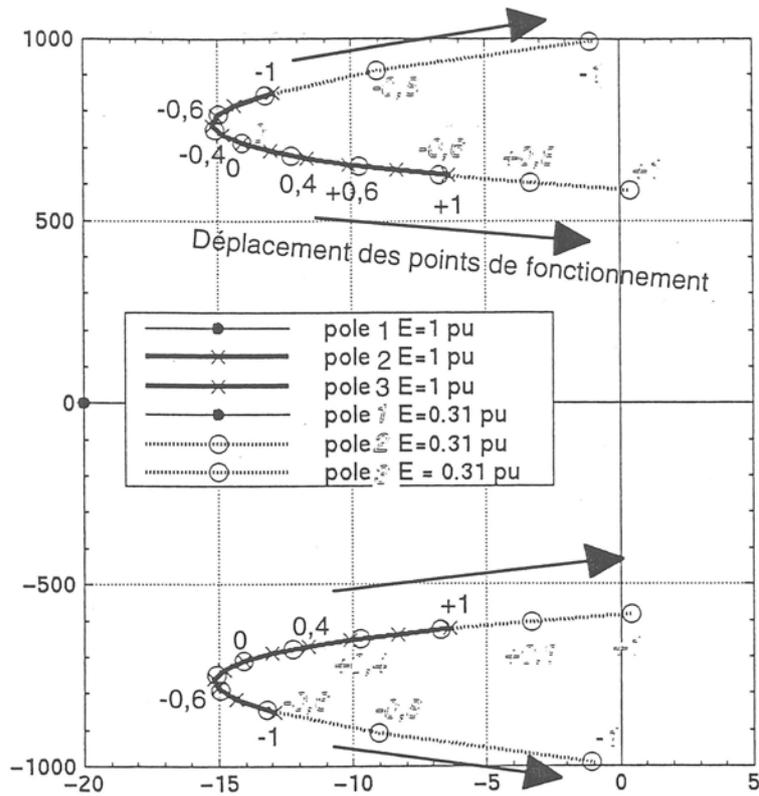


Figure 3.49 : Lieu des pôles pour une diminution de  $E$

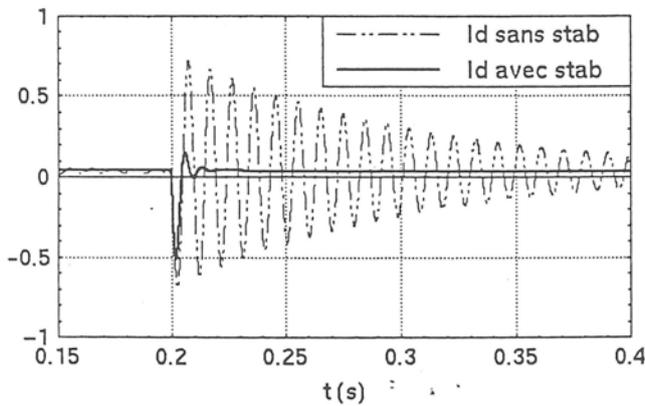


figure 3.50-a : Evolution de  $I_d$ ,  $\delta = -1$ ,  $I_{qref} = 1$

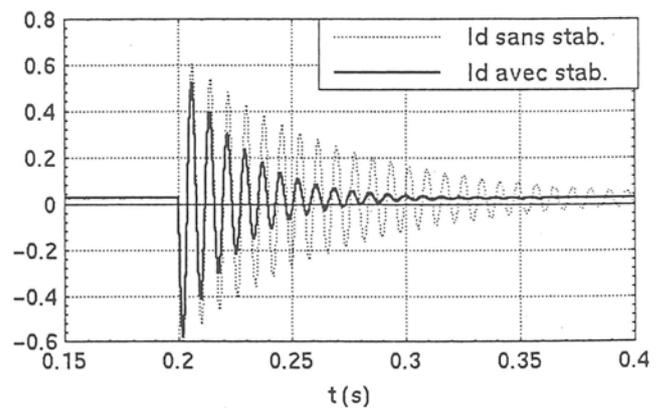


figure 3.50-b : Evolution de  $I_d$ ,  $\delta = -1$ ,  $I_{qref} = -1$

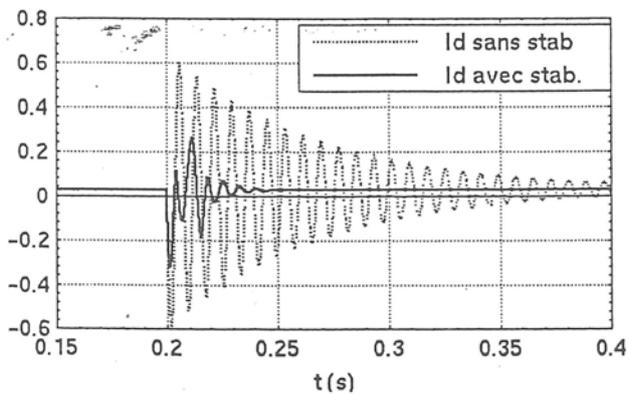


figure 3.50-c : Evolution de  $I_d$ ,  $\delta = -5$ ,  $I_{qref} = -1$

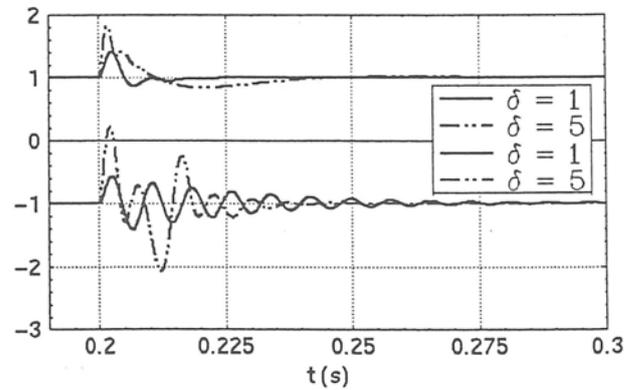


figure 3.50-d : Conséquence de la perturbation sur  $I_q$

On constate que pour  $\delta = 1$ , les dynamiques internes subissent une bonne stabilisation pour un point de fonctionnement correspondant à  $I_{qref} = 1$ . Pour  $I_{qref} = -1$ , les performances sont diminuées, une augmentation de  $\delta$  s'impose pour avoir des performances dynamiques des variables internes  $I_d$  et  $V_c$  sur toute la plage de fonctionnement. L'insensibilité de la variable  $I_q$  vis à vis d'une perturbation de  $E$  est alors compromise. La figure 3.50-d donne son comportement pour différentes valeurs de  $\delta$  et  $I_{qref}$ .

### III.7.5. Validation avec le modèle Topologique

La boucle de stabilisation est implantée pour le modèle topologique. La figure 3.51 donne le comportement temporel du courant  $I_q$  et de la dynamique interne  $V_c$ . On compare ainsi l'évolution du modèle MMG et le modèle topologique (grandeurs filtrées). Les essais sont donnés pour  $\delta = -1$  et une diminution de la grandeur  $E$  à  $t = 0,8s$ . Ces figures valident la stabilisation de la dynamique interne par le bouclage de  $\delta \cdot \frac{dI_d}{dt}$ . Le comportement dynamique des deux modèles est similaire, les différences sont une fois encore causées par les imperfections des filtres de mesure. On notera surtout les amplitudes similaires des pics après l'instant de transition.

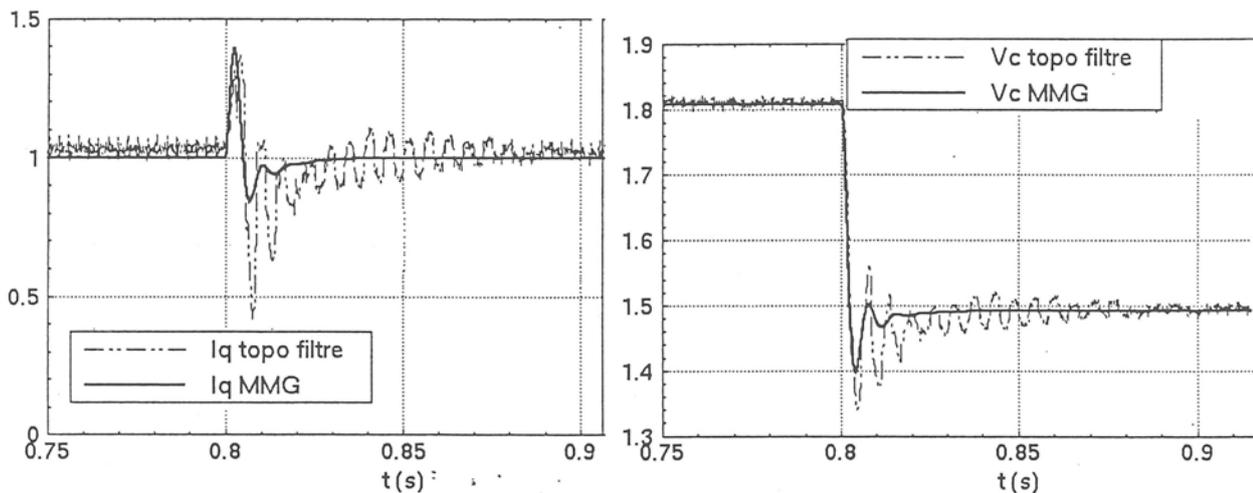


figure 3.51-a-b : Evolution de  $I_q$  et  $V_c$  topologiques pour  $\delta = -1$

### III.7.6. Stabilisation tenant compte de la dérivée seconde de $I_d$

Afin de tenir compte de la dérivée seconde de  $I_d$ , une fonction plus complexe peut être mise en place. Celle-ci donne deux paramètres de réglage supplémentaires  $\gamma$  et  $\tau$  (figure 3.52).

Une étude du lieu des pôles du système bouclé (non représenté) montre que cette fonction engendre un pôle supplémentaire ( $p = -\tau$ ). L'influence de  $\gamma$  sur le lieu des pôles est similaire à celui de  $\delta$  déjà étudié (figures 3.44 et 3.45).

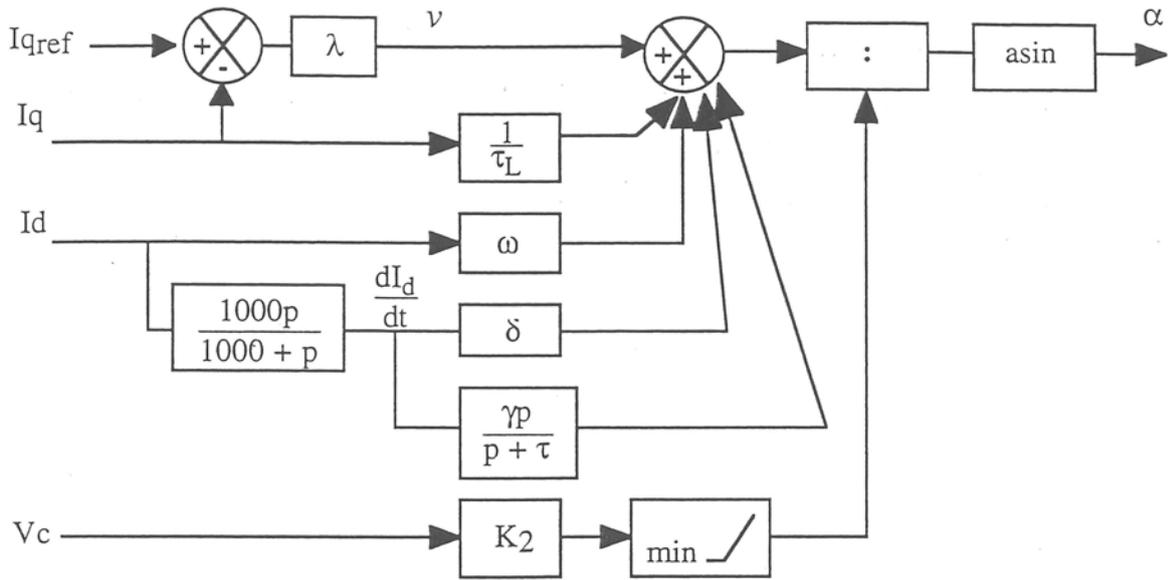


figure 3.52 : Stabilisation par une fonction de la dérivée seconde

L'effet du paramètre  $\tau$  permet d'accélérer la réponse du système pour des variations de la tension  $E$  (figure 3.53). Les essais ont été faits avec  $\delta = -5$  sans la fonction supplémentaire et  $\delta = -1$ ,  $\gamma = -5$  et  $\tau = 1000$ , pour avoir des situations comparables (même lieu). Le signal  $I_q$  reprend sa valeur d'équilibre légèrement plus rapidement et sa valeur maximale est plus faible. La dynamique interne présente des oscillations plus importantes.

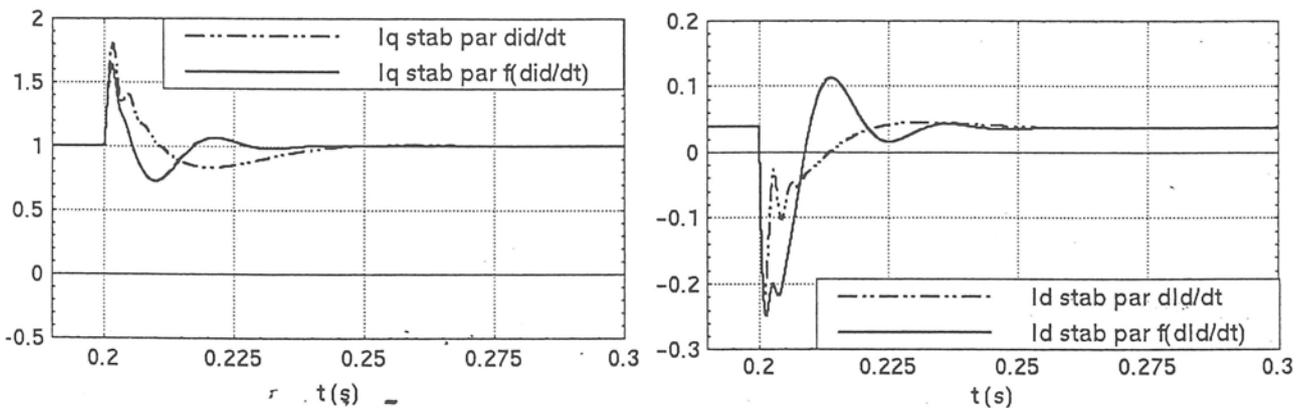


figure 3.53 : Evolution temporelle des variables  $I_q$  et  $I_d$  pour une perturbation de  $E$

### III.7.7. Conclusion sur la stabilisation

La mise en place de la linéarisation par bouclage permet de contrôler la dynamique de sortie  $I_q$  par rapport à une entrée  $I_{qref}$ . Ce type de contrôle est robuste du point de vue entrée-sortie, mais aussi vis-à-vis des variations de  $E$ . L'étude du lieu des pôles a mis en évidence que la plage de fonctionnement a été réduite, la linéarisation du système a été faite au détriment de cette dernière.

De plus, la dynamique interne du système est livrée à une évolution non contrôlée,  $I_d$  et  $V_c$  évoluent librement de sorte à avoir une compensation des non linéarités. La loi de commande a été modifiée de sorte à stabiliser les dynamiques internes  $I_d$  et  $V_c$ . Les pôles ont pu être contrôlés par un bouclage

d'une fonction de  $I_d$ , donnant la dérivée de  $I_d$ . Cette stabilisation dégrade les performances du dispositif vis-à-vis des perturbations, en effet le dispositif initialement insensible aux variations de  $E$  pour  $I_q$ , subit quelques altérations sans grandes conséquences.

Le choix du paramètre stabilisant  $\delta$  sera donc un compromis entre stabilité de la dynamique interne et la sensibilité de  $I_q$  aux perturbations. Une fonction permettant de mettre en jeu la dérivée seconde de la dynamique interne permet de diminuer légèrement cette sensibilité, l'effet des perturbations sera rejeté plus rapidement.

### III.8. Robustesse vis-à-vis des paramètres

La commande réalisée par linéarisation par bouclage décrite au §.III.3, permet d'avoir un système linéaire de la sortie vis-à-vis de l'entrée. La commande mise en place décrite en 3.20 est fonction des différents paramètres de l'onduleur. On s'intéressera dans cette partie à l'influence des erreurs sur les paramètres mis en jeu. On mettra ensuite en place une correction des paramètres après avoir estimé l'erreur commise sur ceux-ci. Afin de séparer les problèmes de dynamique interne des erreurs de paramètres, on fera les études qui suivent avec une linéarisation par bouclage simple.

#### III.8.1. Conséquence des erreurs de paramètres

La commande dite linéarisante développée plus haut nécessite de prendre en compte les valeurs des composants  $L_S$  et  $R_S$ . Les erreurs commises sur ces paramètres entraîneront des erreurs de linéarisation et altéreront la robustesse du système. On étudiera les influences de ces erreurs de paramètres de façon indépendante, la commande linéarisante étant associée à un correcteur proportionnel  $\lambda$ .

#### III.8.2. Erreur sur le paramètre $X_L$

Si une erreur est commise sur la réactance du dispositif  $X_L$ , la linéarisation sera effectuée avec le terme  $\beta X_L$ ,  $\beta$  étant le facteur d'erreur et  $X_L$  la valeur réelle de l'impédance. La loi de commande sera alors donnée par le relation (3.33) dans le cas d'un correcteur extérieur proportionnel.

$$I_q = \frac{1}{p + \beta\lambda} [\beta\lambda I_{qref} + (\beta-1) \omega Id] \quad (3.33)$$

On voit clairement qu'une erreur de dynamique sera alors obtenue lors du comportement transitoire de  $I_q$  mais aussi une erreur statique dépendante de la variable  $I_d$ . La figure 3.54 illustre la réponse à une consigne de  $I_{qref}$  évoluant de -1 à +1 pour une erreur de paramètre de  $X_L$  de 30% ( $\beta=0,7$ ). On remarque que le système devient alors sensible aux variations de perturbations de  $E$ , et présente une erreur statique.

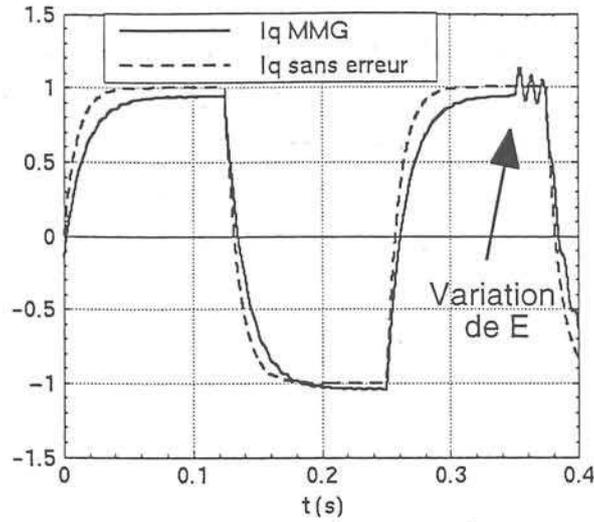


figure 3.54 : Evolution de  $I_q$  pour une erreur d'estimation de  $X_L$

### III.8.3. Erreur sur le paramètre $R_S$

On suppose que  $R_S$  est estimé à  $\mu R_S$ ,  $R_S$  étant la valeur réelle de la résistance série et  $\mu$  le coefficient de l'erreur. Dans le cas d'un correcteur proportionnel associé à la commande linéarisante, le système en boucle fermée aura la relation donnée en (3.34).

$$I_q = \frac{1}{p + \left(\frac{1}{\tau_L}(1-\mu) + \lambda\right)} I_{q_{ref}} \quad (3.34)$$

Dans ce cas le gain statique et la dynamique du système linéarisé ne dépendront que de la constante de temps du dispositif, de l'erreur sur  $R_S$  et de  $\lambda$ . La figure 3.54 donne la réponse à des transitions de  $I_{q_{ref}}$  pour une erreur de  $R_S$  de 30 % ( $\mu = 1,3$ ). Cette figure montre qu'une erreur sur le paramètre  $R_S$  n'a aucune influence sur  $I_q$ , lors d'une perturbation de  $E$ .

