



HAL
open science

Commande Passive des structures de l'Electronique de Puissance

Estanislao Oyarbide-Usabiaga

► **To cite this version:**

Estanislao Oyarbide-Usabiaga. Commande Passive des structures de l'Electronique de Puissance. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1998. Français. NNT : . tel-00822507

HAL Id: tel-00822507

<https://theses.hal.science/tel-00822507>

Submitted on 14 May 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.

THESE

présenté par

Estanislao OYARBIDE-USABIAGA

Ingénieur ENSIEG

Pour obtenir le grade de DOCTEUR
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

* * *

Commande Passive des structures de l'Electronique de Puissance

* * *

Date de soutenance : **22 Septembre 1998**

Composition du jury :

Monsieur	Jean-Paul HAUTIER	Président et Rapporteur
Messieurs	Maurice FADEL	Rapporteur
	Jean-Pierre ROGNON	Examineur
	Daniel ROYE	Examineur
	Seddik BACHA	Examineur
	José-Ramon TORREALDAY	Examineur

*Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et
Mondragon Eskola Politeknikoa*

Remerciements

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à :

Mr Jean-Claude Sabonnadière, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSIEG-INPG) pour m'avoir accueilli au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble dont il était le Directeur,

Mr. Ignacio Lacunza, Directeur de la Escuela Politécnica Superior de l'Université de Mondragón, pour avoir su voir et impulser un chemin de collaboration inter universitaire,

ce travail de thèse a été réalisée dans le cadre de collaboration des deux centres d'études.

Mr. Jean-Paul Hautier, Professeur des Universités (ENSAM Lille) et Responsable du Groupe Commande du L2EP pour avoir présidé le jury, pour avoir accepté d'être l'un de mes rapporteurs et pour tous les conseils intéressants qu'il en a apporté au travail de thèse.

Mr. Maurice Fadel, Maître de Conférences (ENSEEIH, Toulouse) appartenant au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, pour avoir également accepté d'être l'un de mes rapporteurs et pour tous les conseils et appréciations qu'il en a aussi apporté au travail de thèse.

Mr. Jean-Pierre Rognon, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSIEG-INPG), et Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour sa disposition à collaborer avec l'Université de Mondragón : codirecteur de mon DEA, codirecteur de ma thèse aussi, il a toujours été clair et concis sans jamais oublier la bonne humeur. Il a également accepté d'être membre de ce jury.

Mr. Daniel Roye, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSIEG-INPG), responsable de l'équipe Commande du LEG, qui a accepté d'être membre de mon jury. Mais je le remercie surtout pour toutes ces années de bon accueil et appui qu'il a dispensé (et qu'il dispense encore) à toutes les générations d'étudiants qui arrivent à l'ENSIEG via Mondragón. Nombre de problèmes ont été résolus grâce à son intermédiation.

Mr. Seddik Bacha, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSIEG), pour m'avoir initié, formé et encadré pendant ces trois années de thèse au LEG. Je lui exprime ma profonde reconnaissance pour avoir toujours été disponible et de bonne humeur. Il a su s'adapter à mon accent basque-française mieux que moi aux poivrons verts. Eskarikasko.

Mr. José Ramón Torrealday, Maître de Conférences (EPS, Mondragón), pour avoir suivi avec intérêt les travaux qu'ont aboutit à cette thèse et avoir assuré les moyens nécessaires à tel effet pendant mes séjours à Mondragón.

Mr. Didier Georges, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSIEG-INPG), chercheur au Laboratoire d'Automatique de

Grenoble (LAG), pour m'avoir initié au sujet de la Commande Passive. Les discussions avec lui ont servi pour éclairer les aspects les plus cachés de l'automatique.

Mr. Inaxio Irizar, pour avoir assuré la coordination logistique et financière de la part de Mondragón et pour tous les conseils qu'il m'a donné au cours de cette « aventure ».

Je remercie particulièrement Bertrand Raison, docteur en langue française, cycliste semi professionnel mais surtout, mon meilleur « interface » de communication : au début je croyait que je parlais de mieux en mieux la langue française... Crase erreur ! C'était lui qui me comprenait de mieux en mieux ! Il a aussi corrigé ce document (sauf les remerciements, ça se voit ?).

Je tiens à remercier également Séverine Guffon, Coralie Coutel, et Jean-François Canard, pour tout l'appui qu'ils m'ont donné tout au long de la thèse et lors de la soutenance. J'espère pouvoir faire pareil.

Je remercie également la « Mondragon connection » : Eñaut Olasagasti, le « guru » du clavier et Joseba Arza, mon colocataire virtuel de bureau. Ils ont toujours été prêts à m'aider avec n'importe quel besoin urgent.

Je tiens à remercier Miguel Rodriguez, enseignant à l'EPS (Mondragón), qui m'a aidé dans l'implantation expérimentale de cette thèse. En plus il a parcouru pas mal de Km dont la coordination de la thèse est la coupable.

Je tiens à remercier toutes les générations du GAZTETXE (maison de jeunesse, en basque), toute une institution qui dure plus de dix ans déjà, pour tout l'aide qu'ils m'on offert.

Mr. Patrice Petitclair, pour le cours d'introduction au MATRIX et aux problèmes des FACTS qu'il m'a donné au début de la thèse.

Je remercie aussi :

Demba Diallo, Jackes Davoine et Gilles Rostaing, de l'équipe commande, pour l'excellent accueil qu'ils m'ont donné.

Robert Perret et Jean-Louis Coulomb, pour l'intérêt qu'ils ont montré à l'égard de mon travail.