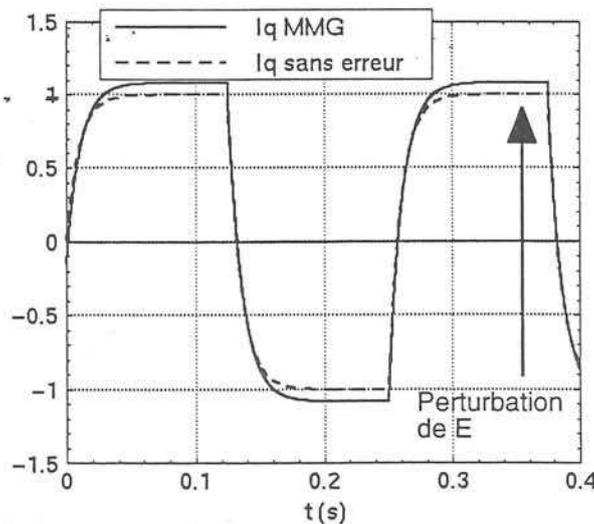


figure 3.55 : Evolution de  $I_q$  pour une erreur d'estimation de  $R_S$

### III.8.4. Estimation de paramètre

Connaissant les influences des paramètres, il est possible de mettre en place un estimateur de l'erreur afin de connaître  $\beta$  dans le cas d'une erreur sur  $X_L$ . On supposera pour cela qu'une seule erreur de paramètre est commise. La loi de commande en fonction de l'erreur d'estimation est donnée en (3.35).

$$\alpha = \text{asin} \left( \frac{\beta}{K_2 V_c} \left( \frac{I_q}{\beta \tau_L} + \omega I_d + \lambda (I_{qref} - I_q) \right) \right) \quad (3.35)$$

En intégrant cette expression dans l'équation donnant  $\frac{dI_q}{dt}$  (3.5), un estimateur de  $\beta$ , donnant  $\beta_{est}$  peut être mis en place, il est donné à l'équation (3.36) et sa réalisation peut être faite par le principe donné à la figure 3.56. La génération de  $\frac{dI_q}{dt}$  est estimée par une fonction de transfert du premier ordre.

$$\beta_{est} = \frac{\frac{dI_q}{dt} + \omega I_d}{v + \omega I_d} \quad (3.36)$$

$v$  est l'entrée du système linéarisé.

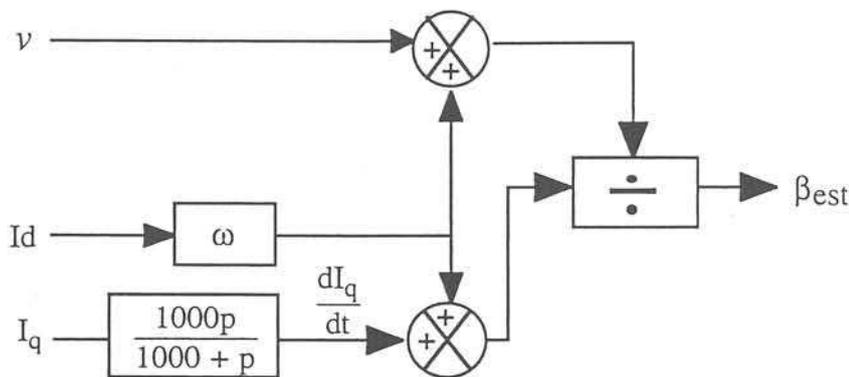


figure 3.56 : Schéma de principe de l'estimation de  $\beta_{est}$

Cet estimateur est implanté dans MATRIXx afin de vérifier sa validité. La figure 3.57 donne la valeur de  $\beta_{est}$  lors de transition de la référence  $I_{qref}$  et en tenant compte de la transition de la tension  $E$ . Compte tenu des variations de  $\beta_{est}$  dues à la division présente dans l'estimateur, la valeur  $\beta_{est}$  est filtrée par un filtre passe-bas afin d'obtenir une grandeur faiblement sensible aux fortes variations de  $I_{qref}$  et  $E$ . On utilisera un filtre passe-bas du deuxième ordre, sa fréquence de coupure est de 30 Hz

Les essais sont faits pour une erreur de 30 % sur le paramètre  $X_L$  soit  $\beta = 0,7$ . Les résultats exposés en 3.56 montrent que cet estimateur permet de restituer l'erreur commise sur le paramètre  $X_L$ . ceci pendant le régime permanent des variables, mais aussi pendant les régimes transitoires.

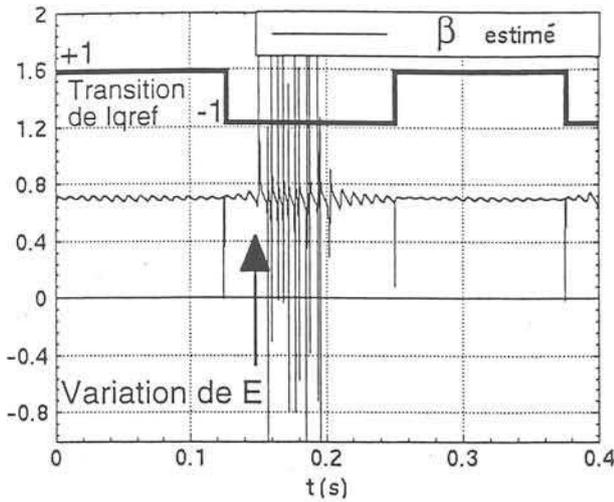


figure 3.57-a : Estimation de l'erreur  $\beta$

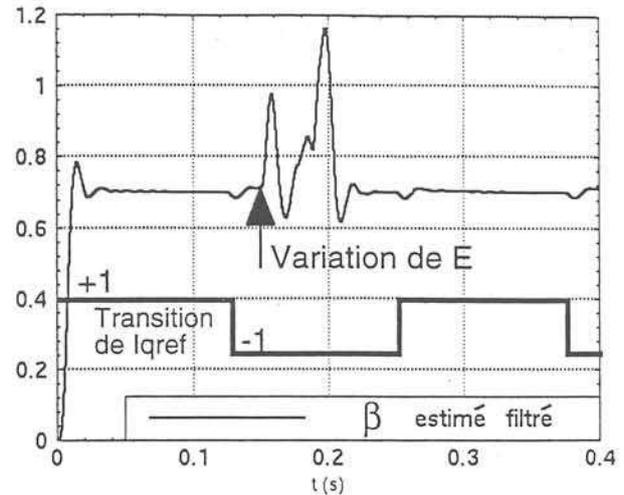


figure 3.57-b : Estimation de l'erreur  $\beta$  filtrée

### III.8.5. Correction de paramètre

#### III.8.5.1 Cas du paramètre $X_L$

Une fois le paramètre  $\beta$  estimé, il est envisageable d'utiliser cette grandeur pour corriger le paramètre  $X_L$  dans la loi de commande de linéarisation par bouclage. On cherchera alors à asservir le paramètre  $\beta$  en fonction de la connaissance du dispositif, c'est-à-dire, l'estimation  $\beta_{est}$ , de la valeur de  $\beta$  correspondant à une bonne estimation (c'est-à-dire sans erreur  $\beta=1$ ) et de l'erreur ( $I_{qref}-I_q$ ). Le schéma de principe est donné à la figure 3.58. Un correcteur proportionnel intégral est utilisé pour commander la valeur de  $\beta$ . Cette correction est appelée : correction de Type I.

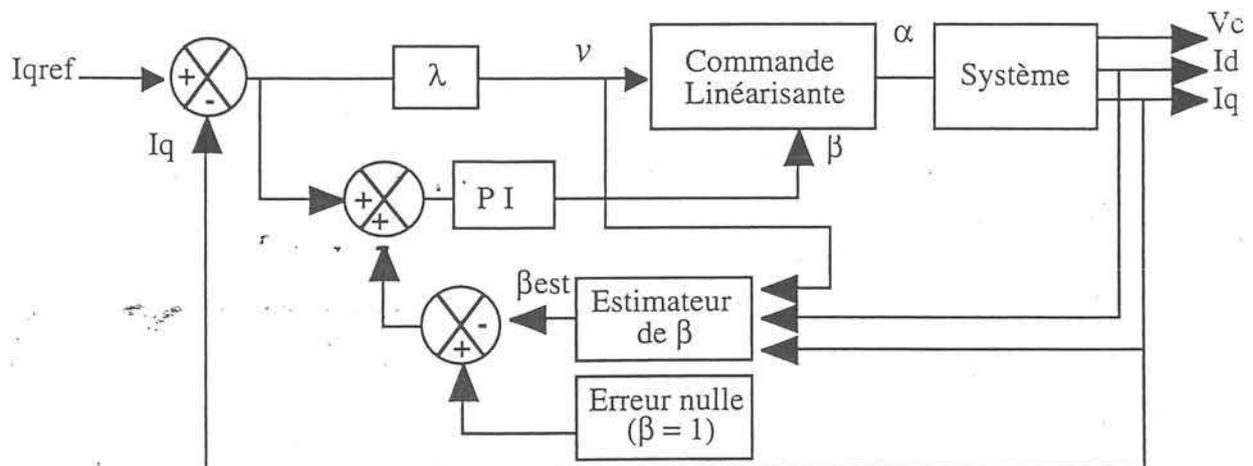


figure 3.58 : Principe de la correction de l'erreur de paramètre (Type I)

Les résultats de simulation sont donnés à la figure 3.59 et montrent que le contrôle de  $I_q$  se fait, la valeur de  $\beta$  pouvant être contrôlée. La valeur de  $\beta_{est}$  subit des modifications pendant les régimes transitoires dues aux variations de  $I_{qref}$  ou de  $E$ . Ceci a pour conséquence de modifier la dynamique du système. Le choix d'un correcteur PI lent ne fera pas évoluer fortement  $\beta$  pendant les régimes transitoires. Les grandeur du PI sont  $K_p = 0,1$  et  $K_i = 5$ .

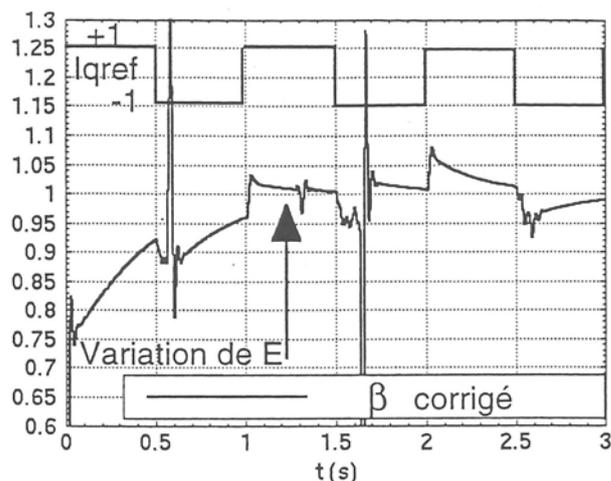


figure 3.59 : Evolution de la grandeur  $\beta$  contrôlée (Type I)

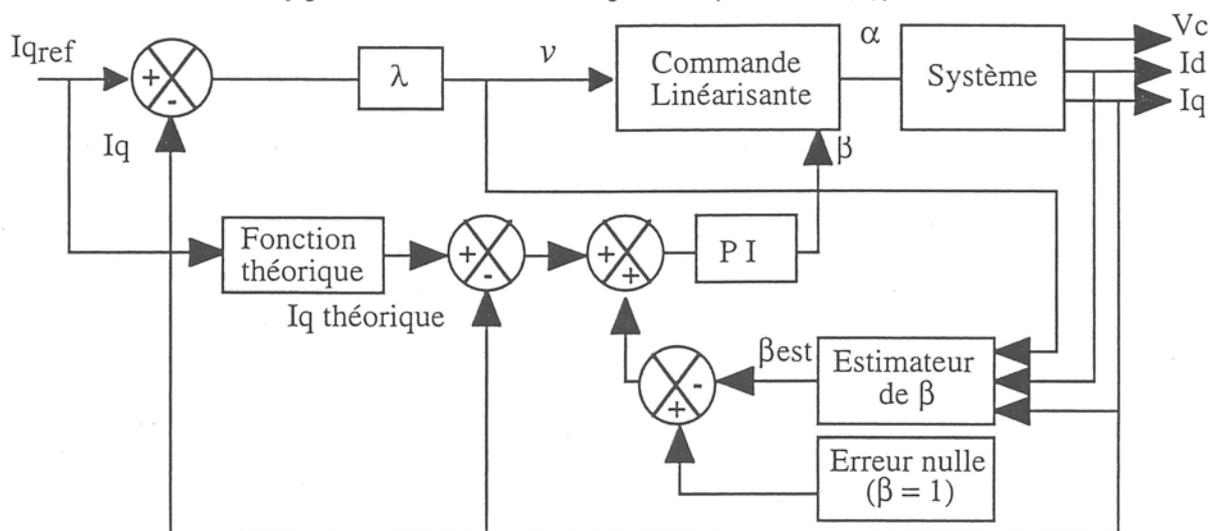


figure 3.60 : principe de la correction de l'erreur de Type II

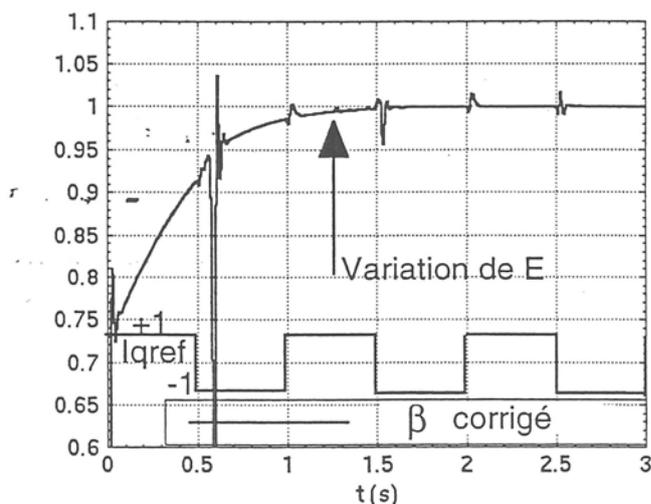


figure 3.61 : Correction de l'erreur (avec contrôle de Type II)

Afin d'améliorer la régulation du paramètre  $\beta$ , il suffit de comparer le signal d'erreur  $\beta_{est}$  et  $\beta_{sans\ erreur}$  avec le signal d'erreur entre  $I_q$  théorique et  $I_q$  réel (au lieu du signal d'erreur entre  $I_q$  et  $I_{qref}$ ).

Cela suppose de connaître la réponse souhaitée de  $I_q$  vis-à-vis de  $I_{qref}$ . Celle-ci sera reconstituée et la nouvelle correction de  $\beta$  est donnée à la figure 3.60. Cette correction est appelée Type II.

Les résultats de simulation donnés à la figure 3.61 montrent que ce type de correction permet d'estimer correctement le paramètre  $\beta$  aussi bien pendant le régime permanent que pendant les régimes transitoires de  $I_q$ . Les pics obtenus sur le signal sont dus à la division présente dans l'estimation. En effet les oscillations de la dynamique interne pendant les régimes transitoires prennent des valeurs proches de zéros.

### III.8.5.2 Cas du paramètre $R_s$

Un estimateur peut être mis en place afin d'obtenir l'erreur sur le paramètre  $R_s$ . Son expression est donné en (3.37).

$$\mu_{\text{est}} = \frac{\frac{1}{\tau_{\text{Lest}}} I_q + \frac{dI_q}{dt} - v}{\frac{1}{\tau_{\text{Lest}}} I_q} \quad (3.37)$$

L'implantation de cet estimateur est réalisé sur Matrix<sub>x</sub> et le contrôle du paramètre peut être de type I ou de Type II, selon le principe développé pour le paramètre  $\beta$ . La figure 3.62 donne le principe de régulation de la correction d'erreur sur  $R_s$ . Les résultats de simulation sont donnés en 3.63 pour les deux types de contrôle. Le correcteur PI prendra les valeurs  $K_p 0,1=$  et  $K_i = 3$ .

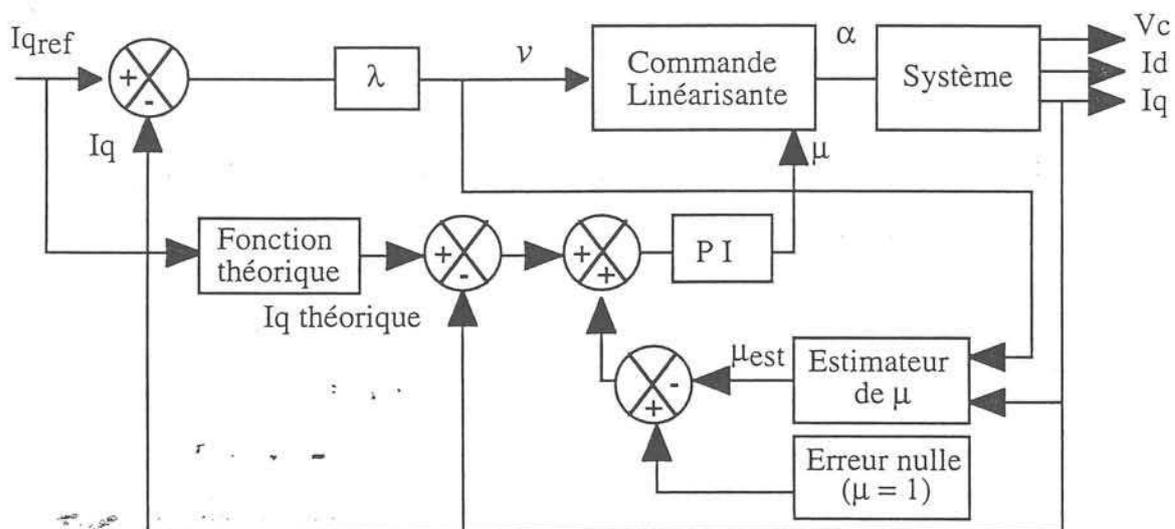


figure 3.62 : principe de la correction de l'erreur en tenant compte de la réponse théorique (Type II)

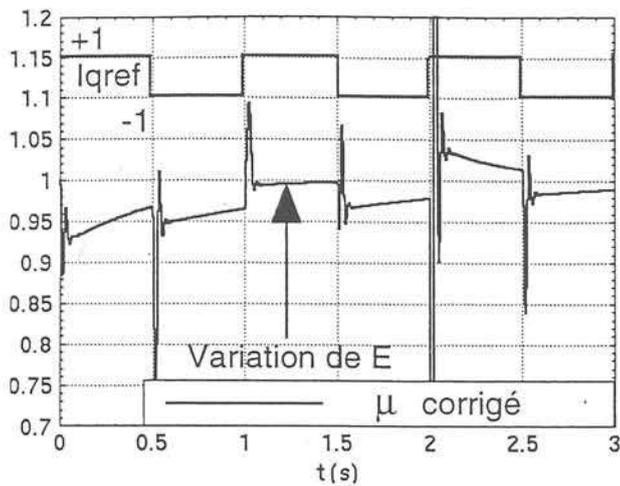


figure 3.63-a : Evolution de  $\mu_{est}$  correction de Type I

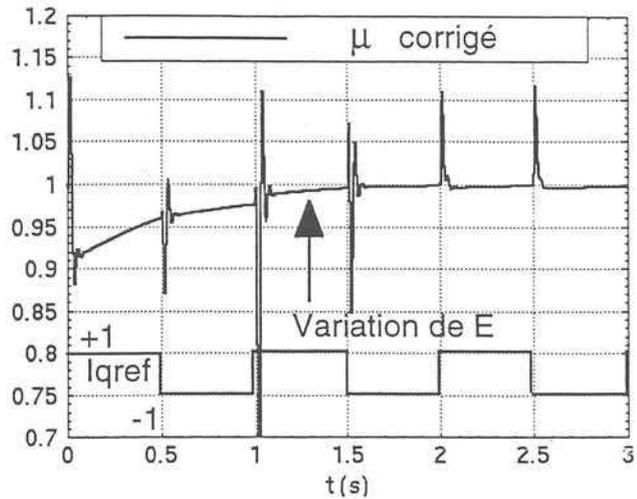


figure 3.63-a : Evolution de  $\mu_{est}$  correction de Type II

Ces résultats montrent la validité de cet estimateur. Comme pour la correction de l'erreur de  $\beta$ , le correcteur de Type II est mieux adapté. Ce type de correction est insensible aux variations de  $I_{qref}$  et de  $E$ .

### III.8.6. Conclusion sur l'estimation

Les résultats présentés montrent la possibilité de corriger une erreur d'estimation de paramètres nécessaire au calcul de la linéarisation par bouclage. Ces résultats ont été réalisés pour une seule erreur d'estimation, soit sur  $X_L$ , soit sur  $R_S$ . Il n'a pas été possible d'estimer simplement à la fois les erreurs commises sur les deux paramètres, le système linéarisé étant SISO (une entrée, une sortie). Lors de l'implantation de l'estimateur, un choix devra être fait entre l'un ou de l'autre paramètre. Il est alors intéressant d'obtenir le plus finement le paramètre inductif  $X_L$  et de contrôler l'erreur du paramètre résistif. En effet, le terme résistif est celui pouvant évoluer dans le temps, notamment avec la température due à l'échauffement des divers composants du STATCOM.

Le contrôleur de type II est mieux adapté pour une bonne estimation pendant les régimes transitoires.

### III.9. Conclusion

Nous avons pu mettre en évidence dans ce chapitre l'intérêt d'utiliser une commande non linéaire pour un dispositif lui aussi non linéaire, un correcteur classique pouvant se montrer insuffisant du point de vue de la robustesse.

Le principe de la linéarisation par bouclage a été implémenté avec un correcteur proportionnel afin d'avoir une réponse du premier ordre invariante avec le point de fonctionnement. L'importance du filtrage des grandeurs topologiques a été mise en évidence, le comportement dynamique du dispositif étant dépendant de son spectre fréquentiel. Les problèmes de stabilité de la dynamique interne de ce dispositif ont été abordés, notamment en fonction du point de fonctionnement et des perturbations. Sa stabilisation a été obtenue en prélevant une information relative à celle-ci.

Afin de corriger une erreur de paramètre pour une bonne linéarisation une estimation de paramètre a été mise en place.

Nous obtenons finalement un système robuste du point de vue entrée-sortie et de sa dynamique interne vis-à-vis

- du point de fonctionnement
- des erreurs de paramètres

Le système contrôlé de façon robuste peut maintenant être implémenté dans un contexte propre au STATCOM. Une fois la boucle externe de tension réalisée, le système et sa commande sont utilisés dans un réseau pour valider le fonctionnement du STATCOM et mettre en évidence l'effet du modèle et de sa commande dans le réseau.



## **Chapitre IV**

### **Insertion et Validation du modèle de STATCOM dans EUROSTAG**







## Chapitre IV

### *Insertion et Validation du modèle de STATCOM dans EUROSTAG*

#### **IV.1 Introduction**

L'étude du comportement des réseaux de transport a donné naissance à différents logiciels. Les premiers logiciels utilisés étaient des logiciels de répartition de charge permettant une étude statique de l'état du réseau. Des logiciels sont ensuite apparus afin de compléter la connaissance des réseaux de transport d'énergie et d'aborder leur comportement transitoire.

Afin de pouvoir effectuer ces études, des modèles de FACTS ont dû être pris en compte. Les modèles alors utilisés sont basés sur les modèles statiques, et ne prennent pas en compte les phénomènes des structures de ces FACTS (§II.1) mais uniquement leur rôle principal : ils sont basés sur leurs caractéristiques statiques.

On propose dans ce chapitre de réaliser un modèle dynamique de STATCOM en tenant compte de sa structure, mais aussi de sa loi de commande. A partir de la structure onduleur déjà étudiée et de la linéarisation par bouclage, un modèle de STATCOM sera mis au point et son fonctionnement de soutien de tension sera validé.

Ce modèle et sa commande seront ensuite implantés dans un logiciel dédié à l'étude dynamique de réseau. Le comportement dynamique du réseau sera étudié et l'apport des différents modèles seront mis en évidence.

#### **IV.2 Mise en place du STATCOM**

Afin de réaliser la fonction principale du STATCOM qui est le soutien de la tension à son noeud de connexion, une boucle de régulation de tension sera mise en place, et ce, pour obtenir la caractéristique statique désirée. Le fonctionnement sera validé dans un cas simple.

##### **IV.2.1 Réalisation de la boucle de tension**

La structure de l'onduleur du STATCOM est représentée au chapitre II par une modélisation moyenne généralisée. Ce modèle permet de respecter le comportement dynamique des différentes grandeurs de l'onduleur. L'étude du contrôle du courant réactif à été faite au chapitre III.

La caractéristique statique du STATCOM est donnée à la figure 4.1. Le courant réactif  $I_q$  en sortie du STATCOM est donné en fonction de la tension  $E$  au noeud de connexion.  $U_{ref}$  est la tension de

référence du réseau, c'est à dire la valeur nominale du réseau, pour laquelle le STATCOM n'échange pas d'énergie réactive avec le réseau.

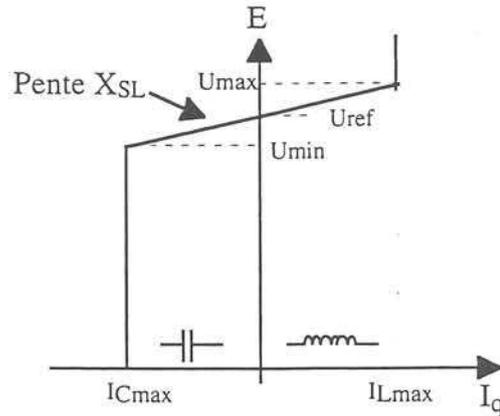


figure 4.1 : Caractéristique statique du STATCOM

La boucle de tension sera implantée selon la structure de la figure 4.2. La régulation est réalisée par un correcteur Proportionnel Intégral (PI).

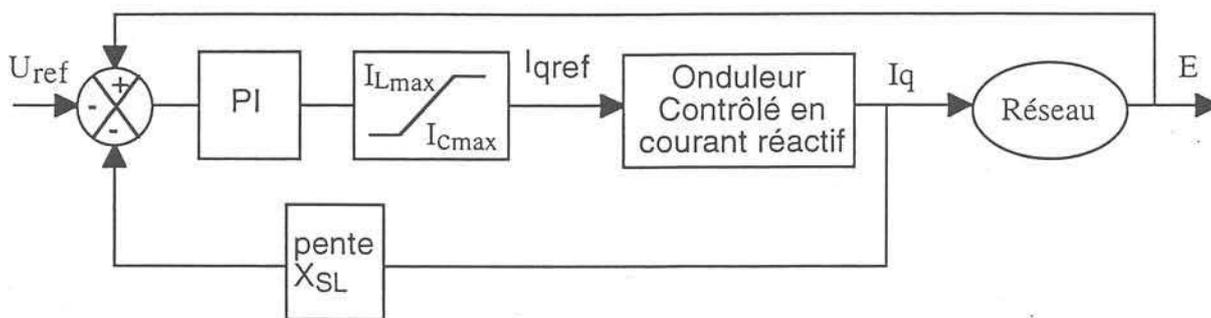


figure 4.2 : Mise en place de la boucle de tension

On remarquera que l'on asservit  $E - X_{SL}I_q$  à  $U_{ref}$  (et non  $E$  à  $U_{ref}$ ).

Comme le montre la figure 4.2, la réponse dynamique du dispositif dépendra à la fois du réglage du PI, de la boucle de courant réactif et de la réponse du réseau. Ce dernier facteur est inconnu puisque sa dynamique dépend de sa configuration. Le correcteur peut alors être calculé soit pour une configuration donnée du réseau, soit en considérant le réseau comme une source de puissance infinie.

On calculera le correcteur PI pour deux cas de boucle interne de courant réactif :

- la boucle de courant réactif est réalisée par la linéarisation par bouclage (§III)
- la boucle de courant réactif est réalisée par un correcteur PI.

Dans tous les cas de figure, le réseau est supposé de puissance infinie, la tension  $E$  n'est pas affectée par une variation de  $I_q$ . Cela revient à régler la réponse de  $I_q$  pour une variation de  $E$ . Cette manière de faire n'est certes pas réaliste, mais revient à considérer les constantes de temps du réseau très grandes devant celles du STATCOM.

#### IV.2.1.1 Boucle interne du courant réactif par PI

L'implantation de ce type de correcteur se fait par l'intermédiaire du modèle petits signaux (§ III.2.2). Dans un premier temps le correcteur de courant réactif est calculé, ensuite on implante la boucle de tension. Ces correcteurs seront calculés pour un point de fonctionnement correspondant à  $I_q = 0$ . Le réglage obtenu ne sera pas robuste et ne donnera pas les mêmes performances pour toute la plage de fonctionnement vu la non linéarité du système (§ III.2.2).

Le schéma petits signaux est alors donné à la figure 4.3.

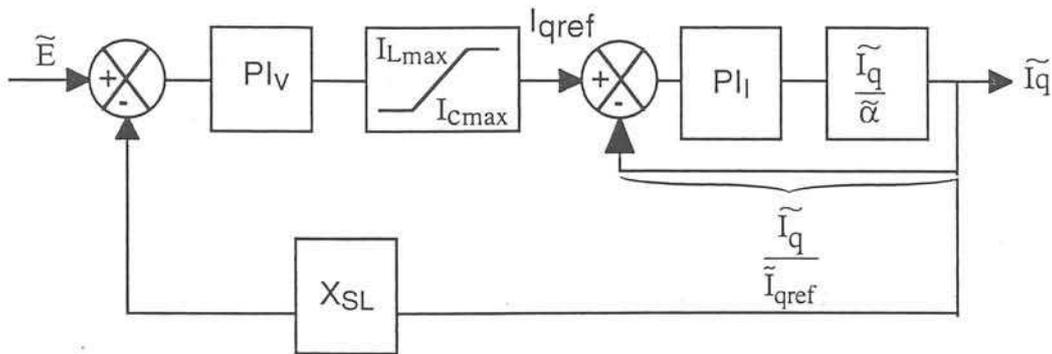


figure 4.3 : Schéma petits signaux du STATCOM

$PI_V$  est le correcteur de tension et  $PI_I$  le correcteur de courant réactif. Ce dernier est choisi de sorte à compenser les pôles dominant du transfert  $\frac{\tilde{I}_q}{\tilde{\alpha}}$ . Ses valeurs sont alors  $K_{PI} = 0,01$  et  $K_{II} = 20,55$ .

Le correcteur de tension est calculé afin de faire un placement des pôles du transfert  $\frac{\tilde{I}_q}{\tilde{E}}$ . Le système en boucle fermée aura un temps de réponse à 5% de  $I_q$  par rapport à  $E$  de 100ms et un facteur d'amortissement  $\xi$  de 0,7. Les composantes  $K_{pV}$  et  $K_{IV}$  du correcteur de tension prennent respectivement les valeurs 20 et 40.

Le modèle moyen généralisé associé à ces deux correcteurs sera appelé le modèle MMG-PI.

#### IV.2.1.2 Linéarisation par bouclage pour la boucle de courant réactif

Le contrôle du courant par linéarisation par bouclage permet d'avoir une fonction de transfert directe du dispositif ne dépendant pas du point de fonctionnement. Si la linéarisation par bouclage est associée à un correcteur proportionnel  $\lambda$ , le dispositif se réduit au schéma de principe donné par la figure 4.4. La réponse du système est uniquement dépendante des paramètres du correcteur de tension et du correcteur de courant  $\lambda$ . La fonction de transfert en boucle fermée est alors donnée par (4.1).

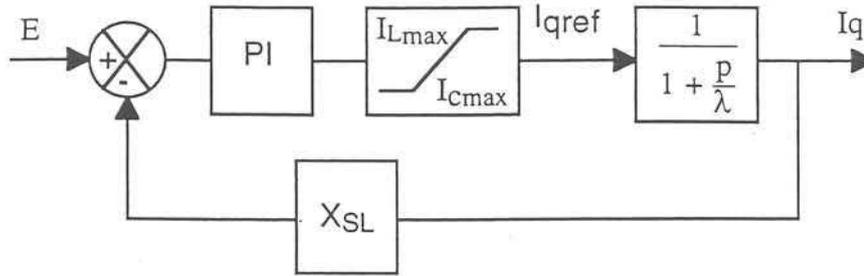


figure 4.4 : STATCOM avec linéarisation par bouclage

$$\frac{I_q}{E} = \frac{1}{X_{SL}} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\lambda} K_I'}{1 + \frac{1 + X_{SL} K_p'}{X_{SL} K_p' K_I'} p + \frac{p^2}{\lambda (X_{SL} K_p' K_I')}} \quad (4.1)$$

où :  $K_p' \left(1 + \frac{K_I'}{p}\right)$  est la fonction de transfert du correcteur PI de la boucle de tension.

La boucle de tension est calculée pour avoir un temps de réponse à 5% égal à 100 ms avec un facteur d'amortissement  $\xi$  de 0,7 (4.2). Après avoir choisi  $\lambda = 20$ , les coefficients du PI sont déterminées à partir de l'équation (4.3).

$$t_r(5\%) = 0,45 \frac{2\pi}{\omega_0} \quad \text{pour } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.2)$$

$$\omega_0^2 = \lambda \cdot X_{SL} K_p' K_I' \quad \text{et} \quad \xi = \frac{\sqrt{\lambda} (1 + X_{SL} K_p')}{2 \sqrt{X_{SL} K_p' K_I'}} \quad (4.3)$$

On a alors  $K_p' = 20$  et  $K_I' = 40$ .

Le modèle moyen généralisé associé à la linéarisation par bouclage sera appelé le modèle MMG-LIN. Le modèle moyen généralisé associé de la linéarisation par bouclage avec une stabilisation de la dynamique interne [PE-97.1] sera appelé MMG-LSTAB. Dans ce qui suit le paramètre stabilisant  $\delta$  prendra la valeur -2.

#### IV.2.2 Validation du fonctionnement sur un "mini réseau"

Les MMG-PI et MMG-LIN de STATCOM sont insérés sur un réseau simple sur MATRIXx. On pourra alors valider leur fonctionnement dans le cas du maintien de tension.

#### IV.2.2.1 Mise en place du modèle

Le réseau sommaire choisi pour une première validation est représenté à la figure 4.5 et est constitué d'un générateur, d'une ligne de transport, du STATCOM et d'une charge.

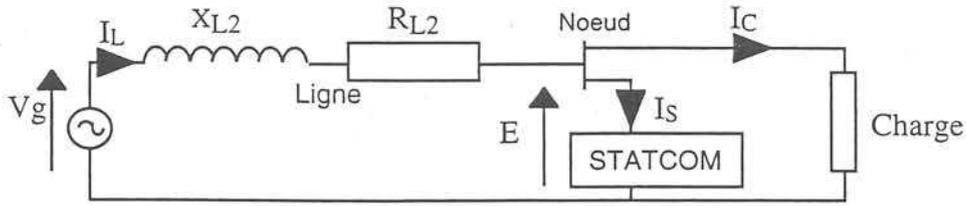


figure 4.5 : Représentation du réseau de validation

Le générateur est considéré parfait, sa tension est constante et sa puissance maximale infinie. La ligne est essentiellement inductive, on la représentera par une inductance  $L_2$  et une résistance  $R_{L2}$ . La charge consomme de la puissance active et sera représentée par une résistance. On s'intéressera au maintien de la tension  $E$  pour des appels de puissance de la charge.

Le schéma complet sera implanté dans le repère  $(dq)$ , sa référence est donnée par la tension  $V_g$ .

La mise en équation de la ligne est donné à l'équation (4.4)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{qL} \\ I_{dL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L2}\omega}{X_{L2}} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_{L2}\omega}{X_{L2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qL} \\ I_{dL} \end{bmatrix} - \frac{\omega}{X_{L2}} \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} + \frac{\omega}{X_{L2}} \begin{bmatrix} V_{gq} \\ V_{gd} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La référence des phases sera donnée par la tension  $V_g$ . La tension au nœud  $E$  évolue en fonction du temps et par conséquent ses composantes  $E_q$  et  $E_d$ . Or le courant  $I_q$  du MMG du STATCOM (§II.3.5) représente le courant réactif dans le référentiel donnée par la tension  $E$ . Un changement de repère doit alors être effectué. La figure 4.6 illustre le principe de la séparation des composantes active et réactive.

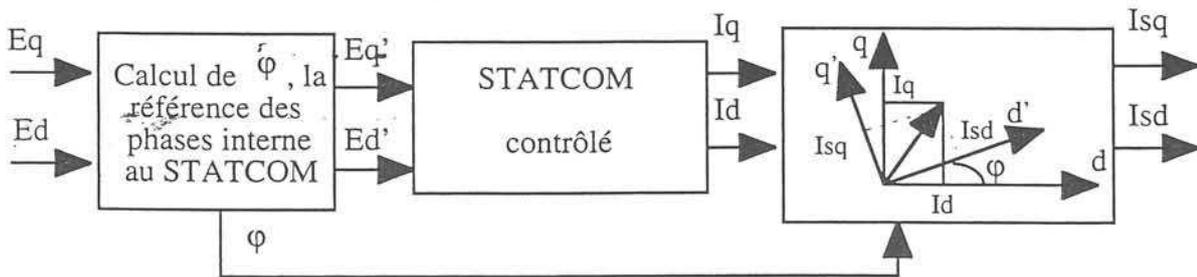


figure 4.6 : Séparation des composantes active et réactive

Les composantes  $E'_q$  et  $E'_d$  représentent les composantes de la tension  $E$  dans le repère propre au STATCOM, la grandeur  $\phi$  est le déphasage entre le repère référencé à  $V_g$  et celui référencé à  $E$ . Dans cette situation on a  $E'_q = 0$  et  $E'_d = E$ .

Les grandeurs  $I_q$  et  $I_d$  sont alors les courants actif et réactif du STATCOM. Les courants  $I_{sq}$  et  $I_{sd}$  sont les courants du STATCOM dans le repère référencé à  $V_g$ .

#### IV.2.2.2 Résultats de simulation

On étudiera le comportement transitoire de la tension  $E$  pour une variation de la puissance consommée par la charge. Une comparaison est faite pour une ligne seule et pour une ligne compensée par le STATCOM. On considérera les modèles de STATCOM MMG-PI, MMG-LIN et MMG-LSTAB. Le schéma de la figure 4.7 donne les conditions de l'essai.

Les grandeurs réduites (pu) sont référencées à la puissance maximale du STATCOM (80 MVAR).