James Roudet, codirecteur de mon DEA, qui a eu le temps de nous visiter à Mondragón et connaître, de près, quel est notre projet d'école.

Bruno Mallet, Claude Brun (Dji-Dji), Daniel Ogier et Daniel Tomasic, pour avoir facilité pas mal de travaux.

L'équipe Informatique, Patrick Gillot, Etienne Callegher, Patrick Eustache, Marie-Thérèse Loubinoux, Florence François et Bruno Ferrari, « ingénieurs de systèmes » dans un monde fou « grace » à Bill...

Jacqueline Delaye et Monique Boizard, la logistique sure...

Teresita eta Estanis, nire gurasoak ere bihotz bihotzez eskertu nahi nituzke, betidanik lagundu bait naute ikasketa guztien helmuga gorenaraino daraman bide luzean.

Un agradecimiento de corazón para Sonia, por toda la paciencia y entusiasmo que ha mostrado en los cuatro largos años que ha durado la tesis, muxu handi bat.

*Zientziaren eremua zearkatzeko behar den untzia
masta berri batez osatu dut.
Denborak zeatzuko du
aipatutako zatiaren balioa.*

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I INTRODUCTION	3
I.1 Introduction à la nécessité de la commande non linéaire.	3
I.2 Un survol des commandes non linéaires en électronique de puissance.....	4
I.2.1 Commande Linéarisante.	4
I.2.2 Approche à Structure Variable	5
I.2.3 Commande stabilisante basée sur une fonction de Lyapunov.	5
I.2.4 Commande Passive.	6
I.2.5 Liens entre commandes non linéaires.....	6
II THEORIE DE LA COMMANDE PASSIVE.....	9
II.1 Un petit historique.	9
II.2 Définitions et exploitation de la passivité dans la commande non-linéaire.....	11
II.3 Adaptation de la formulation générale de la commande passive.....	16
II.3.1 Obtention de la relation décrivant la commande stabilisante.	17
II.3.2 Calcul de la commande.....	20
II.3.3 Choix de la matrice d'injection d'amortissement, \mathbf{K}_i	24
II.3.4 Restrictions à l'application de la commande passive	26
II.3.5 Commande passive adaptative.....	27
II.4 Conclusion	29
III APPLICATION POSSIBLE EN E.P.	33
III.1 Introduction.....	33
III.2 Généralisation de la représentation d'E-L aux convertisseurs de l'électronique de puissance.....	34
III.3 Généralisation de la propriété $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$ de la matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ appartenant à la représentation d'E-L des convertisseurs	38
III.4 Allègement de la contrainte antisymétrique pour les circuits électriques	42
III.5 Invariance des propriétés passives des modèles sous des transformations usuelles.....	44
III.5.1 Modèle moyen généralisé (MMG).	45
III.5.2 Transformations de Park, Concordia.	51
III.6 Conclusion	54
IV APPLICATION AUX SYSTEMES MONOVARIABLES SIMPLES.....	55
IV.1 Introduction.....	55

IV.2	Hacheur série-parallèle	55
IV.2.1	Composants d'E-L	57
IV.2.2	Commande passive indirecte.	58
IV.2.3	Analyse de stabilité.....	61
IV.2.4	Choix des valeurs d'injection d'amortissement.....	64
IV.2.5	Résultats de la commande passive du courant.....	65
IV.2.6	Evaluation de la robustesse.....	67
IV.2.7	Commande passive adaptative du hacheur série-parallèle	68
IV.2.8	Commande passive adaptative du courant.....	69
IV.2.9	Commande passive adaptative de la tension.....	71
IV.3	Alimentation à résonance série	73
IV.3.1	Introduction.....	73
IV.3.2	Description.....	73
IV.3.3	Commande par δ	76
IV.3.4	Commande en fréquence ω_s	77
IV.3.5	Résultats en simulation	82
IV.4	Conclusion	84
V	ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE SANS NEUTRE RACCORDE	87
V.1	Introduction.....	87
V.2	Modèle topologique	88
V.3	Modèle moyen généralisé (MMG).	88
V.4	Valeurs d'équilibre.	92
V.5	Commande passive du STATCOM.	94
V.5.1	Analyse de stabilité petit signaux.	95
V.5.2	Analyse de stabilité avec commande saturée.....	99
V.5.3	Choix des valeurs d'injection d'amortissement.....	100
V.5.4	Filtrage des signaux pour l'obtention des harmoniques	102
V.5.5	Résultats en simulation.	103
V.5.6	Robustesse de la commande passive	110
V.6	Commande passive adaptative de l'onduleur triphasé.....	111
V.6.1	Synthèse de l'estimateur	111
V.6.2	Résultats en simulation.	112
V.7	Commande passive pondérée.....	119

V.8 Conclusion	122
VI RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	125
VI.1 Introduction.....	125
VI.2 Plate-forme expérimentale.....	125
VI.3 Analyse de la plage de stabilité.....	128
VI.4 Résultats expérimentaux et comparaison avec les simulations	131
VI.4.1 Résultats sans algorithme adaptatif.....	132
VI.4.2 Résultats de la commande passive adaptative.	134
VI.5 Conclusion	137
CONCLUSION GENERALE.....	139
BIBLIOGRAPHIE.....	141

Introduction Générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les convertisseurs de l'EP sont un champ d'application fertile pour diverses techniques de commande. Les commandes non linéaires y ont trouvé un moyen de valorisation et ce, depuis deux décennies. Le concepteur automatique recherche de plus en plus de concepts unificateurs, c'est à dire, des algorithmes génériques de réglage à même de séduire l'électronicien de puissance longtemps réfractaire aux concepts non linéaires.

Notre thèse se veut avant tout une introduction générale de la commande non linéaire passive (et de sa version adaptative) au problème de la commande des convertisseurs. En ce sens, elle s'inscrit dans une démarche de généralisation. Il faut souligner à cet effet que cette commande, nouvelle en EP, n'a fait l'objet que de rares et très récentes applications bien ciblées (les hacheurs parallèle et série/parallèle).

Après un premier chapitre introductif, nous décrivons la théorie des commandes passive et passive adaptative en mettant en avant les conditions d'application et les restrictions inhérents.

Dans le chapitre III, nous mettons en avant des propriétés de groupe des convertisseurs de l'EP qui en font un domaine naturel d'application de la commande passive.

Les chapitres IV et V sont consacrés à l'application de la commande sur des structures allant du hacheur série parallèle (pour des raisons didactiques) au compensateur statique d'énergie réactive (STATCOM) en passant par l'alimentation à résonance série. Ces divers choix sont motivés par la volonté d'étendre la commande à une large gamme de convertisseurs représentatifs de diverses familles.

Le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale des concepts théoriques développés dans le chapitre V et donc relatifs à l'onduleur de tension triphasé sans neutre raccordé fonctionnant comme Compensateur d'Energie Réactive.

Chapitre I

Introduction

I INTRODUCTION

I.1 Introduction à la nécessité de la commande non linéaire.

Lorsqu'un convertisseur de l'électronique de puissance est inséré dans un dispositif caractérisé par des dynamiques lentes, les problèmes inhérents à la commande se trouvent en partie occultés. En effet, les performances exigées sont moins contraignantes et la robustesse en termes de stabilité n'est pas mise en défaut.

Des applications nécessitant des commandes performantes, il est possible de citer de manière non exhaustive les redresseurs à prélèvement sinusoïdal, le filtrage actif ou encore la compensation d'énergie réactive. Tous ces dispositifs sont basés sur l'onduleur de tension mono ou triphasé. Le but recherché est une dynamique de poursuite de référence performante avec le souci de minimiser les oscillations (en termes moyens ou à l'échelle de la période de commutation) parasites qui constituent autant de stress sur le composant ou le réseau auquel est raccordé le convertisseur.

Les problèmes de commande surgissent lorsque la rapidité est un critère prépondérant, ce qui pousse le concepteur à rechercher des lois de commande plus performantes. Les lois de commande standard de type linéaire n'arrivent à assurer la stabilité qu'au prix d'un comportement conservatif qui est une illustration du compromis performance/robustesse. Les causes résident dans les incertitudes de modélisation et les erreurs paramétriques. Les incertitudes viennent de la dépendance du modèle de réglage linéaire vis à vis du point de fonctionnement. La dépendance est la traduction du caractère non linéaire du convertisseur. En effet, dans la quasi-totalité des cas, ce dernier présente un comportement bilinéaire. Par ailleurs, une difficulté supplémentaire tient à la structure variable qui se traduit par des modèles variants en temps, en d'autres termes, par des systèmes d'équations différentielles à entrée discontinue.

Nous ne voudrions pas être définitifs dans notre jugement qui laisserait croire en un caractère obsolète de la commande linéaire. Elle offre certainement des solutions à des problèmes de régulation autour d'un point de fonctionnement, mais aussi en asservissement de dispositifs complexes par une optimisation avancée des paramètres des correcteurs. Toutefois ce dernier point met généralement en œuvre des correcteurs d'ordre très élevé.

Nous avons donc expliqué l'intérêt de rechercher des solutions dans le contexte non linéaire. Cette idée se trouve par ailleurs confortée par l'évolution des architectures temps réel et d'électronique analogique. La mise en œuvre pratique n'est plus un handicap. L'électronicien de puissance est aussi de plus en plus familiarisé avec des concepts mathématiques qui longtemps ont été un frein par leur caractère « ésotérique ».

I.2 Un survol des commandes non linéaires en électronique de puissance.

I.2.1 Commande Linéarisante.

La linéarisation entrée/sortie d'un système non linéaire d'ordre n à une sortie consiste, par l'intermédiaire d'un bouclage, à transformer le système original en un intégrateur d'ordre r où le nombre r est le degré relatif du système. Par degré relatif, on entend l'ordre de la dérivée de la sortie qui fait apparaître explicitement la variable de commande.

Le système se décompose alors en un intégrateur d'ordre r et en une dynamique dite des zéros, d'ordre $n-r$. Deux difficultés accompagnent cette technique :

- Le calcul de la loi de commande dépend d'une inversion partielle de l'état, donc son existence est soumise à conditions.
- La stabilité de la dynamique des zéros n'est pas toujours assurée.

De plus, la commande est dépendante de certains paramètres du système. Toutefois le problème de la dépendance par rapport au point de fonctionnement se trouve soulevée.

Les outils formels ont été définis par Isidori [IS-89]. Les applications en électronique de puissance sont nombreuses que cela soit en continu [PE-97.a] ou en discret [SI-90].

I.2.2 Approche à Structure Variable.

L'école de mathématiques Soviétique a été à l'origine de la théorie et ce, dans les années 70. Emelyanov [EM-70] a le premier publié des résultats relatifs au comportement d'un système à commande discrète en s'appuyant sur les travaux de Fillipov [FI-60] relatifs aux systèmes d'équations différentielles à entrée discontinue. Cette technique, plus connue sous la dénomination de commande par modes glissants, a été popularisée par Utkin [UT-70] qui a introduit la notion de commande équivalente. Cette dernière définit le comportement du système une fois la consigne (surface glissante) atteinte.