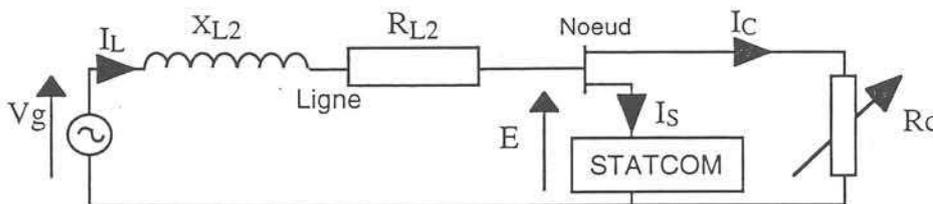


figure 4.7 : Condition de l'essai

où  $X_{L2} = 0,1$  pu,  $R_{L2} = 0,01$  pu,  $R_c$  initial = 1 pu,  $R_c$  final = 0,6 pu

La pente dans la zone de réglage  $X_{SL}$  est de 5%.

La figure 4.8-a donne le comportement de la tension  $E$  pour un appel de puissance. Elle compare la tension  $E$  pour une ligne seule et pour une ligne compensée par le STATCOM MMG-PI.

La figure 4.8-b montre l'évolution du courant réactif du STATCOM MMG-PI permettant cette compensation.

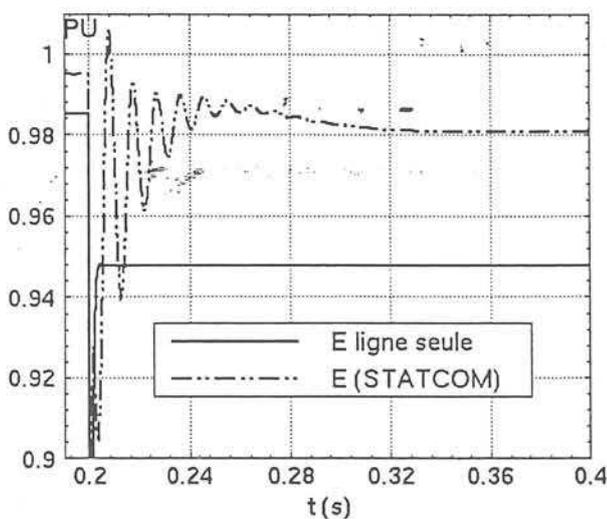


figure 4.8-a : Tension  $E$  avec et sans compensation MMG-PI

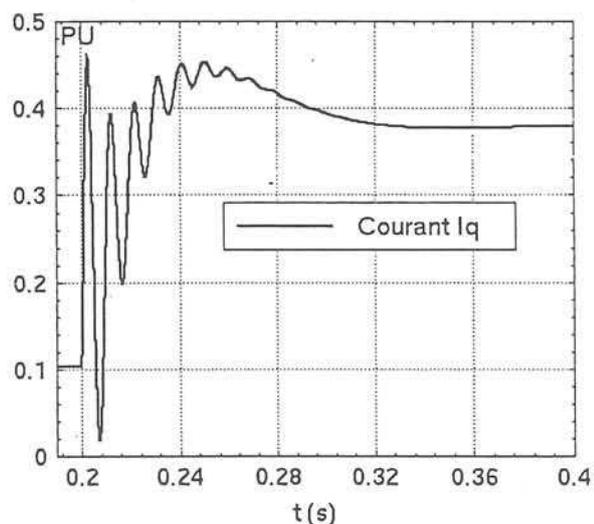


figure 4.8-b : Courant  $I_q$  dans le STATCOM MMG-PI

La figure 4.9-a compare l'évolution de la tension au noeud E dans le cas de la ligne seule et le cas de la ligne compensée par le STATCOM MMG-LIN. La figure 4.9-b donne l'évolution du courant réactif correspondant à cette compensation.

La figure 4.9-c et 4.9-d donne l'évolution de la tension E et du courant réactif Iq dans le STATCOM MMG-LSTAB.

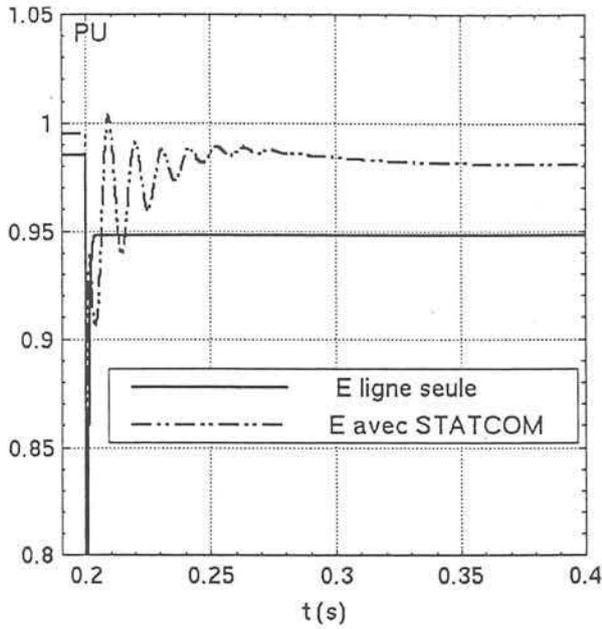


figure 4.9-a : Tension E avec et sans compensation MMG-LIN

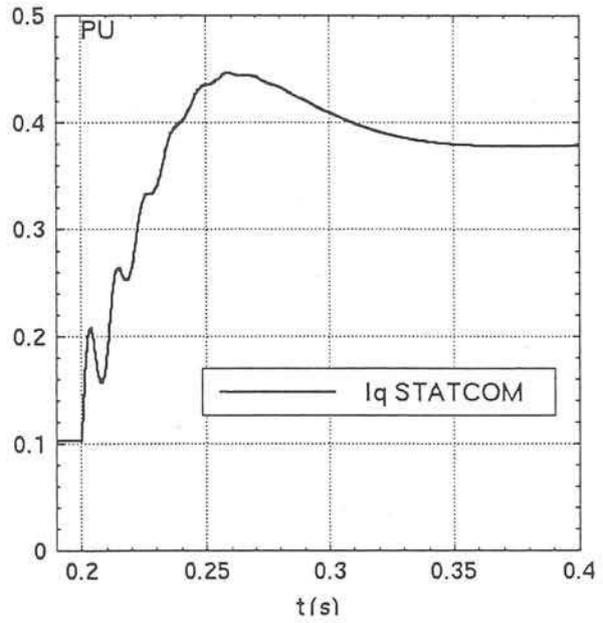


figure 4.9-b : Courant réactif Iq MMG-LIN

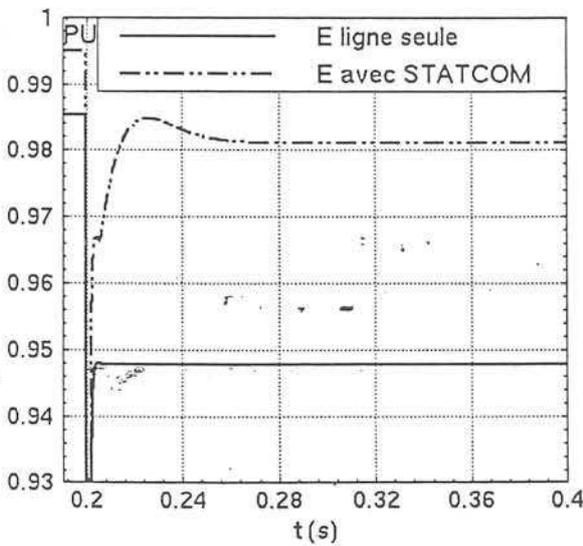


figure 4.10-a : Tension E avec et sans compensation MMG-LSTAB

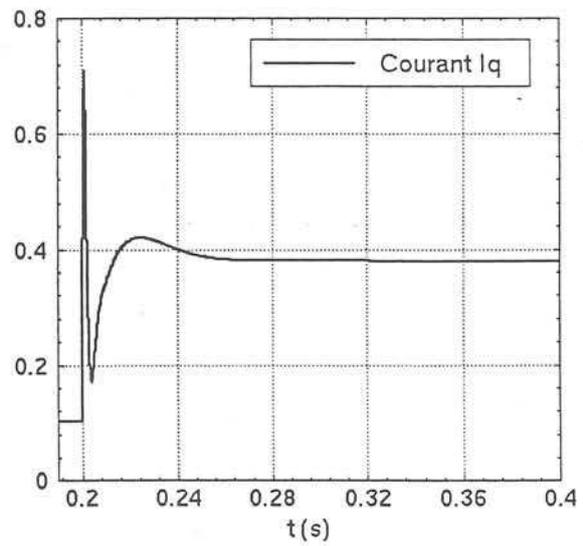


figure 4.10-b : Courant réactif Iq MMG-LSTAB

### IV.2.3 Conclusion

Le STATCOM réalise correctement sa fonction de soutien de tension. La tension est relevée de 0,95 à 0,98 pu en comparant avec la même ligne sans compensation.

Les essais ont été réalisés avec différentes boucles de tension :

- régulateur PI (MMG-PI),
- linéarisation par bouclage (MMG-LIN),
- linéarisation par bouclage avec stabilisation de la dynamique interne (MMG-LSTAB).

On remarque que l'évolution de la tension  $E$  est plus intéressante avec la linéarisation par bouclage qu'avec un correcteur PI, car elle présente moins d'oscillations. De plus l'effet de la stabilisation interne se répercute favorablement sur le temps de réponse et l'allure de la tension  $E$  et le courant réactif  $I_q$ .

## IV.3 Insertion du modèle et de sa commande dans EUROSTAG

Le fonctionnement du STATCOM ayant été validé au §IV.2, le modèle de STATCOM est inséré dans le logiciel d'étude dynamique de réseau EUROSTAG [PE-97.2]. Une fois le logiciel présenté, le comportement du modèle sera validé avec le comportement connu dans un cas simple. Le comportement transitoire des grandeurs (tension, puissance, courants) sera comparé pour les différents modèles de STATCOM. On mettra en évidence l'intérêt du modèle moyen généralisé, et de l'intégration de sa commande en opposition avec le modèle statique de STATCOM.

### IV.3.1 Présentation du logiciel EUROSTAG

Les étroites collaborations entre le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et Electricité de France ont nécessité l'acquisition du logiciel EUROSTAG [EU-95] pour les études du comportement des réseaux. Cet outil informatique fait partie de la famille des logiciels d'étude de comportement dynamique de réseau.

Si des logiciels comme EMTP et MORGAT permettent l'étude des régimes transitoires des réseaux, leur champs d'application ne peut s'étendre aux échelles de temps des grands réseaux.

Dans la terminologie que l'on adopte, on entend par transitoire les phénomènes électromagnétiques rapides et de commutations dues aux convertisseurs de l'électronique de puissance. Le terme dynamique est dédié aux phénomènes d'oscillation à l'échelle supérieure (oscillation en fréquence, transitoires lents).

La prise en compte de tous ces phénomènes pour l'étude de la dynamique du réseau conduirait rapidement à une inflation importante du temps de calcul et de la capacité de stockage. Pour illustrer ceci, EMTP permet l'insertion de modèle topologique de convertisseur mais les études se limiteraient à de faibles échelles de temps et à des réseaux sommaires.

En revanche, si EUROSTAG permet la simulation de grands réseaux grâce à sa méthode d'intégration à pas de calcul variable, on ne peut lui associer des modèles trop fins de convertisseurs. Le modèle moyen généralisé nous paraît un bon compromis entre la prise en compte des phénomènes transitoires rapides et l'étude dynamique des réseaux.

Une comparaison des différents outils de simulation dynamique de réseau a été faite par la CIGRE [CI-95] et classe EUROSTAG parmi les meilleurs outils de simulations dynamiques actuellement disponibles sur le marché.

#### IV.3.2 Mise en forme du STATCOM pour EUROSTAG

Le logiciel EUROSTAG permet la simulation temporelle de réseaux. La représentation du réseau est unifilaire et les tensions sont triphasées et équilibrées. Toutes les grandeurs sont données dans le système "per unit" décrit au §III.1 et sont définies par tensions composées efficaces et les courants efficaces. Deux représentations sont possibles :

- vectorielle,
- complexe.

Les éléments du réseau sont décrits sous forme de macro-blocs. Les grandeurs d'interconnexion avec le réseau se font avec des injecteurs, ceux-ci peuvent être de différents types :

- injecteurs B,G : ils décrivent l'admittance du dispositif sous la forme conductance et susceptance ( $G + jB$ )
- injecteurs Y, phi : ils décrivent le module et la phase de l'admittance équivalente du dispositif.
- injecteurs I, phi : ils décrivent la valeur efficace et la phase du courant dans l'injecteur
- injecteurs  $I_R$  et  $I_I$  : ils décrivent le courant sous la forme parties réelle et imaginaire

Le modèle moyen du convertisseur élaboré au §II3.5 décrit les grandeurs crêtes des tensions et des courants. Vu les exigences du logiciel EUROSTAG, le modèle de l'onduleur sera adapté de manière à décrire les grandeurs efficaces.

Le système d'état décrivant le convertisseur donné en (3.5) devient alors l'équation (4.5).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_L} & -\omega & K_2 \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \alpha \\ \omega & -\frac{1}{\tau_L} & -K_2 \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \alpha \\ -K_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \alpha & K_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \alpha & -\frac{1}{\tau_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_3 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (4.5)$$

$$\text{où } \frac{R_S^* \omega}{X_L} = \frac{1}{\tau_L}; \frac{X_C \omega}{R} = \frac{1}{\tau_C}; \frac{|(u_1)_1|}{X_L} = K_2; K_3 = \frac{\omega}{X_L}, \frac{3 |(u_1)_1|}{2} X_C \omega = K_1,$$

Le dispositif décrit est le même, mais sa forme est différente par les contraintes des grandeurs utilisées. Dans le repère (dq), référencé au noeud de connexion du STATCOM, le vecteur tension E se décompose de sorte que  $E_d = E$  et  $E_q = 0$ .

Le STATCOM sera implanté avec les injecteurs  $I_R$  et  $I_I$ , cette solution entraîne un changement de repère, la construction de ce dernier est donnée à la figure 4.11.

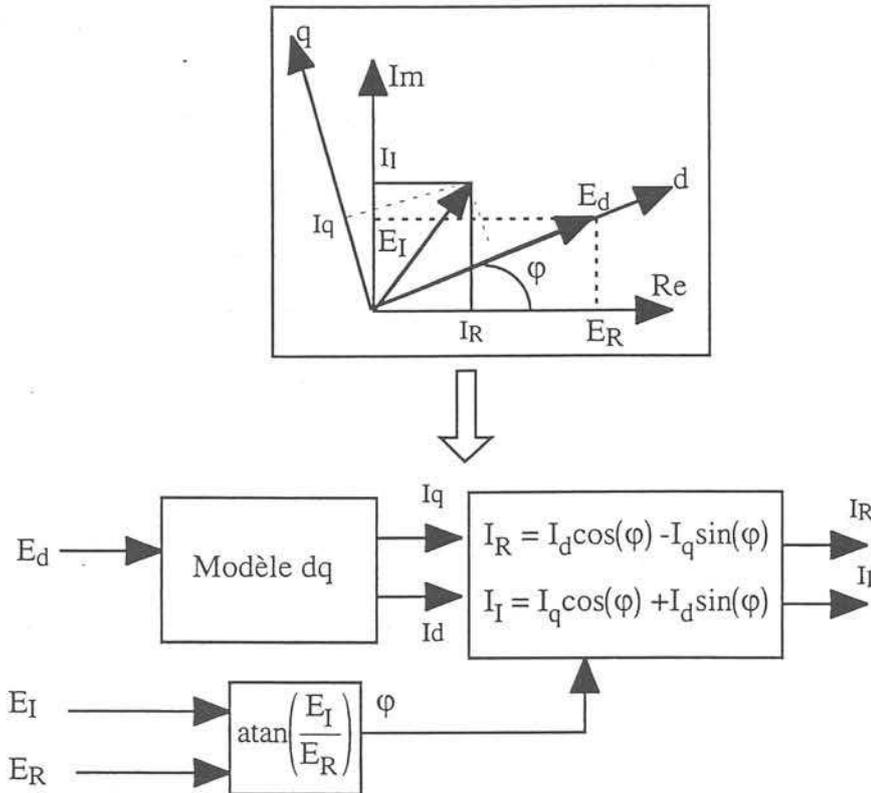


figure 4.11 : Injecteurs de courant

La modification de l'équation d'état et le calcul des courants des injecteurs permettent d'insérer le modèle de la structure dans EUROSTAG. Le régulateur interne du courant réactif peut être réalisé avec le correcteur de notre choix, celui-ci pouvant être ce type classique ou non linéaire. L'implantation de la linéarisation par bouclage sera faite avec les précautions nécessaires dues au fait de l'utilisation de valeurs efficaces.

Pour des raisons de convergence, la description du modèle de STATCOM doit être associée à un schéma d'initialisation. Toutes les grandeurs doivent être à l'état d'équilibre lors du début de simulation, aussi bien les variables d'état du convertisseur que les grandeurs de commande du dispositif. Ce schéma ne sera pas présenté.

### IV.3.3 Concordanance des modèles sur MATRIXx et EUROSTAG

Le modèle mis en forme pour EUROSTAG, son comportement sera validé avec les modèles MMG-PI et MMG-LIN sous MATRIXx. On étudiera le comportement de la tension E au noeud de connexion du STATCOM. Des différences seront mises en évidence à cause de phénomènes non pris en compte par EUROSTAG. Afin de vérifier la validité du modèle de STATCOM et de sa commande, la même

situation sera implantée sur EUROSTAG, et enfin nous mettrons en évidence les problèmes inhérents à la simplification des modèles de lignes sur ce dernier.

#### IV.3.3.1 Comparaison avec des lignes dynamiques

On comparera les modèles sous EUROSTAG et MATRIXx pour le réseau test donné à la figure 4.7. Le modèle de ligne utilisé pour cette situation est donné en (4.4).