Une condition nécessaire et insuffisante qui prélude à l'existence de la commande est la propriété de transversalité qui s'apparente à la notion de degré relatif unitaire. La condition d'existence et d'unicité est que la commande équivalente soit comprise entre les valeurs extrêmes de la commande instantanée.

La commande par modes glissants est naturellement applicable aux convertisseurs car ces derniers présentent une structure variable du fait du jeu des interrupteurs. Cette commande, robuste par essence, suppose en théorie une fréquence de commutation arbitrairement élevée mais s'apparente dans les cas réels et simples à une commande par hystérésis.

L'inconvénient majeur vient de la fréquence de commutation libre, celle-ci génère des spectres de tensions et/ou de courants non confinés. Certaines solutions sont mises en avant pour fixer la fréquence mais, de fait, s'éloignent des conditions du mode glissant idéal.

Les travaux actuels se situent dans le domaine multivariable et dans l'optimisation des surfaces de commutation.

I.2.3 Commande stabilisante basée sur une fonction de Lyapunov.

Cette commande est basée sur le critère de stabilité de Lyapunov. Elle consiste à choisir la commande de manière à ce que la fonction candidate soit une fonction de Lyapunov, en d'autres termes qu'elle soit définie positive et que sa dérivée soit définie négative. Si, dans le cas linéaire, trouver la fonction candidate relève de la résolution de l'équation dite de Lyapunov, il n'en est pas de même dans le cas non linéaire où la recherche d'une telle fonction est généralement heuristique.

Toutefois en électronique de puissance, la fonction candidate est toute désignée : il s'agit de l'énergie de l'erreur, c'est à dire l'énergie stockée dans les condensateurs et les inductances correspondant à l'écart entre l'état et son point d'équilibre, voir Sanders *et al* [SA-90].

Si une critique peut être formulée il s'agirait de la nécessité pour cette commande, quand elle existe, de calculer les points d'équilibre qui entrent dans son calcul. De ce fait, cette commande est sensible aux erreurs de paramètres.

I.2.4 Commande Passive.

Bien qu'ancienne dans sa formulation, Takegaki *et al* [TA-81], la commande passive a récemment été introduite dans le champ de l'électronique de puissance par Sira-Ramirez *et al* [SI-95]. Succinctement, elle est basée sur le contrôle de la convergence de l'énergie de l'erreur vers une valeur nulle.

Sa robustesse, bien que prouvée pour certains systèmes mécaniques [OR-89] [TA-81], n'est pas assurée en électronique de puissance car l'approche originelle subit des adaptations inhérentes à la structure des convertisseurs.

Nous développerons plus loin cette technique.

I.2.5 Liens entre commandes non linéaires.

Le classement des différentes commandes citées ci-dessus ne représente pas une liste exhaustive des types de contrôles non-linéaires. En fait, plusieurs combinaisons sont possibles : dans Nicolas *et al* [NI-95], les auteurs établissent une commande glissante autour d'une surface basée sur une fonction de Lyapunov. Sira-Ramirez fait du même autour d'une surface générée à l'aide de la linéarisation entrée/sortie. La combinaison commande à structure variable passive a été également exploitée par Ortega *et al* [OR-96].

Par ailleurs, il existe des liens entre les différentes commandes non linéaires, ce qui prélude à une généralisation possible vers une théorie unifiée. Les similitudes entre la commande linéarisante et par modes glissants sont nombreuses. Par exemple, les conditions de faisabilité de la commande sont équivalentes pour un système mono-entrée/mono-sortie à degré relatif unitaire.

Chapitre II

Théorie de la commande passive

II THEORIE DE LA COMMANDE PASSIVE

II.1 Un petit historique.

Les premiers travaux concernant une étude « énergétique » des systèmes, la théorie des systèmes dissipatifs, datent de 1972. A part quelques définitions de base, Willems [WI-72.a] [WI-72.b] présente des propriétés intéressantes de ce type de systèmes. Il montre, par exemple, que l'interconnexion de systèmes dissipatifs donne un système dissipatif.

En 1974, Brockett et Wood [BR-74] mènent une étude sur la commande des systèmes bilinéaires, dont les convertisseurs statiques, proche du travail de Willems. Ils remarquent que si une certaine matrice du modèle de l'espace d'état est *antisymétrique*, on peut obtenir une loi de commande à partir de la fonction candidate de Lyapunov reflétant l'énergie de l'erreur. Ceci est l'idée fondamentale de la commande passive. Par contre, ils n'ont pas défini la classe de convertisseurs qui possèdent cette propriété.

La commande d'un système basée sur le concept de calibrage (modelage) de son énergie totale en boucle fermée a été présentée en 1981 par des chercheurs mécaniciens (Takegatki *et al.* [TA-81]).

A partir d'une représentation Hamiltonienne des manipulateurs mécaniques, et d'une analyse de l'énergie dans l'incrément (associée à l'erreur de l'état vis à vis la trajectoire nominale) via Lyapunov, on arrive à formuler un retour d'état linéaire qui stabilise le système. L'exemple traité possède une particularité propre aux robots-manipulateurs : autant d'actions de commande que de degrés de liberté. Ceci élimine de fait l'existence de modes libres, autrement dit, pas de dynamique des zéros.

Dans le cas contraire, la stabilité n'est pas directement assurée et de longs calculs ou des simulations heuristiques sont nécessaires. Mais même si la convergence du système vers la trajectoire nominale est assurée, plusieurs essais de réglage sont nécessaires avant l'obtention de la réponse désirée. Toutefois, ce réglage n'est valable qu'autour d'un point de fonctionnement donné.

A la même époque, J. Wyatt *et al.* ([WY-81], [WY-82]) ont réalisé le lien entre la propriété dissipative déjà mentionnée par [WI-72.a] et les propriétés passives d'une large classe de réseaux

électriques. En plus, une forme canonique de représentation des systèmes conservatifs a été développée. Dans le dernier travail, la propriété antisymétrique de certaines matrices des modèles bilinéaires d'une large classe de circuits électriques est démontrée pour la première fois.

R. Ortega *et al* [OR-89] ont présenté la commande passive adaptative en 1989. Le domaine d'application concerne toujours les robots-manipulateurs, auxquels est bien adaptée la commande passive. L'originalité vient du fait que, pour la première fois, l'ensemble commande-estimateur-système sont intégrés au même processus de calcul et de synthèse du correcteur stabilisant, ce qui donne des résultats de stabilité globale très intéressants.

Il faut attendre 1990 pour voir apparaître la première commande d'un convertisseur basée sur le « modelage » de l'énergie totale via Lyapunov (S. R. Sanders *et al* [SA-90]). Ils retrouvent la propriété d'antisymétrie de la partie conservative (déjà mentionnée en [WY-82]), mais n'exploitent que le critère de Lyapunov pour concevoir une commande stabilisant le système.

En 1993 R. Ortega *et al* [OR-93] utilisent l'approche passive pour stabiliser un système caractérisé par plus de degrés de liberté que d'actions de commande : la régulation du couple d'un moteur à induction. Ils assurent la stabilité globale du système grâce à une étude de la dynamique des zéros non généralisable à une classe de systèmes plus vaste. Néanmoins, ils ouvrent une voie de recherche et d'applications très large : la commande des systèmes non entièrement commandés (dont les convertisseurs statiques, avec le caractère d'une omniprésence de la dynamique des zéros).

Ce n'est qu'en 1995 que la première commande passive d'un convertisseur statique est présentée par Sira-Ramirez *et al* [SI-95]. Il s'agit de stabiliser des convertisseurs DC-DC de type hacheur parallèle et série/parallèle. Ce type de convertisseur présente l'avantage d'avoir une dynamique des zéros d'ordre unitaire, ce qui simplifie la vérification de la stabilité.

Maschke *et al* [MA-95] ont réalisé la première formulation intrinsèque des circuits LC sous forme Hamiltonienne en 1995. Avec l'aide d'outils mathématiques non habituels dans le domaine électrotechnique et en utilisant une technique de représentation basée sur les Graphes de Liens (Bond-Graphs), ils aboutissent à une représentation canonique des circuits LC dont la propriété antisymétrique de certaines matrices est observée.

Dans le domaine des convertisseurs statiques, il n'y avait qu'une publication concernant des systèmes à étage alternative, celle d'A.M. Stankovic, [ST-96]. En 1996, il a réalisé la commande passive-adaptative du convertisseur résonnant série. Grâce au concours du générateur moyen équivalent (GME), le système résultant est d'ordre unitaire, il n'y a pas de dynamique des zéros et donc la stabilité globale est directement assurée, du moins sur le modèle.

Pour finir ce petit historique, il faut mentionner l'article de Ortega *et al* [OR-96], où une approche mixte commande passive/modes glissants est adoptée.

II.2 Définitions et exploitation de la passivité dans la commande non-linéaire.

Nous allons essayer de donner quelques définitions clefs dans la théorie des systèmes non linéaires pour pouvoir bien comprendre comment les mécaniciens ont exploité la passivité et voir les limitations qu'on peut trouver dans la démarche « standard » de synthèse de correcteur pour les convertisseurs statiques.

Des informations plus détaillées et des études plus approfondies sur la base théorique de la commande passive peuvent être trouvées dans [BY-91], [SC-96] et [OR-89].

- *Espace L_2*

L'espace L_2 est défini comme l'ensemble des fonctions $f : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}$ à énergie bornée qui satisfont l'inéquation

$$\int_0^{\infty} |f(t)|^2 dt < \infty \quad (\text{II.1})$$

- *Définition externe de passivité*

On définit le produit $\langle f, g \rangle_T$ avec $f, g \in L_2$ comme (avec $T \geq 0$ la plage de temps en étude)

$$\langle f, g \rangle_T = \int_0^T f(t)g(t) dt \quad (\text{II.2})$$

Si l'on considère une application entrée/sortie $G: L_2^m \rightarrow L_2^m$ avec $u, y \in L_2^m$ et $u \mapsto y = G(u)$. G est passive s'il existe une constante β telle que

$$\langle G(u), u \rangle_T \geq \beta, \quad \forall u \in L_2^m, \quad \forall T \geq 0 \quad (\text{II.3})$$

- **Systèmes dissipatifs**

Considérons un système Σ de la forme (II.4), (avec $\mathbf{x} \in \mathbf{X}$ comme coordonnées locales).

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = h(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Σ est dissipatif par rapport au « débit énergétique » $w(t)$ s'il existe une fonction continue non négative, $V: \mathbf{X} \rightarrow \mathbb{R}$, appelé fonction de stockage, qui satisfait :

$$V(\mathbf{x}(t)) - V(\mathbf{x}(0)) \leq \int_0^t w(s) ds \quad (\text{II.5})$$

- **Définition interne de passivité**

Le système Σ est passif s'il est dissipatif par rapport au « débit énergétique » $w(\mathbf{u}, \mathbf{y}) = \mathbf{u}^T \mathbf{y}$ et si la fonction de stockage satisfait $V(0) = 0$.