La figure 4.12 et 4.13 donnent respectivement la réponse de la tension  $E$  à un échelon de charge (1 à 6 pu) pour le modèle MMG-PI implanté sur MATRIXx et celui implanté sur EUROSTAG. Le comportement du courant réactif du STATCOM est donné par les figures 4.14 et 4.15

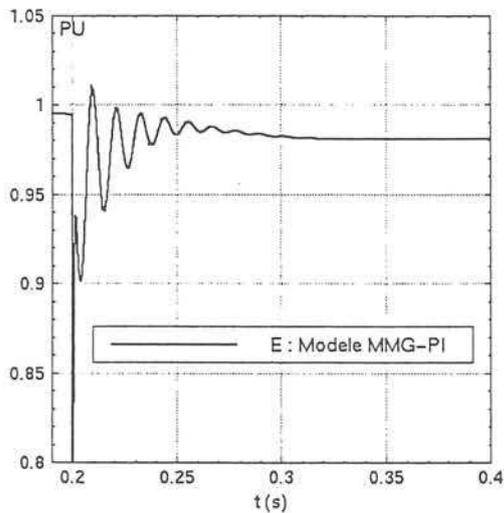


figure 4.12 : Réponse de  $E$  sur MATRIXx MMG-PI

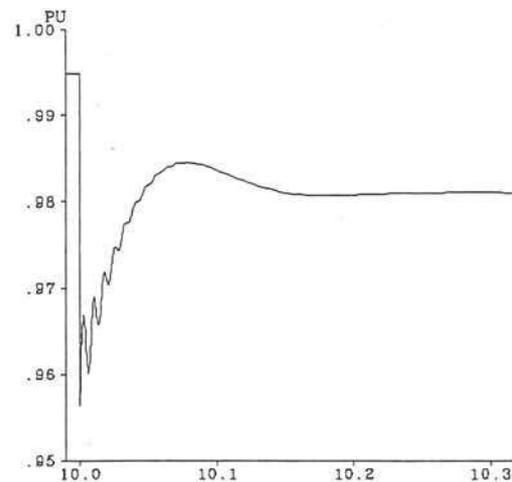


figure 4.13 : Réponse de  $E$  sur EUROSTAG MMG-PI

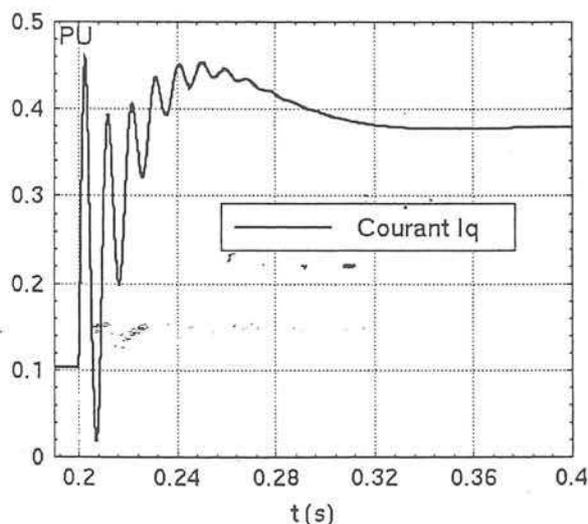


figure 4.14 : Réponse de  $I_q$  sur MATRIXx MMG-PI

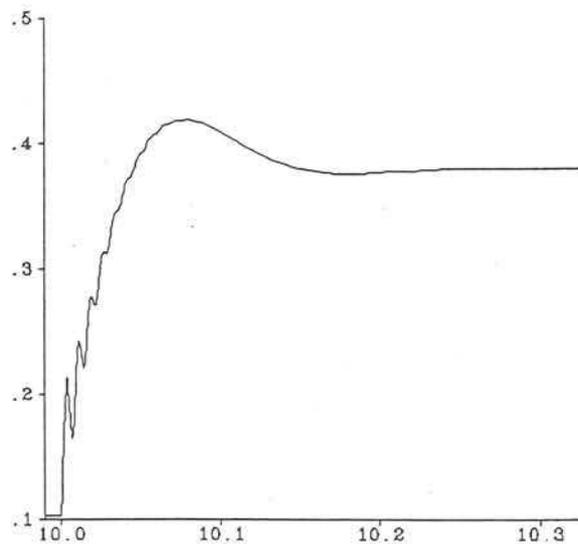


figure 4.15 : Réponse de  $I_q$  sur EUROSTAG MMG-PI

Les mêmes grandeurs sont comparées pour le STATCOM MMG-LIN aux figures 4.16 à 4.19. Le comportement des deux modèles est sensiblement différent. L'allure générale des courbes donnée par les simulations sur EUROSTAG et sur MATRIXx est identique mais des oscillations supplémentaires sont présentes sur les simulations données par MATRIXx. Ces oscillations sont les

conséquences de la description des lignes du réseau donné par (4.2). En effet le modèle de ligne décrit par EUROSTAG ne prend pas en compte leur dynamique. Elles sont considérées comme des impédances.

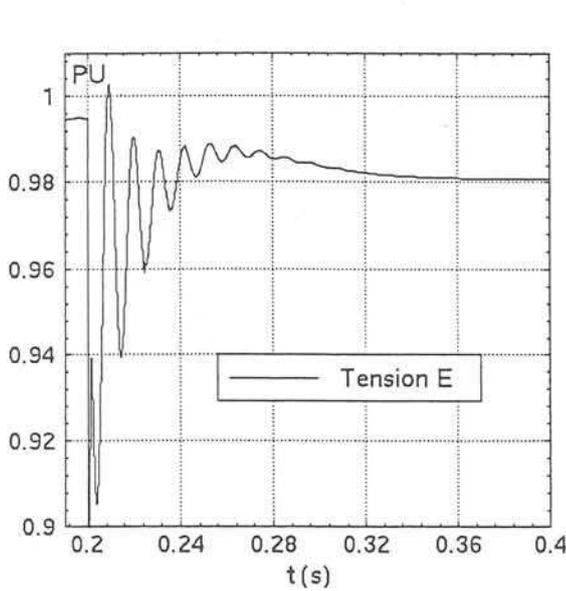


figure 4.16 : Réponse de E avec MATRIXx

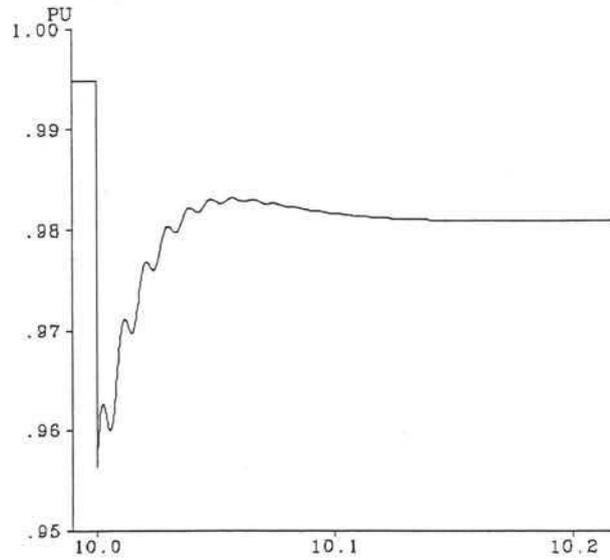


figure 4.17 : Réponse de E avec EUROSTAG

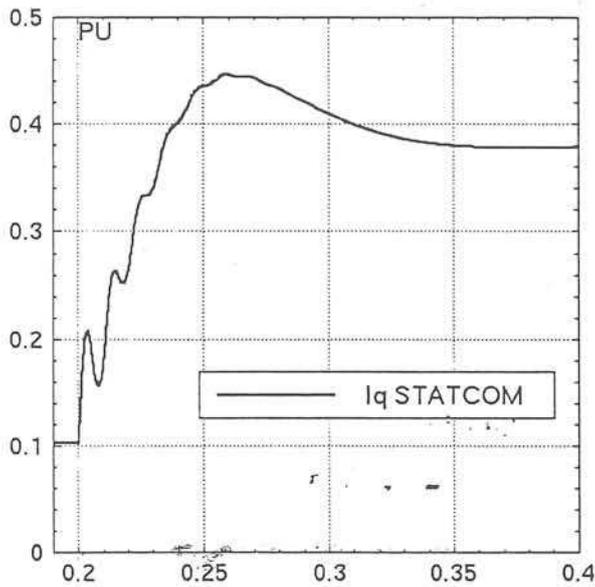


figure 4.18 : Réponse de Iq avec MATRIXx

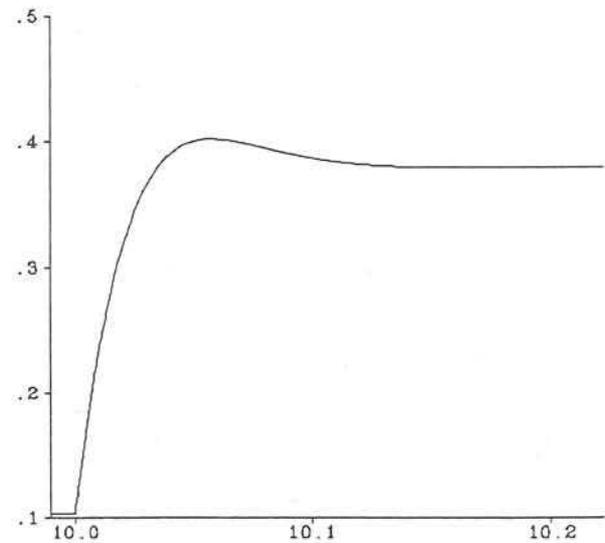


figure 4.19 : Réponse de Iq avec EUROSTAG

### IV.3.3.2 Comparaison avec des lignes impédantes.

#### IV.3.3.2.1 Descriptions des modèles de lignes

La représentation de la ligne décrite par MATRIXx dans le repère (dq) est donné par la figure 4.20, cela revient à avoir une ligne triphasée décrite sous la forme complexe avec un terme dynamique  $\frac{X_L}{\omega}$  (figure 4.21).

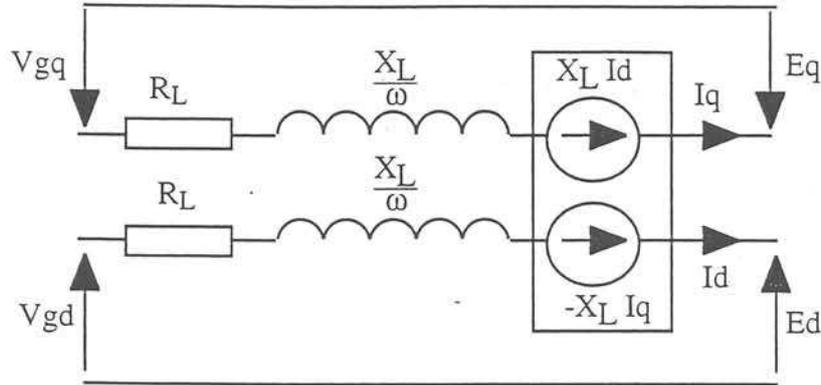


figure 4.20 : Ligne dynamique dans le repère (dq)

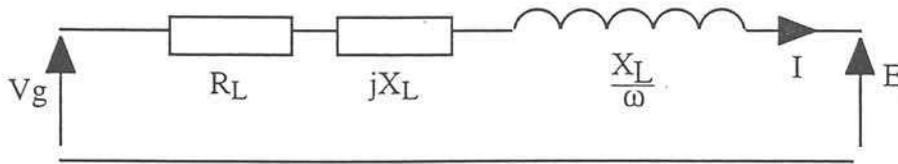


figure 4.21 : Ligne dynamique complexe

EUROSTAG décrit un modèle de ligne que l'on peut qualifier d'impédant, sans tenir compte du terme dynamique (figure 4.22).

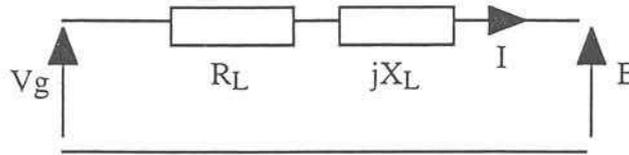


figure 4.22 : Ligne impédante complexe

Afin d'avoir une base de comparaison viable entre EUROSTAG et MATRIXx, nous devons utiliser des modèles de simulation identiques. On implantera alors une ligne impédante dans MATRIXx. Toutefois il est nécessaire de recourir à un artifice de représentation afin d'implanter la représentation impédante dans MATRIXx, en effet ce logiciel pose des problèmes de calcul liés à des boucles algébriques. A cet effet nous rajoutons un aspect dynamique non significatif  $\epsilon$  pour éluder ce problème. Ce modèle de ligne est représenté à la figure 4.23. Cette ligne sera qualifiée de "quasi-impédante" et sa description mathématique est donnée en (4.4).

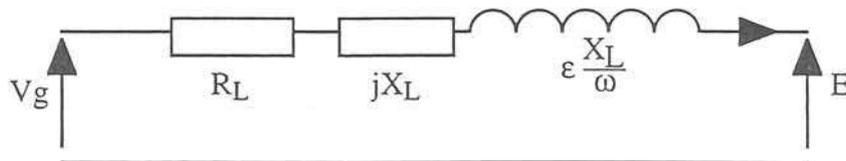


figure 4.23 : Représentation de la ligne quasi-impédante triphasée

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{qL} \\ I_{dL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L2}\omega}{\epsilon X_{L2}} & -\frac{\omega}{\epsilon} \\ \frac{\omega}{\epsilon} & -\frac{R_{L2}\omega}{\epsilon X_{L2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qL} \\ I_{dL} \end{bmatrix} - \frac{\omega}{\epsilon X_{L2}} \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} + \frac{\omega}{\epsilon X_{L2}} \begin{bmatrix} V_{gq} \\ V_{gd} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

#### IV.3.3.2.2 Résultats de simulation

Les figures 4.24 et 4.25 donnent respectivement l'évolution de la tension E pour le modèle MMG-PI implanté sur MATRIXx avec une ligne quasi impédante et sur EUROSTAG. Les courants réactifs sont donnés aux figures 4.26 et 4.27. Les simulations des lignes quasi impédantes sont faites avec  $\varepsilon = 0,01$ .

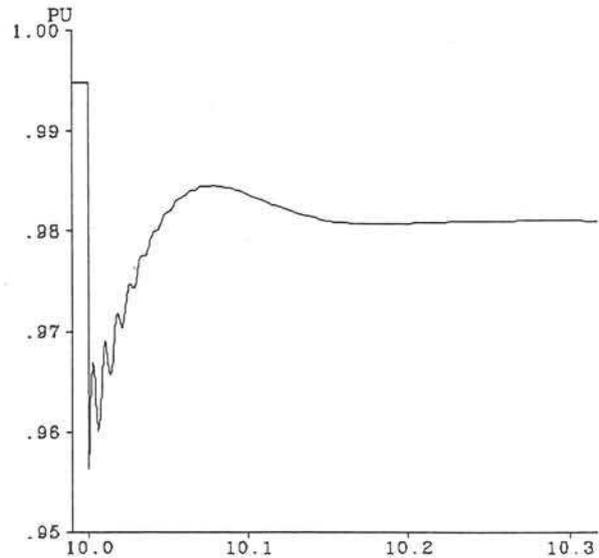
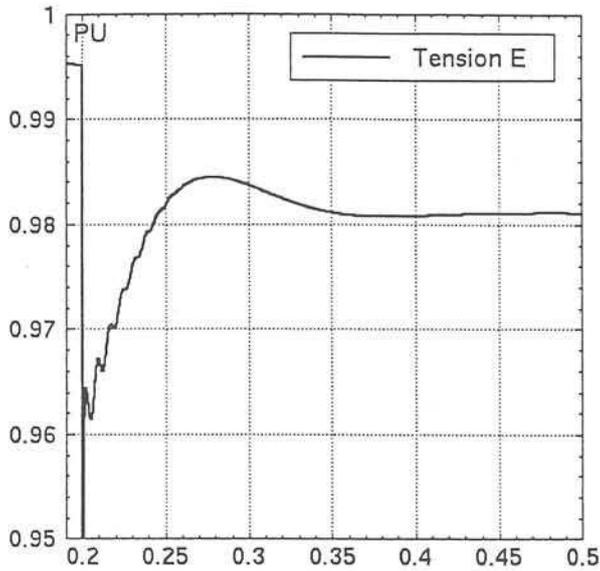


figure 4.24 : Réponse de Iq sur MATRIXx avec une ligne quasi impédante figure 4.25 : Réponse de Iq sur EUROSTAG

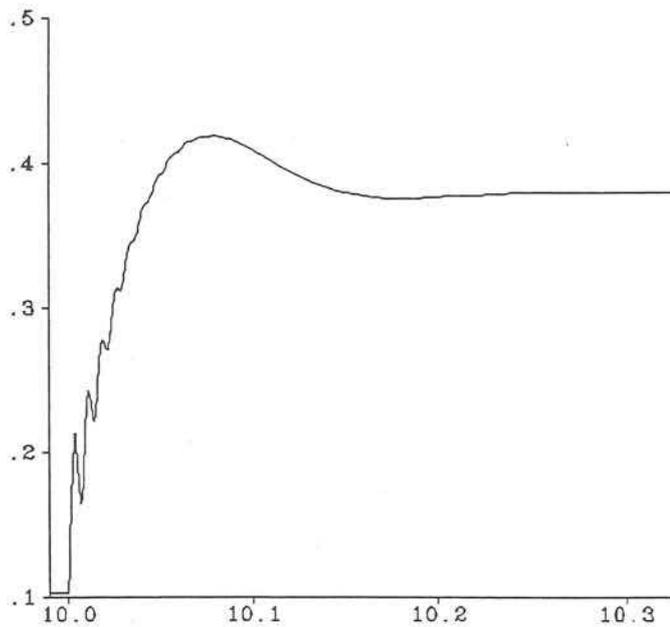
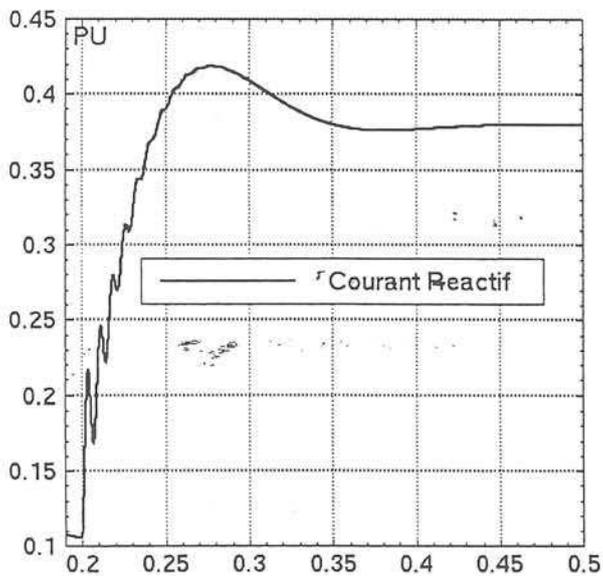


figure 4.26 : Réponse de Iq sur MATRIXx avec une ligne quasi impédante MMG-PI

figure 4.27 : Réponse de Iq sur EUROSTAG MMG-PI

Afin de valider le comportement des différentes variables d'état, les figures 4.28 à 4.35 donnent le comportement de toutes les grandeurs E, Iq, Id, Vc pour le modèle MMG-LIN pour des simulations sur MATRIXx et EUROSTAG.