Ce dernière définition de la passivité se résume à :

$$V(\mathbf{x}(t)) - V(\mathbf{x}(0)) \leq \int_0^t \mathbf{u}^T(s) \mathbf{y}(s) ds \quad (\text{II.6})$$

De la relation (II.6) on obtient des résultats fondamentaux sur la stabilité du système. Si l'on fixe $\mathbf{u}^T = 0$ on observe une décroissance de $V(\mathbf{x})$ à partir de n'importe quelle trajectoire de (II.4), ce qui montre que les systèmes passifs avec une fonction de stockage définie positive sont stables au sens

de Lyapunov. La même propriété est observée si l'on annule la sortie ($\mathbf{y} = 0$), ce qui implique une dynamique des zéros stable.

- *Exploitation de la passivité.*

Les chercheurs ont montré que la méthode standard de représentation de la dynamique des systèmes mécaniques par le formalisme d'**Euler-Lagrange** (E-L) est bien adaptée à ce type d'étude. Ils ont ainsi formulé la généralisation de la passivité pour des systèmes mécaniques et ont développé une méthodologie qui exploite cette propriété pour la stabilisation des systèmes [TA-81], [OR-89].

A partir des équations d'E-L des systèmes mécaniques et après quelques manipulations, on arrive à la représentation suivante [SC-96] :

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \boldsymbol{\tau} \quad (\text{II.7})$$

Où :

- \mathbf{q} = coordonnées des configurations généralisées
- $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ = matrice d'inertie (masses généralisées)
- $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}$ = matrice des forces centrifuges et de Coriolis
- $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ = force gravitationnelle
- $\boldsymbol{\tau} = (\tau_1, \dots, \tau_n)^T$ = vecteur des forces généralisées s'appliquant au système.

Si l'énergie potentielle associée au système (II.7) a un minimum absolu, on montre que l'application d'entrée/sortie $\boldsymbol{\tau} \mapsto \dot{\mathbf{q}}$ (entre les forces généralisées et les vitesses généralisées) est passive [SC-96]. Dans ce contexte, le produit $\dot{\mathbf{q}}^T [\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]\dot{\mathbf{q}}$ est toujours nul (du fait que les forces centrifuges et de Coriolis ne réalisent pas de travail sur le système). Une façon d'exprimer cette propriété consiste à dire que la matrice $[\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]$ est antisymétrique.

Prenons maintenant \mathbf{q}_d comme la trajectoire désirée, considérons l'erreur $\mathbf{e} = \mathbf{q} - \mathbf{q}_d$ et définissons une relation linéaire sous forme de transfert entre un signal \mathbf{r} à définir et l'erreur \mathbf{e} :

$$\mathbf{e} = \mathbf{F}(s)\mathbf{r} \quad (\text{II.8})$$

où $\mathbf{F}(s)$ est propre et stable. Dans ce cas, le système (II.7) peut être stabilisé par le correcteur

$$\tau = \mathbf{M}(\mathbf{q})\dot{\zeta} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\zeta + \mathbf{g}(\mathbf{q}) - \mathbf{K}_v(\dot{\mathbf{q}} - \zeta) \quad (\text{II.9})$$

avec $\mathbf{K}_v = \mathbf{K}_v^T > 0$. En effet, si on introduit (II.9) dans (II.7) et $\mathbf{r} = \dot{\mathbf{q}} - \zeta$, on obtient

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{r}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\mathbf{r} + \mathbf{K}_v \mathbf{r} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Avec une fonction candidate de Lyapunov de type

$$V(\mathbf{r}) = \mathbf{r}^T \mathbf{M}(\mathbf{q})\mathbf{r} \quad (\text{II.11})$$

et en utilisant la propriété d'antisymétrie de $[\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]$, on aboutit à

$$\dot{V}(\mathbf{r}) = -\mathbf{r}^T \mathbf{K}_v \mathbf{r} \quad (\text{II.12})$$

Ce qui montre que $\mathbf{r} \in L_2^n$, et donc, grâce à (II.8), $\mathbf{e} \rightarrow \mathbf{0}$ quand $t \rightarrow \infty$.

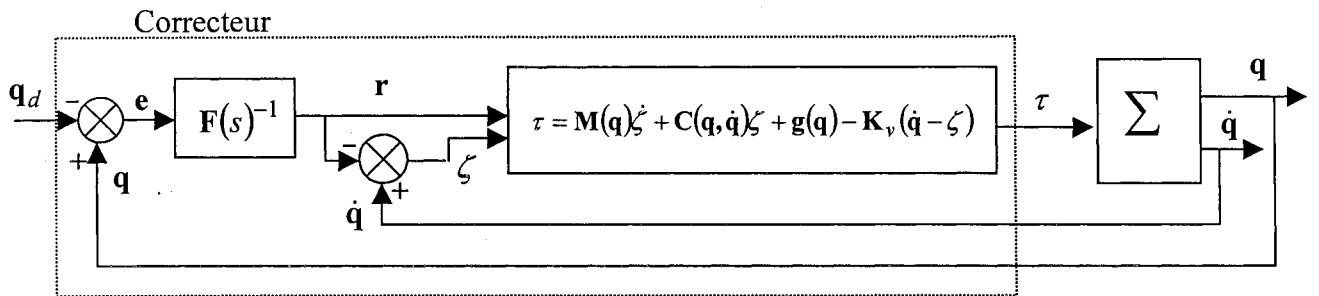


Figure II.1: structure globale de commande de systèmes mécaniques entièrement commandés.