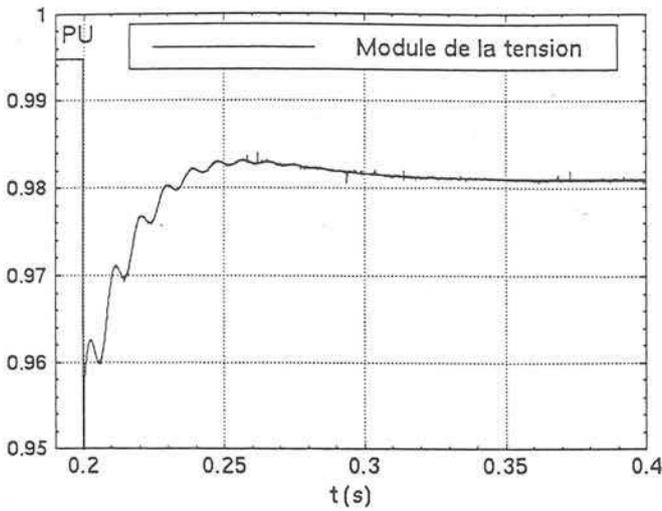


figure 4.28 : Réponse de E sur MATRIXx MMG-LIN

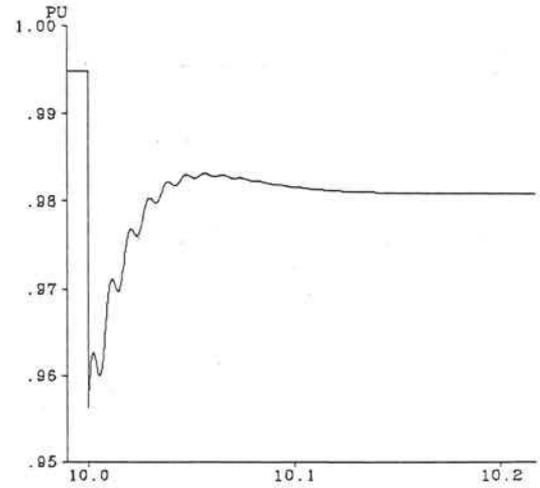


figure 4.29 : Réponse de E sur EUROSTAG MMG-LIN

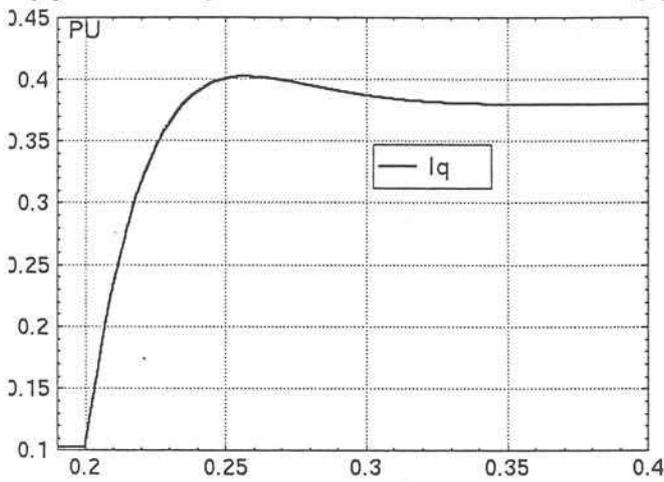


figure 4.30 : Réponse de Iq sur MATRIXx MMG-LIN

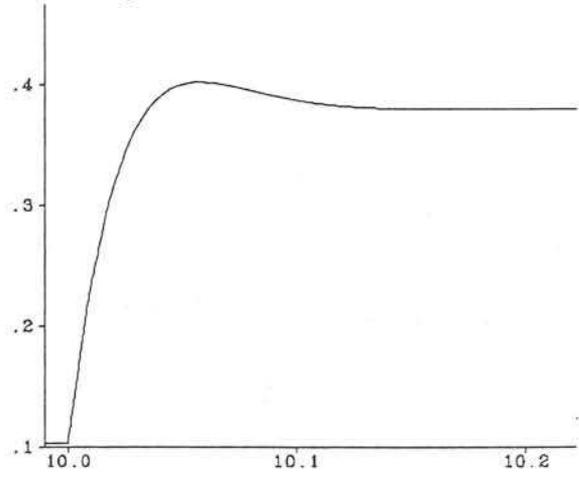


figure 4.31 : Réponse de Iq sur EUROSTAG MMG-LIN

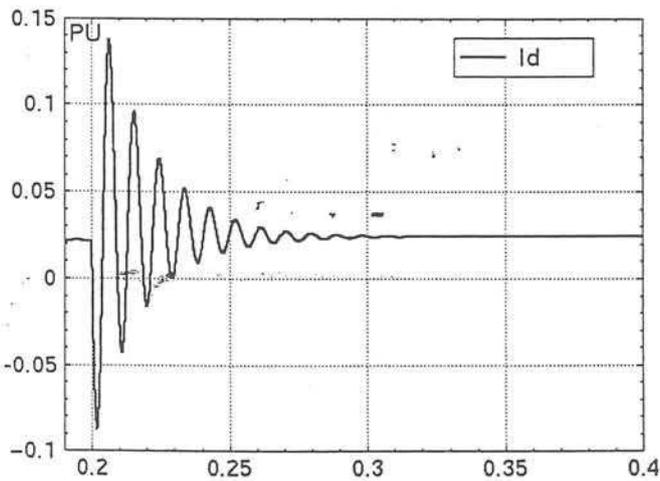


figure 4.32 : Réponse de Id sur MATRIXx MMG-LIN

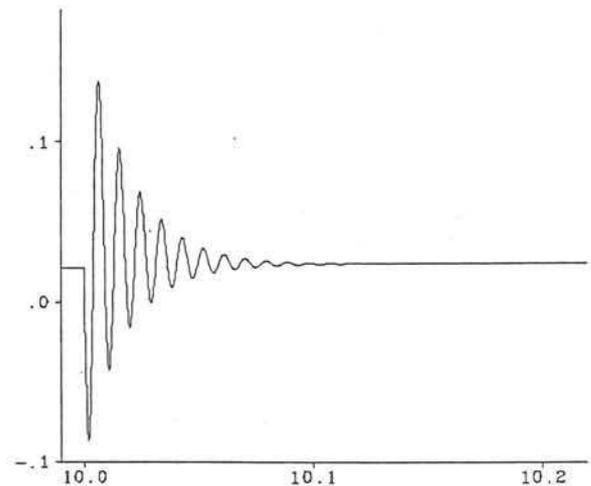


figure 4.33 : Réponse de Id sur EUROSTAG MMG-LIN

On remarquera que dans tous les cas de figure, les comportements coïncident parfaitement, ce qui valide notre démarche. Le fonctionnement du STATCOM dans EUROSTAG décrit alors le comportement des différentes grandeurs en fonction de la commande utilisée.

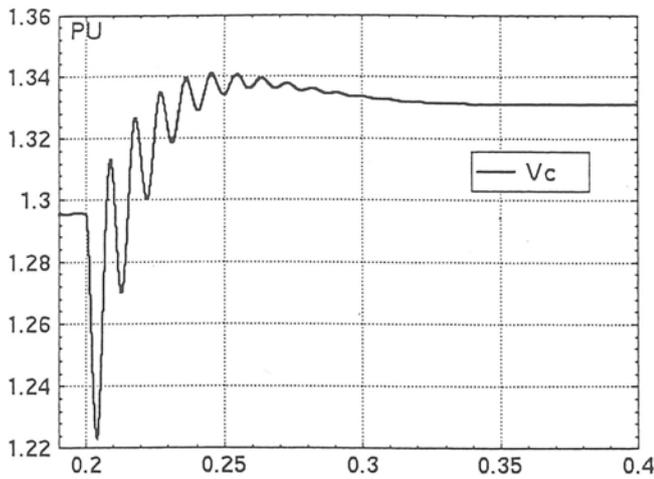


figure 4.34 : Réponse de Vc sur MATRIXx MMG-LIN

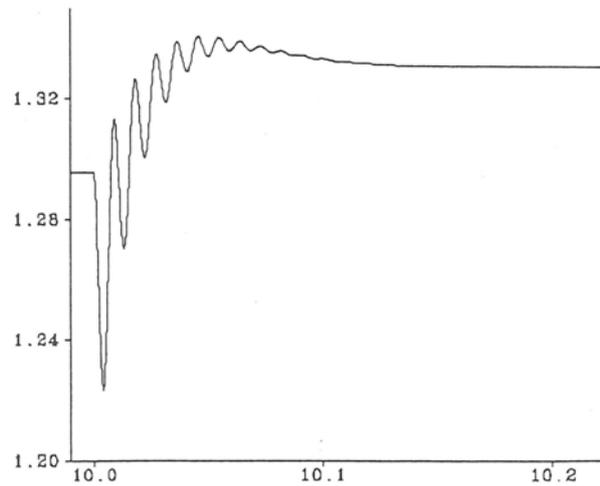


figure 4.35 : Réponse de Vc sur EUROSTAG MMG-LIN

#### IV.3.3.2.3 Inconvénient des lignes impédantes sur EUROSTAG

Il a été vu au § IV.3.3.1 que les lignes implantées dans EUROSTAG sont considérées comme des impédances entre les divers éléments du réseau (Machines, FACTS charges...). Les comparaisons données au §IV.3.3.2 montrent que négliger les dynamiques des lignes cache des phénomènes transitoires rapides.

Afin de pousser les limites de la représentation des lignes impédantes, nous dimensionnons le modèle de STATCOM MMG-LIN de manière à la rendre plus rapide.

On choisit d'avoir un temps de réponse de 20ms et  $\xi = 0,7$ . Les paramètres dynamiques de réglage des correcteurs seront alors  $\lambda = 100$ ,  $K_p = 20$  et  $K_I = 200$ .

Les figures 4.36 et 4.37 donnent le comportement de la tension E et du courant réactif Iq sur EUROSTAG pour une transition d'une charge résistive de 1 pu à 0,6 pu. Le comportement sur MATRIXx avec une ligne impédante est le même (figure 4.38).

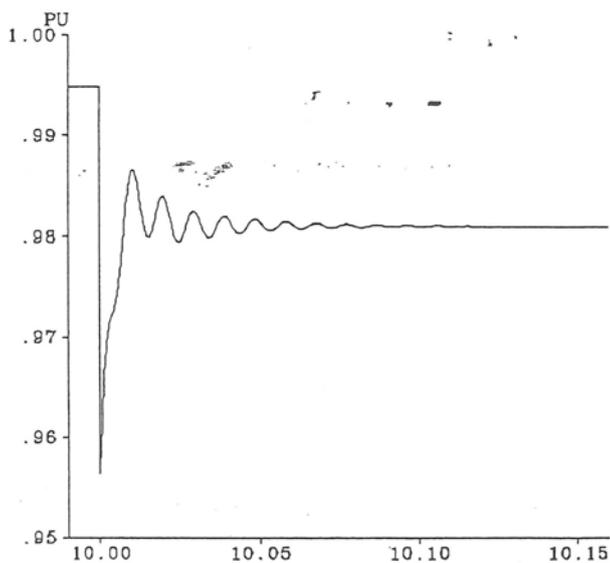


figure 4.36 : E pour une réponse de 20ms

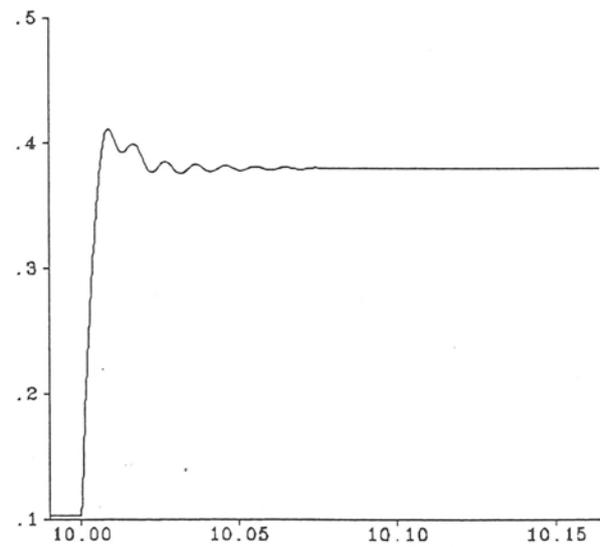


figure 4.37 : Iq pour une réponse de 20ms

Le même essai est réalisé sur une ligne dynamique avec MATRIXx. Le comportement de la tension E est donné à la figure 4.38.

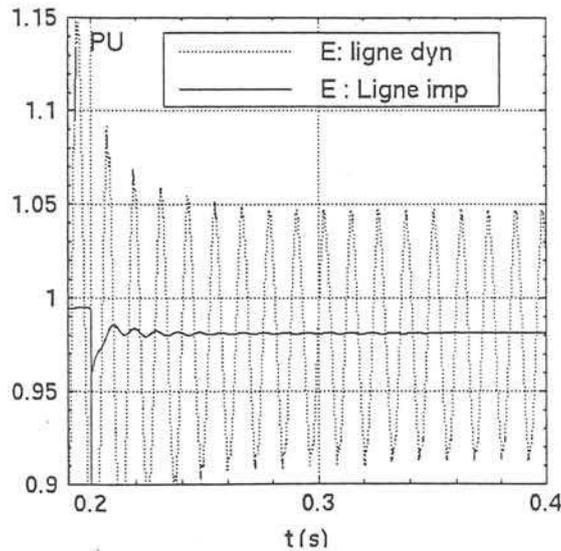


figure 4.38 : Tension E avec une ligne dynamique et une ligne impédante

Cette figure montre clairement que la prise en compte des phénomènes dynamiques des lignes permet de mettre en évidence des instabilités non représentées par le logiciel EUROSTAG. Les résultats de simulation avec EUROSTAG doivent donc être interprétés avec précaution et être suivis d'une étude tenant compte des transitoires rapides, soit avec EMTP soit en insérant des lignes dynamiques dans EUROSTAG.

La figure 4.39 donne le résultat de simulation pour la même rapidité du STATCOM mais avec l'ajout de la stabilisation de la dynamique interne ( $\delta=-2$ ).

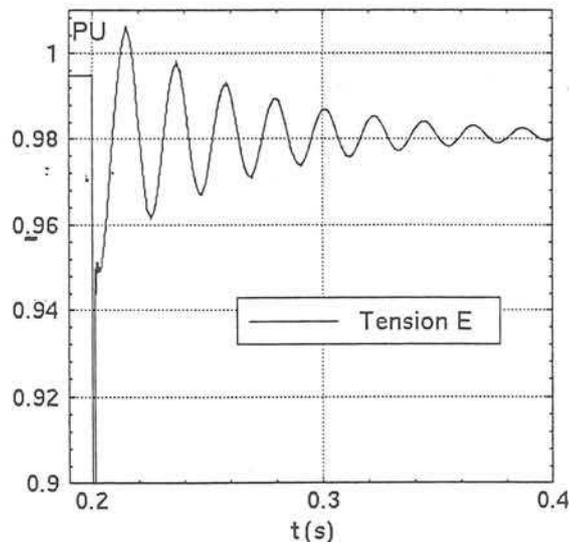


figure 4.39 : Tension E avec une ligne dynamique ( $\delta=-2$ )

Ce résultat montre l'intérêt de la stabilisation de la dynamique interne. Par la stabilisation de la dynamique interne du STATCOM, la stabilité entière du réseau de cet essai est améliorée. Cet apport

donne de meilleurs résultats pour le réseau et pourrait éviter des résonances entre le STATCOM et d'autres éléments du réseau.

#### IV.3.4 Comportement des différents modèles de compensation

Ayant validé le modèle MMG du STATCOM avec ses différentes lois de commande, nous allons dans ce qui suit mettre en avant l'intérêt de ce type de modèle comparativement à ceux couramment recommandés par la CIGRE [CI-95].

##### IV.3.4.1 Modèle de STATCOM CIGRE

Ce modèle déjà décrit dans le chapitre II (§II.2.2.2) sert de base à l'étude de l'insertion de STATCOM dans les réseaux de transport d'énergie électrique. Ce modèle ignore toute la dynamique de la structure électronique de puissance, assimilant le STATCOM à un gain associé à un transfert du premier ordre et à un retard statistique.

Afin de comparer le plus justement le comportement au modèle moyen généralisé, nous avons utilisé la même boucle externe de tension.

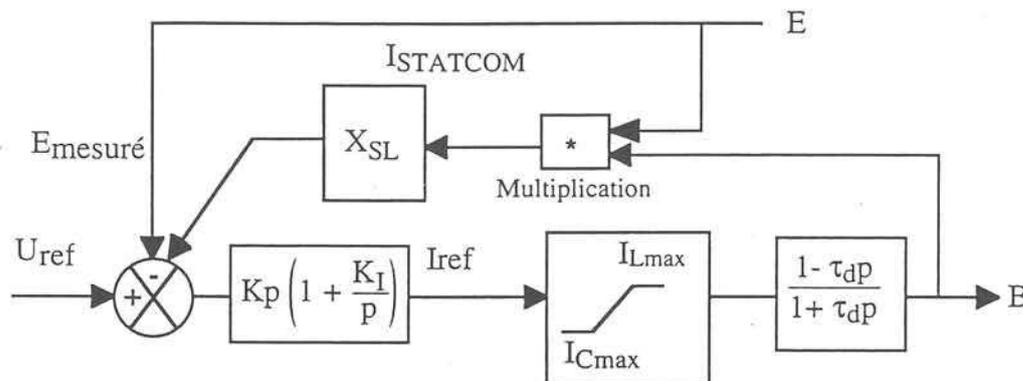


figure 4.40 : Modèle de base implanté dans EUROSTAG.

Les grandeurs de la boucle de tension sont choisies identiques aux grandeurs déterminées précédemment, soit  $K'p = 20$  et  $K'I = 40$ .

##### IV.3.4.2 Comparaison des différents modèles

Le comportement du modèle CIGRE précédent sera comparé avec celui MMG sur EUROSTAG. Le MMG sera muni de deux différentes boucles internes de courant réactif, une première sera le PI déjà défini (modèle MMG-PI), la seconde sera la linéarisation avec bouclage avec une stabilisation de la dynamique interne ( $\delta = -2$ , modèle MMG-LSTAB). Les simulations sont faites dans un premier temps sur le réseau sommaire défini à la figure 4.7.

On procède à un échelon de variation de charge et on relève les réponses de la tension E au noeud de connexion du STATCOM et le transit de puissance sur la ligne.

Dans un premier temps la charge sera constituée d'une résistance, dans un deuxième temps la charge sera une résistance et un condensateur afin d'ajouter des transferts d'énergie réactive.

La figure 4.41 donne l'évolution de la tension E pour les modèles CIGRE, MMG-PI et MMG-LSTAB, la charge est constituée d'une résistance évoluant de 1 à 0,6 pu à  $t = 10s$ .

L'évolution du transit de puissance dans la ligne est donné à la figure 4.42 pour les même modèles et la même charge.

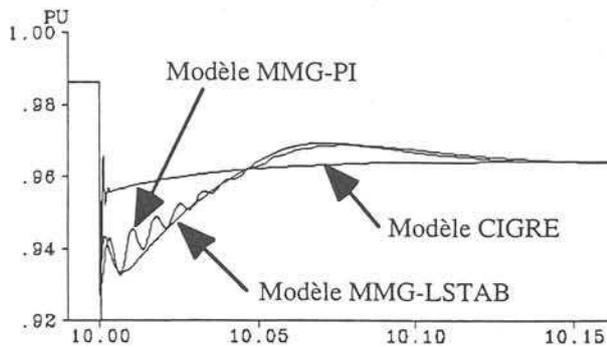


figure 4.41 : Tension E pour une charge R

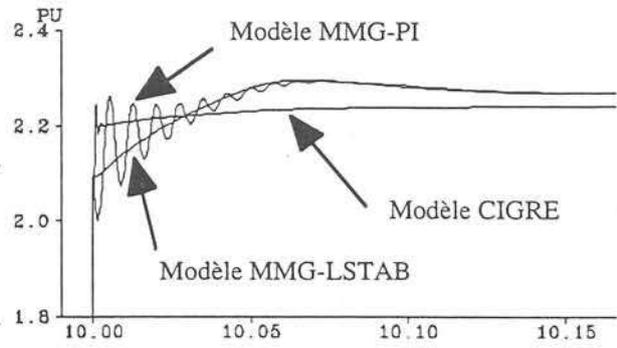


figure 4.42 : P pour une charge R

Les comportements transitoires de la tension E et de la puissance P transmise par la ligne sont donnés respectivement aux figures 4.43 et 4.44 mais pour une charge différente. Cette charge est constituée d'une résistance de 1 pu pour  $t < 10s$ . A  $t = 10s$ , cette résistance diminue à 0,6 pu, ce qui augmente la consommation de puissance active, mais présente l'ajout d'une charge capacitive de 5 pu.

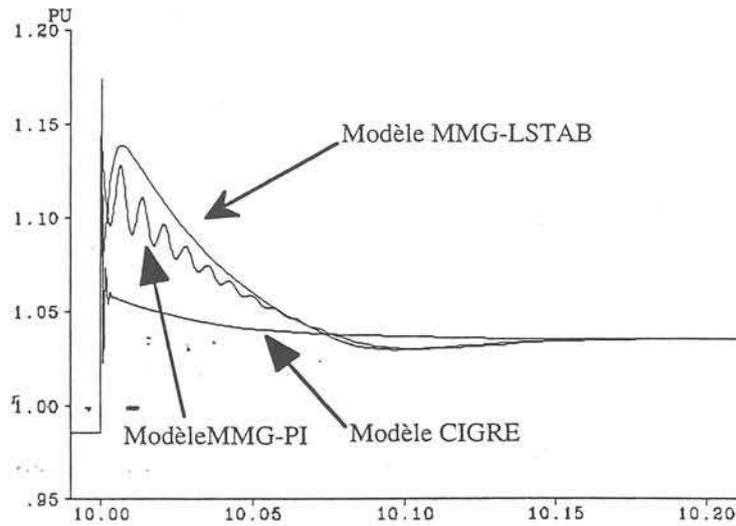


figure 4.43 : Tension E pour une charge R et C

On remarque comme prévu que le modèle CIGRE ignore toutes les dynamiques du STATCOM et de ce fait occulte des informations sur le régime transitoire de la tension au noeud E et de la puissance P transmise sur la ligne.

Le MMG montre des évolutions transitoires plus riches sans pour autant pénaliser le temps de calcul et la capacité de stockage.

Ainsi on peut mettre en évidence avec le MMG-PI des oscillations transitoires qui peuvent atteindre en grandeur réelles plusieurs mégawatt, ce qui peut engendrer des problèmes sur les alternateurs de production.

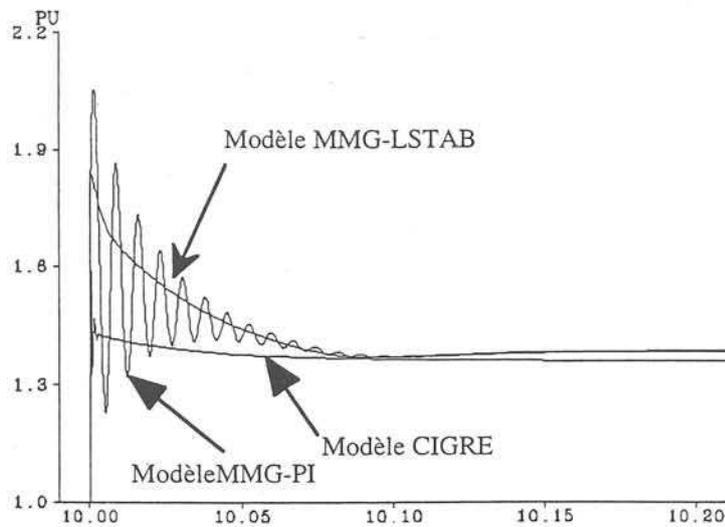


figure 4.44 : Transit de P pour une charge R et C

Par ailleurs on remarquera que la commande linéarisante avec stabilisation de la dynamique interne (MMG-LSTAB) apporte un mieux sensible en amortissant les oscillations, toutefois le régime transitoire suit bien la même enveloppe avec le MMG-PI.

Enfin en régime transitoire il subsiste des erreurs statiques sur P avec le modèle CIGRE, c'est que ce dernier ne tient pas compte des pertes du STATCOM.

#### IV.4 Insertion dans un réseau conséquent

Le STATCOM présenté avec sa linéarisation par bouclage [BE-96.1, PA-97.1, PE-97.2]] est utilisé pour toutes les études de réseau incluant des STATCOM au LEG. Un exemple d'étude est présenté dans le cas d'un réseau à 4 machines.

##### IV.4.1 Présentation d'un réseau test

Afin de vérifier l'intérêt de l'introduction de ce type de modèle de STATCOM dans EUROSTAG, on s'intéressera maintenant à un réseau plus conséquent. les essais ont été faits jusqu'à maintenant avec une génération d'énergie parfaite (tension constante et génération de puissance infinie).

Le réseau simulé est présenté à la figure 4.40 [PA-97.1]. Il a une configuration symétrique : Il est constitué de 4 générateurs (G1, G2, G11, G12) connectés au réseau par des transformateurs (T1, T2, T11, T12). Les noeuds sont notés LB1 à LB3 et LB11 à LB13. Les deux demi réseaux sont connectés entre eux par deux lignes en parallèles p1 et p2. Une charge est connectée aux noeuds LB13 et LB3.

Un STATCOM est inséré au noeud LB13 correspondant à une des extrémité des lignes p1 et p2. Les dynamiques des lignes sont négligeables devant les constantes de temps du réseau.

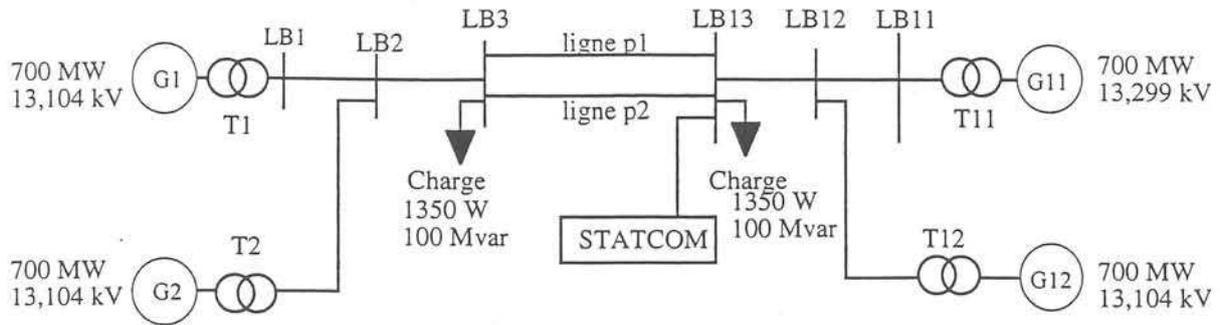


figure 4.40 : Réseau test quatre machines

Les générateurs synchrones sont modélisés sous EUROSTAG par une représentation de PARK [EU-95]:

- Le rotor est représenté par 4 enroulements équivalents (l'enroulement d'excitation, un amortisseur dans l'axe direct, ces deux enroulements ont un couplage magnétique avec deux amortisseurs dans l'axe en quadrature),
- Les flux internes sont sensibles aux variations de fréquence du réseau.

On notera que les régulations de tension et de vitesse des machines sont modélisées.

Les transformateurs sont représentés par les éléments du diagramme de Kapp [EU-95] :

- un rapport de transformation idéal,
- résistances et inductances de fuites des enroulements ramenés au secondaire
- Résistance correspondante aux pertes fer et inductance magnétisante ramenées au secondaire

Les charges peuvent être dynamiques (dépendantes de la fréquence) [EU-95].

Les impédances des lignes sont :

LB1-LB2 et LB11-LB12 :  $0,007 + 0,025j$ , LB2-LB3 et LB12-LB13 :  $0,001 + 0,01j$

p1 et p2 :  $0,0013 + 0,22j$

Pour cet essai, les transformateurs ont un schéma simplifié à un rapport de transformation et une impédance de  $0,0002j$ .

#### IV.4.2 Simulation de court-circuit

Un court circuit fugitif pendant 100ms est simulé sur la ligne p1. On étudiera le comportement de la tension au noeud LB13 et la puissance transmise sur la ligne p2 pour différents modèles de STATCOM.

La figure 4.41 donne l'évolution de la tension au noeud LB13 pendant le court-circuit pour les modèles CIGRE, MMG-PI et MMG-LSTAB de STATCOM. La figure 4.42 donne l'évolution de la tension après le court-circuit.

La figure 4.43 donne l'évolution du transit de puissance pendant et après le court-circuit, la figure 4.44 complète la précédente en donnant l'évolution de la puissance après l'annulation du court-circuit.

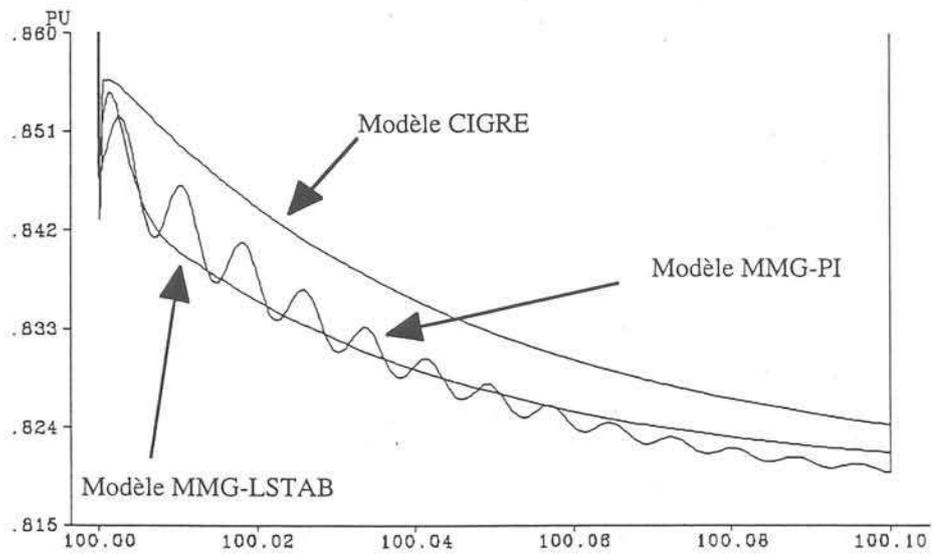


figure 4.41 : Tension au noeud LB13 pendant le court circuit

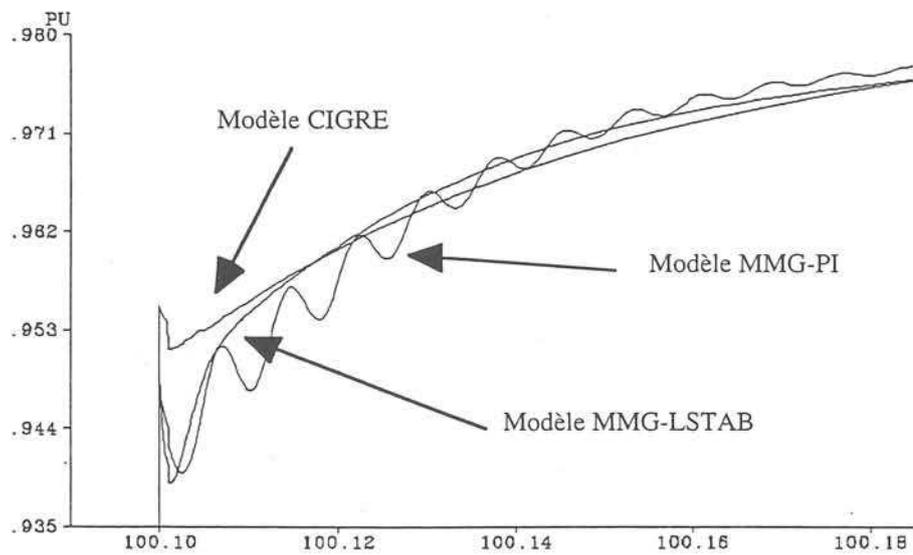


figure 4.42 : Tension au noeud LB13 après le court circuit

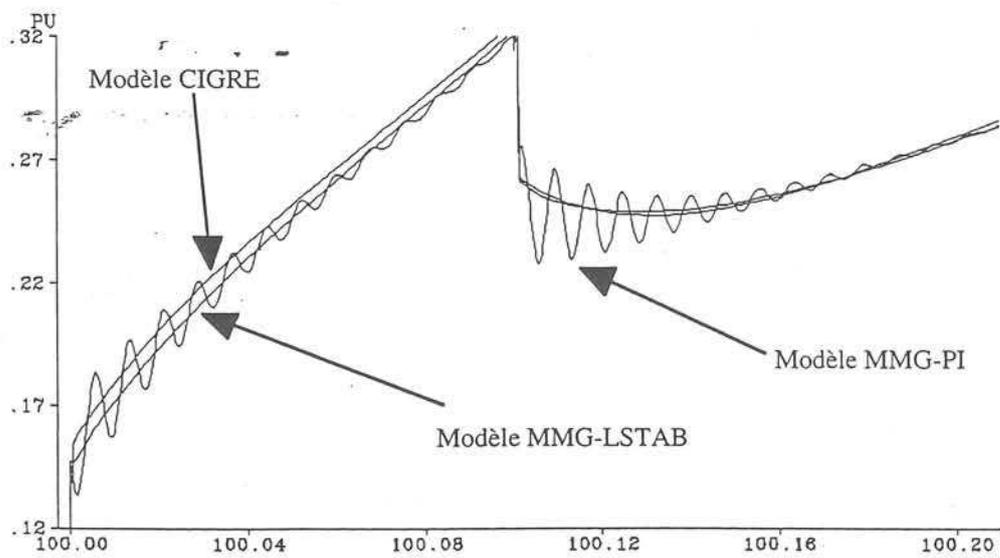


figure 4.43 : Transit de Puissance sur la ligne p2 pendant le court-circuit

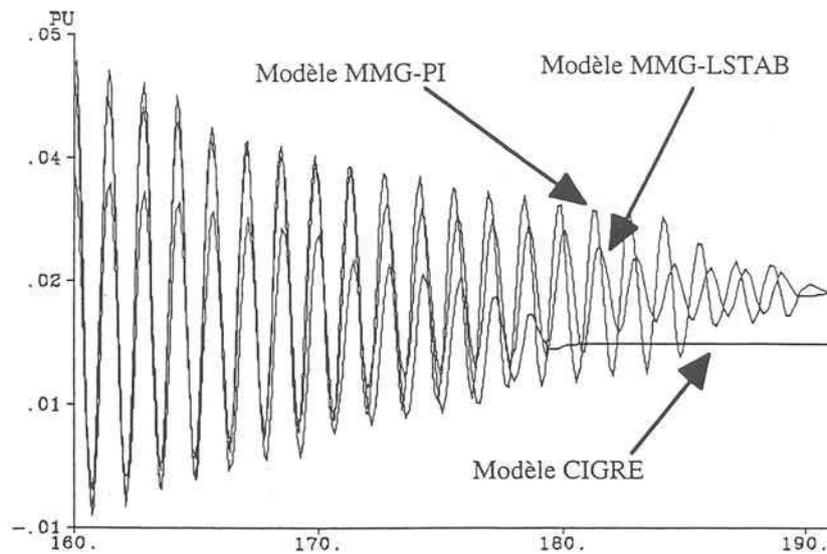


figure 4.44 : Transit de Puissance sur la ligne p2 après le court circuit

Dans cet essai, l'évolution de la tension diffère en fonction du modèle utilisé pendant et après le court-circuit sur la ligne p1. Ces différences se font moins sentir pour les transferts de puissance. On peut remarquer que les simulations avec le MMG-PI présentent des phénomènes oscillatoires pour la plupart des variables P et E.

Les résultats de simulations donnent des comportements différents selon le modèle utilisé essentiellement pour les instants qui suivent le défaut. Pour les transitoires lents, les modèles donnent des informations similaires. Toutefois la figure 4.44 montre que des différences se font sentir pour des transitoires lents (amplitudes et extinction des oscillations) pour le modèle moyen généralisé et le modèle de base. De plus des différences sont constatées pour les régimes permanents de puissance.

#### IV.4.3 Conclusion

Les simulations faites sur un réseau à quatre générateurs dans le cas d'un court-circuit montrent que le modèle moyen avec sa loi de commande apporte une richesse supplémentaire des signaux pendant les régimes transitoires des grandeurs du réseau. Les simulations avec le modèle moyen généralisé du STATCOM montrent que ce dernier peut aussi avoir une influence sur le comportement des régimes transitoires lents du réseau.

Ce cas plus réaliste valide l'intérêt d'apporter un modèle prenant en compte la structure de l'onduleur; ses pertes et sa commande.

## IV.5 Conclusion

Le STATCOM modélisé par le Modèle Moyen Généralisé est inséré dans EUROSTAG avec sa linéarisation par bouclage et une stabilisation de la dynamique interne. Ce type de modèle présente des avantages pour l'étude transitoire des réseaux de transport.

Le Modèle moyen généralisé est une modélisation prenant en compte la structure électronique de puissance du STATCOM. La dynamique des grandeurs du STATCOM (courants et tensions) est pris en compte de façon plus réaliste que les modèles classiques de réseau. En plus de ces dynamiques, la prise en compte des pertes du STATCOM (courant actif  $I_d$ ) donne des résultats intéressants sur les transitoires, mais aussi sur les régimes permanents. Les modèles classiques négligent cette grandeur qui influe sur les évolutions de puissance.

Le modèle prend en compte l'implantation de la loi de commande de la boucle de courant réactif et de la boucle de tension. Cette implantation permet de mettre en évidence l'intérêt de la linéarisation par bouclage du courant réactif avec sa stabilisation de la dynamique interne.

Nous avons montré que les résultats de simulations obtenus avec EUROSTAG doivent être interprétés avec précautions puisque ce dernier ne prend pas en compte les dynamiques des lignes. Lors des simulations, les dynamiques des lignes sont considérées comme négligeables devant les dynamiques mise en jeu par les éléments du réseau. Il est cependant envisageable d'implanter des modèles de lignes dynamiques dans ce logiciel afin de vérifier le comportement du réseau.

La stabilisation de la dynamique interne du STATCOM permet d'avoir des régimes transitoires de puissance bien amorties, des régimes oscillatoires pouvant être mis en jeu sans cette stabilisation. Son implantation présente un intérêt non négligeable.

L'implantation de ce type de modèle dans EUROSTAG ne met pas en jeu des temps de calculs plus importants, grâce à la méthode d'intégration à pas variable, le pas de calcul s'adaptant avec les constantes de temps mises en jeu dans le réseau.

## Conclusion Générale



## Conclusion Générale

Ce travail a permis de construire un modèle de STATCOM satisfaisant du point de vue du comportement dynamique grands signaux. Ce modèle est bien adapté aux exigences du STATCOM puisqu'il sépare les composantes actives et réactives mises en jeu.

A partir de ce modèle non linéaire, une loi de commande par linéarisation par bouclage est mise au point, elle permet un contrôle robuste du courant réactif. Une optimisation de cette loi de commande permet de stabiliser la dynamique interne du dispositif.

L'utilisation de ce type de modèle pour l'étude des réseaux met en évidence des phénomènes transitoires masqués par les modèles classiques. Les cas étudiés par le logiciel EUROSTAG permettent de montrer :

- l'intérêt du modèle de STATCOM qui tient compte de la structure de l'électronique de puissance,
- l'apport de la stabilisation de la dynamique interne du STATCOM sur le réseau.

Il a aussi été montré que négliger les dynamiques de lignes peut avoir des conséquences importantes sur l'interprétation des résultats donné par le logiciel EUROSTAG.

A l'issue de ce travail diverses voies s'offrent à nous, aussi bien du point de vue de la commande, de l'étude de réseau ou de la modélisation.