Dans la Figure II.1, on peut observer la structure d'un tel correcteur. Plus on augmente K_v , plus vite \mathbf{r} tends vers zéro et, par conséquence, plus rapidement \mathbf{q} rejoint \mathbf{q}_d . $\mathbf{F}(s)$ doit être choisie en fonction de l'objectif à atteindre. Pour le cas d'une poursuite de référence, par exemple, on peut utiliser la fonction qui suit :

$$\mathbf{F}(s) = \frac{1}{s\mathbf{I} + \Lambda} \quad (\text{II.13})$$

avec $\Lambda = \Lambda^T > \mathbf{0}$. Grâce à (II.13), on arrive à des expressions familières des dynamiques du correcteur et de l'erreur :

$$\zeta = \dot{\mathbf{q}}_d - \Lambda(\mathbf{q} - \mathbf{q}_d) \quad (\text{II.14})$$

$$\mathbf{r} = \dot{\mathbf{e}} + \Lambda\mathbf{e} \quad (\text{II.15})$$

$$\mathbf{r} \xrightarrow[t \rightarrow \infty]{} \mathbf{0} \Rightarrow \dot{\mathbf{e}} \xrightarrow[t \rightarrow \infty]{} -\Lambda\mathbf{e} \quad (\text{II.16})$$

A ce stade, quelques réflexions sur les conditions d'application d'une telle démarche sont de rigueur. Tout d'abord, il faut disposer d'un système avec autant d'actions de commande que d'états et avec un degré relatif unitaire quelle que soit la sortie à commander. C'est le cas des robots-manipulateurs rigides (un couple par axe), mais cela devient restrictif quand on commence à traiter des systèmes avec des modes libres (prise en compte de la flexibilité, machines électriques tournantes, convertisseurs statiques...). Or, des adaptations de la démarche originelle permettent de contrôler cette classe de systèmes sous-commandés ([OR-93], [OR-94]). Néanmoins, il faut que l'action de commande soit localisée dans la partie droite de l'expression générale d'E-L, (II.7) : $\tau = (\tau_1 \dots, \tau_n)^T$ et/ou respecter certaines règles d'interconnexion (interconnexion en cascade des systèmes passifs de même dimension...)

Dans le Chapitre III, on montrera que la représentation d'E-L de n'importe quel convertisseur statique appartient à la forme générale

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{U})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{q} = \mathbf{G}(\mathbf{U}) \quad (\text{II.17})$$

Ce qui montre la mauvaise disposition des convertisseurs pour une application directe de la commande passive « standard » : (II.17) n'est pas continue, la dimension du vecteur commande est presque toujours inférieure à l'ordre du système et l'action de contrôle ne se trouve pas regroupée dans la partie droite de la représentation.

En fait, l'action de commande change la structure intrinsèque du système. Dans certains cas, par exemple, on peut atteindre l'état désiré par simple commutation périodique entre les différentes structures possibles, ce qui donne une structure « moyenne » et donc une évolution moyenne des variables d'état autour d'une trajectoire d'équilibre.

Une adaptation de la formulation générale de la commande passive pour des convertisseurs statiques a été proposée par Sira-Ramirez *et al* [SI-95]. Malheureusement, cette approche ne peut pas récupérer nombre d'avantages de la démarche standard, comme par exemple, la généralisation de la stabilité globale.

Dans la section qui suit nous allons essayer d'expliquer cette commande passive « modifiée » pour des systèmes de type (II.17).

II.3 Adaptation de la formulation générale de la commande passive.

En général, cette commande permet d'émuler le système tout en augmentant le taux de convergence de l'état vers le point d'équilibre grâce à l'«injection d'amortissement». La grandeur de commande est obtenue à partir de cette «émulation». On peut augmenter l'ordre de la commande en ajoutant une structure adaptative «passive». Le tout est défini de sorte que la condition de stabilité au sens de Lyapunov soit remplie. On peut conclure que la commande passive n'est qu'une technique directe pour assurer la stabilité d'un système au sens de Lyapunov.

On peut distinguer deux pas fondamentaux dans l'application de la commande passive à un système donné :

- on décrit le système sous forme d'E-L et on exploite sa (possible) passivité pour créer des relations décrivant la commande stabilisante.
- à partir de ces relations et en utilisant des techniques diverses (commande à structure variable ou commande basée sur une représentation moyenne), on calcule la dynamique du correcteur (s'il existe) et la valeur de la commande.

II.3.1 Obtention de la relation décrivant la commande stabilisante.

Dans cette section, nous allons exploiter la propriété passive d'un système sous la forme (II.17). Pour cela, il faut poser quelques hypothèses à vérifier au fur et à mesure.

Hypothèse 1 : on peut représenter le système sous le formalisme d'E-L (II.18)

$$\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{x} = \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}) \quad (\text{II.18})$$

Où :

- \mathbf{x} est le vecteur d'état de dimension n
- \mathbf{U} le vecteur regroupant la commande, de dimension m
- \mathbf{E} le vecteur des «efforts» extérieurs appliqués au système (des forces dans les cas mécanique, sources de courant ou de tension dans le cas électrique)
- \mathbf{H} : matrice diagonale définie positive liée au stockage d'énergie dans les différents éléments du système
- $\mathbf{F}(\mathbf{U})$: elle tient en compte la partie de l'énergie qui est échangée entre les éléments du système
- $\mathbf{K}(\mathbf{U})$: matrice semi-définie positive qui indique le taux de dissipation d'énergie (énergie s'échappant hors du système)
- $\mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E})$: montre la façon dont les efforts extérieurs sont appliqués au système (énergie entrant dans le système) (Figure II.2).