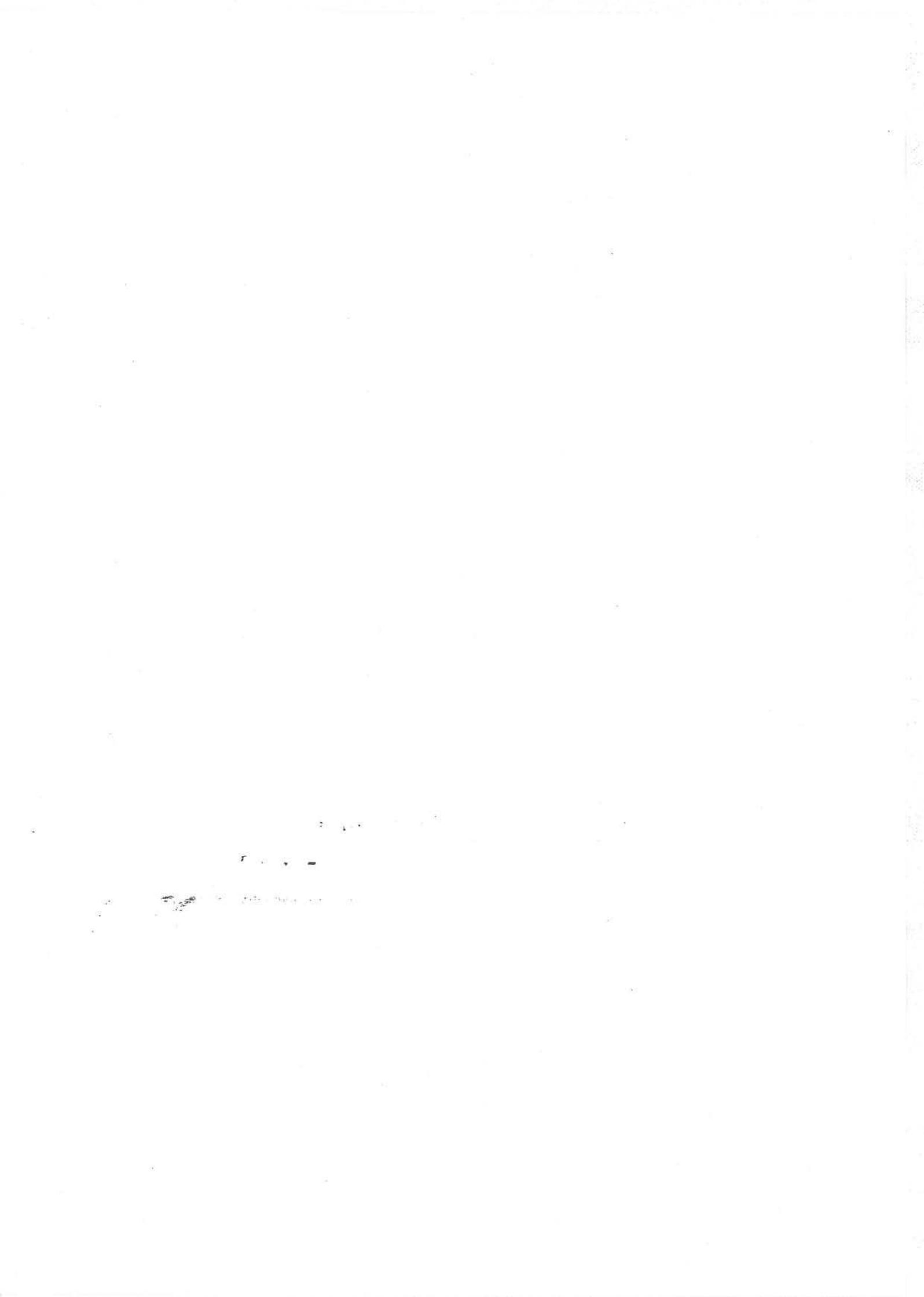
Dans un premier temps, un aspect expérimental viendra valider la commande non linéaire de linéarisation par bouclage de la boucle de courant réactif.

Du point de vue des études de réseaux, un intérêt grandissant pour la commande et l'insertion d'un modèle d'UPFC (Unified Power Flow Controller) se fait sentir. Actuellement aucun modèle permet d'étudier le comportement de réseaux comportant un UPFC. On ne sait donc pas si ce dispositif polyvalent est préférable aux autres FACTS.

L'insertion de ligne dynamique dans EUROSTAG pourrait dans certains cas venir valider des paramètres de réglages des différents éléments de réseau.



## Bibliographie



## *Bibliographie*

- [AL-74] Alsai O. Stoh B. : "Fast Decoupled Load Flow", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol PAS-93, pp. 859-869, May-June 1974
- [BA-93] Bacha S. : "Sur la modélisation et la commande des alimentations à découpage symétrique" Thèse de l'Institut Polytechnique de Grenoble, spécialité génie électrique, 29 Janvier 1993
- [BA-95] Bacha S., J.P.Rognon, J.P.Ferrieux, M.L.Bendaas : "Approche Dynamique Du Premier Harmonique Pour La Modélisation De Convertisseurs AC-AC A Etage Intermédiaire Continu. Application Aux Générateurs A Induction" Journal de Physique III Février 1995 pp 145-160
- [BE-96.1] Besanger Y.: "Etude des FACTS (Flexible AC Transmission System) et de leur comportement dans les réseaux de transport et d'interconnexion" Thèse de doctorat INPG 5 juillet 1996
- [BE-96.2] Besanger Y, Passelergue J-C, Hadj-Said N., Feuillet R. : "Improvement of Power System performance by inserting FACTS devices" IEE ACDC'96, London UK, April 29-may 3 1996
- [BO-88] Bolopion A., Enjalbert G., Feuillet R., Zaza J.M : "Simulation en CAO en électronique de Puissance - Le logiciel CIRCUIT" Electronique de Puissance N°26 pp 60-66, 1988
- [CH-82] Chetty " Current Injected Equivalent Circuit Approach To Modelling Of Switching Dc-Dc Converters In Discontinuous Inductor Disconduction Mode" IEEE Transactions On Industrial Electronics Vol Ie 29 N°3 August 1982
- [CH-88] Chun T.Rim, Dong Y. Hu, Gyu H.Cho : "The Graphical D-Q Transformation Of General Power Switching Converters" IEEE IAS 1988 Rec pp 940-945
- [CH-92.1] Cheng C-H, Hsu Y.Y : "Damping of generator oscillations using an aptative Static Var Compensator" IEEE Transactions on Power Systems Vol 7 n°2 may 1992
- [CH-92.2] Chun T.Rim, Nam S.Choi, Guk C.Cho, Gyu H.Cho : "A Complete DC And AC Analyse Of Three Phase Current Source PWM Rectifier Using Circuit D-Q Transformation" IEEE PESC' 92 pp.489-495

- [CI-95] CIGRE Groupe d'action 38.02.08 : "Outils de simulation de la dynamique à long terme" ELECTRA N°163, pp. 150-166
- [EK-91] Ekstrom A. : "Calculation Of Transfer Functions For Forced-Commutated Voltage-Source Converter" IEEE PES'91 pp.314-322
- [EK-94] Ekstrom A., P.Lamell, Y.Jiang, M De Olivera : "Studies Of The Performance Of An Advanced Static Var Compensator, STATCON, As Compared With A Conventional Svc EPRI Project 3023-4" EPRI Proceeding FACTS Conference 3 Oct 94
- [EK-95] Ekanayake J.B, Jenkins N.: "Performance of a three-level Advanced Static Var Compensator" IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conf. June 18-22, 1995, pp136-141
- [EN-85] Enrinmez : Report on Static Var Compensator, CIGRE, working group 38-01 task force n°2 on SVC, september 1985
- [EU-95] EUROSTAG user's manuel, Electricité de France, Direction des études et recherches, département MOS. TRACTEBEL, Energy-Engineering, Département réseaux
- [FI-92] Fitz P.J., D.R. Trainer, G.A.Ferry, S.B.Tennakoon : "Convertor Topologies For The Advanced Static Var Compensator", EPRI Proceeding FACTS Conference 2 Dec 92
- [FR-95] Freitas F.D, Silva A.S e, Simoes Costa A.J.A : "Coordinated setting of stabilizers for synchronous generators and FACTS devices in pwer system" CIGRE symposium Tokyo 1995
- [GY-79] Gyugyi L. : "Reactive Power Generation and control by thyristor Circuits" IEEE transactions on Industry Applications, Vol IA-15, n°5, september/october 1979
- [GY-90] Gyugyi L.: "Solid State control of AC power transmission" EPRI FACTS conference, workshop, Cincinnati, november 1990
- [GY-92] Gyugyi L.: IEE proceeding C Vol n° 1992
- [GY-94] Gyugyi L.: "Dynamic Compensation Of AC Transmission Lines By Solid-State Synchronous Voltage Sources" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 9, N°2, April 1994, pp904-911
- [HA-93] Hadjsaid : cours de réseau; ENSIEG, 1993

- [HE-93] Helbing S.G, Karady G.G. : "Investigations Of An Advanced Form Of Series Compensation" IEEE 93 SM 431-7 PWRD PES 1993 Summer Meeting, Vancouver Canada 18-22 July 1993
- [HE-94] Henderson M.I.: "Operating Issues For FACTS Devices -An Operations Planning Perspective-" EPRI Proceeding FACTS Conference 3 Oct 94
- [HI-90] Hingorani N.G : "FACTS-Flexible AC Transmission system" EPRI FACTS Conference, workshop, Cincinnati, november 90.
- [HI-94] Hiti S., D. Boroyevich, C. Cuadros : "Small-Signal Modeling And Control Of Three-Phase PWM Converters" IEEE IAS October 1994 pp 1143-1150
- [HO-94] Hochgraf C., R.Lassetier, D. Divan, T.A. Lipo : "Comparaison Of Multilevel Inverters For Static Var Compensation" IEEE IAS October 1994 pp 921-928
- [IE-93] "Static Var compensator for power flow and dynamic performance simulation" IEEE Special Stability Control Working Group, IEEE-PES Winter Meeting, Columbus, OH, January 31-February 5 1993
- [IE-95] IEEE-PES "FACTS OVERVIEW" IEEE catalog number 95TP108
- [IS-89] Isidori A. : "Nonlinear Control System : An introduction" 2nd Edition, Springer Verlag, 1989
- [IS-96] Integrated System Inc. "MATRIXx product Family", january 1996
- [JO-91] Joos G., L.Moran, P.Ziogas : "Performance Analysis Of A PWM inverter Var Compensator" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol 6 N°3 July 1991 pp 380-391
- [JO-89] Joss G., L. Moran, P. Ziogas : " A Solid-State Var Compensator With Dynamic Reponse" IEEE PESC'1989 pp.400-407
- [KU-93] Kuang J., Boon Teck Ooi : "Series Connected Voltage-Source Converter Modules For Force-Commutated Svc And Dc Transmission" IEEE 93 SM 438-2 PWRD PES 1993 Summer Meeting, Vancouver Canada 18-22 July 1993
- [LA-93] Larsen E.V, Clark K, Miske S.A,Urbaneck J. : " Characteristics And Rating Considerations Of Thyristor Controlled Series Compensation" IEEE 93 SM 433-3 PWRD PES 1993 Summer Meeting, Vancouver Canada 18-22 July 1993

- [LO-91] Louis J-P "Modélisation des Machines Electriques à courant alternatif au sens du premier harmonique" Polycopié de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1991.
- [MA-93] Magalhes De Oliveira M, Ekström A. : "Transfer Funcions For A Voltage-Source Converter Operating As An SVC" COPEB'93 2nd Brezilian Power Electronics Conference
- [ME-92] Mehta H., T.W.Cease, L.Gyugyi, C.D.Schauder : "Static Condenser For Flexible AC Transmission Systems" EPRI Proceeding FACTS Conference 2, Dec 92 pp 4.3-1 4.3-18
- [ME-95] Menzies R.W, Zhuang Y. : "Advanced Static Compensation Using a Multilevel GTO Thyristor Inverter" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 10, n°2, April 1995 pp 732-738
- [MI-76] Middlebrook R.D, Cuk S. : "A general unified approach to modelling switching converter power stages" IEEE Power Electronics Specialist Conference, Records 1976, pp 18-34
- [MO-93.1] Mori S., Matsuno K., Seto M. : "Development of a large Static VAR Generator using Self-Commutated Inverters for improving Power System Stabilité" IEEE Transactions on Power Systeme,s, Vol 8, N°1, February 1993 pp 371-377
- [NI-93] Nicola G, Ceresloli B, Pincella C, Maratukulam D, Bortoni G, Bresesti P, Gomez R : "System Studies for possible applications of FACTS devices on the ENEL transmission network" IEEE/NTUA Athens Power Tech Conference, september 1993
- [PA-96.1] Park G. Taek Yoon JI.,Kim S.I. : "A Thyristor Controlled Static Condenser With New Double Firing Phase Control" IEEE IAS'1996 San Diego pp 999-1006
- [PA-96.2] Passelergue J-C, Besanger Y., Hadj-Said N., Feuillet R. : "Éffects of FACTS devices on Static Voltage Stability" UPEC'96, Iraklion Greece 18-20 july 1996
- [PA-97.1] Passelergue J-C, Hadjsaid N., Bésanger Y. Feuillet R. : "On using FACTS and Power System Stabilizers to Damp low frequency Oscillations" Conférence EPE'97 Tondheim, Norvège, 8-10 septembre 1997.
- [PA-97.2] Paula G. "Electronic devices boost reliability" Mechanical Engineering Magazine february 1997, ASME international, internet : <http://www.memagazine.org>
- [PE-96.1] Peng F., Lai, J. : "Dynamic Performance and control of a Static Var Generator Using Cascade Multi-Level Inverters" IEEE IAS'1996 San Diego pp 1009-1015

[PE-96.2] Petitclair P., Bacha S., Rognon J.P. : "Averaged Modelling and nonlinear control of an ASVC (Advanced Static Var Compensator)" IEEE PESC'96 pp 753-758

[PE-97.1] Petitclair P., Bacha S. : "Optimized Linearization via Feedback Control Law for a STATCOM" IEEE IAS'97 New Orleans, October 5-9 1997

[PE-97.2] Petitclair P., Besanger Y., Bacha S., Hadj-Said N. : "FACTS Modeling & Control : Application to the insertion of a STATCOM on Power System" IEEE IAS'97 New Orleans, USA October 5-9 1997

[RA-97] Rahman M, Ahmed M, Gutman R, O'Keefe R.J, Nelson R.J, Bian J : "UPFC Application on the AEP system : Planning considerations" IEEE transactions on Power Systems, January 1997

[RI-96] Rigby S., Harley R. : "An Improved Control scheme for a serie Capacitive reactance Compensator Based on a Voltage Source Inverter." IEEE IAS'1996 San Diego pp 870-877

[SA-90] Sanders S.R., J.M.Noworolski, X.Z.Liu, G.C.Verghese "Generalized Averaging Method For Power Conversion Circuits" IEEE PESC'1990 pp 333-340

[SC-94] Schauder C.D.,M.Gernhardt, E.Stacey, T.Lemark, L.Gyugyi, T.W.Cease, A.Edris : " $\pm 100$  Mvar Static Condenser Installaton For Sullivan Substation" EPRI Proceeding FACTS Conference 3 Oct 94

[SC-95.1] Scheidecker D., Tennakoon S.B. : "Optimisation of the Number of Levels in a Multi-Level Advanced Static VAR Compensator" EPE'95 Sevilla

[SC-95.2] Scheidecker D., Tennakoon S.B. : "Steady-State Performance of a 3-level Advanced Static Var Compensator" UPEC'95 pp 717-720

[SC-96] Schauder C.D.,M.Gernhardt, E.Stacey, T.Lemark, L.Gyugyi, T.W.Cease, A.Edris, Wilhelm M.: "Projet TVA STATCON : Conception et mise en service" rapport CIGRE 14-106 Session 1996

[SC-97] Schauder C.D.,M.Gernhardt, E.Stacey, T.Lemark, L.Gyugyi, T.W.Cease, A.Edris : "Operation Of  $\pm 100$  MVAR TVA STATCON" PE-509-PWRD-0-01-1997 IEEE-Transactions on Power Delivery January 1997

[SE-94] Seki N., H. Uchino : "Which Is Better At A High Power Compensation System, High PWM Frequency Or Multiple Connection?" IEEE IAS October 1994 pp 946-953

[SU-92] Sun J., H.Grotstollen : "Averaged Modelling Of Switching Power Converters : Reformulation And Theoretical Basis" IEEE PESC' 92 pp.1165-1172

[SU-93] Sun J, H.Grotstollen : "Averaged Modeling And Analysis Of Resonant Converters" IEEE PESC' 93 pp.707-713

[TO-81] Torseng, Tech : "Shunt-connected reactor and capacitors controlled by thyristor circuits" IEE Proceeding, vol 128 n°6, november 1981

[TR-94] Trainer. D.R., Tennakoon S.B. Morrison R.E. : "Analysis of GTO-Based static VAR compensators" IEE Proc. Electr. Power Application, Vol 141, n°6 november 1994 pp 293-302

[UT-78] Utkin V.I : "Sliding modes and their applications in Variable Structure Systems" Moscow MIR 1978.

[WU-91] Wuest D. : "Static Reactive Power Compensator with Self-commutated Inverter at low switching Frequency" EPE'91 Firenze pp 070-075

[WU-92] Wuest D., H.Stemmler, G. Scheuer : "A Comparison Of Different Circuit Configurations For An Advanced Static Var Compensator (ASVC)" IEEE PESC'92 pp.521-529

[XU-91] Xu L., Y.Tang : " A Comparison Study Of Advanced Reactive Power Control By Voltage Source And Current Source Inverters" Rapport interne de l'Université de l'état de l'Ohio, Département de Génie électrique



## Résumé de la thèse

Le problème de la maîtrise du transport de l'énergie électrique a donné naissance au projet FACTS (Flexible Alternative Current Transmission System) pour améliorer la flexibilité des réseaux de transport existants. Le STATCOM (STATIC COMPensator) est un dispositif FACTS dédié à la compensation d'énergie réactive transitant sur le réseau. L'évolution des composants d'électronique de puissance a apporté des solutions technologiques pour la réalisation des structures onduleurs du STATCOM. En tenant compte des diverses structures présentées, un modèle dynamique est construit en utilisant la théorie du modèle moyen généralisé. Il est ensuite validé avec le modèle topologique, lequel décrit le comportement fin de l'onduleur. Afin d'avoir un contrôle robuste du courant réactif du dispositif, une loi de commande non linéaire est élaborée à partir de la théorie de la linéarisation par bouclage. La linéarisation est obtenue au détriment des comportements dynamiques du courant actif et de la tension continue de l'onduleur. Une optimisation de la loi de commande est proposée afin de maîtriser le comportement dynamique de toutes les variables du dispositif. Cette loi de commande est validée sur le modèle topologique après avoir abordé le problème des filtres de mesure. La mise en place de la linéarisation par bouclage nécessite une connaissance des valeurs des composants de la structure. Une estimation ainsi qu'une correction de l'erreur commise sur ces grandeurs sont alors proposées. Le modèle du STATCOM avec ses lois de commande est ensuite inséré dans un logiciel destiné à l'étude du comportement dynamique de réseaux (EUROSTAG). A cet effet, le modèle mis au point prend en compte le comportement dynamique de la structure du STATCOM, et apporte une richesse supplémentaire pour l'étude dynamique des réseaux. L'intérêt de la loi de commande optimisée est mis en évidence comparativement aux solutions classiques.

### Mots clés :

Compensation d'énergie réactive - FACTS - STATCOM - Onduleur de tension - Modélisation - Modèle moyen généralisé - Commande non linéaire - Commande robuste - Linearisation par bouclage - Electronique de puissance - réseaux de distribution d'énergie - Etude dynamique de réseaux

## Abstract

FACTS project (Flexible Alternative Current Transmission System) was born to ameliorate the Power System Network flexibility problems. The STATCOM (STATIC COMPensator) is a FACTS device dedicated for reactive power compensation which transit in the power network. Power electronics components evolution has bring technologic responses to the STATCOM structure inverters conception. After having several structures presented, dynamic model is tuned with the generalized averaged modelling method. This one is validated with the topological model that describes the real inverter behaviour. A non-linear control law is tune to have a reactive current robust behaviour, and is based on the linearization via feedback theory. The robustness is obtained to the detriment inverter active current and continuous voltage dynamic behaviours. An optimization of the linearization via feedback control law is purposed to control all dynamic behaviours variables. This control law is validate with the topological model after studies measuring filters' problem. Putting into place linearization via feedback controller need to know the inverter structure components value. An estimation and a correction of these error values are purposed. The STATCOM model and its control law are implanted in a dynamic power system studies software (EUROSTAG). Generalized Average model takes account of the inverter dynamics behaviours and give some transient information to the power system network studies. More, the interest to use an optimized linearization via feedback controller is compared to classical controller.

### Keywords :

Reactive energy compensation - FACTS - STATCOM - Voltage inverter - Modelling - Generalised Average Model - Nonlinéaire Control - Robust Control - Linearization via feedback - Power Electronics - Power System - Power System Dynamics