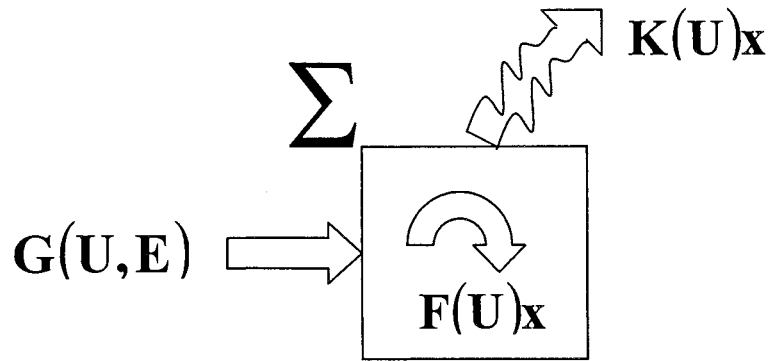


Figure II.2: échanges énergétiques correspondants aux composantes d'E-L

On appelle \mathbf{x}_d (d comme «désirée») la trajectoire d'équilibre autour de laquelle on veut stabiliser l'état. Comme on verra plus tard, cette trajectoire ne peut être entièrement définie que si l'on a un système complètement commandé. On calcule l'erreur de l'état par rapport à cette trajectoire, soit :

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_d \quad (\text{II.19})$$

En introduisant (II.19) dans (II.18), on obtient :

$$\mathbf{H}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}) - \{ \mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d + \mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d \} \quad (\text{II.20})$$

Hypothèse 2: la trajectoire d'équilibre \mathbf{x}_d appartient au sous espace défini par (II.18), il existe donc une solution $\mathbf{U} = \mathbf{U}_c$ qui annule la partie droite de (II.20), et cette solution peut être calculée, ce qui donne :

$$\mathbf{G}(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \{ \mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathbf{F}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d + \mathbf{K}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d \} = 0 \quad (\text{II.21})$$

Avec les conditions de l'hypothèse 2, la dynamique de l'erreur est définie par la partie gauche de (II.20)

$$\mathbf{H}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{F}(\mathbf{U}_c)\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}(\mathbf{U}_c)\tilde{\mathbf{x}} = 0 \quad (\text{II.22})$$

Pour étudier la stabilité de l'erreur sur cette condition-là, on fait appel au critère de stabilité de Lyapunov. On pose l'énergie de l'erreur comme fonction candidate de Lyapunov.

$$\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{II.23})$$

Et on dérive l'expression pour obtenir :

$$\dot{\mathbf{V}}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T [\mathbf{F}(\mathbf{U}_c) + \mathbf{K}(\mathbf{U}_c)] \tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{II.24})$$

On pose l'hypothèse suivante:

Hypothèse 3: $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}_c) \tilde{\mathbf{x}} = 0$,

la conséquence est que la dérivée de la fonction candidate se résume à

$$\dot{\mathbf{V}}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{K}(\mathbf{U}_c) \tilde{\mathbf{x}} \leq -\lambda(\|\tilde{\mathbf{x}}\|) \quad (\text{II.25})$$

Où $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{K}(\mathbf{U}) \tilde{\mathbf{x}}$ est une forme quadratique définie positive et $\lambda(\bullet)$ est une fonction de classe \mathbf{K} , alors $\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}})$ est bien une fonction de Lyapunov.

En résumé, sous les hypothèses 2 et 3, on montre bien la stabilité asymptotique du système considéré autour de son point d'équilibre. Dans la pratique, cette approche est équivalente à une commande en boucle ouverte.

Si l'on veut aller plus loin et donc accélérer la convergence vers le point d'équilibre par un artifice, on devra rendre plus négative la dérivée de $\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}})$. Pour cela, on émuler la commande par l'introduction d'une expression supplémentaire dans le modèle initial (II.20): on ajoutera un terme

dont le rôle sera d'augmenter certaines valeurs de $\mathbf{K}(\mathbf{U})$. On définit ainsi une matrice diagonale $\mathbf{K}_i = \text{diag}(k_1, \dots, k_n)$, avec $k_i \geq 0$. Le modèle (II.20) devient alors

$$\mathbf{H}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}_i\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}) - \{\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d + \mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d\} + \mathbf{K}_i\tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{II.26})$$

En adoptant la même démarche que plus haut et si l'on suppose qu'il existe une commande $\mathbf{U} = \mathbf{U}_c$ qui annule la partie de droite de (II.26)

$$\mathbf{G}(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \{\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathbf{F}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d + \mathbf{K}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d\} + \mathbf{K}_i\tilde{\mathbf{x}} = 0 \quad (\text{II.27})$$

sous les mêmes hypothèses 2 et 3, et ayant défini la même fonction candidate $\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}})$, on aboutit à :

$$\dot{\mathbf{V}}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T \{\mathbf{K}(\mathbf{U}_c) + \mathbf{K}_i\}\tilde{\mathbf{x}} \leq \lambda(\|\tilde{\mathbf{x}}\|) \quad (\text{II.28})$$

On remarquera que $\dot{\mathbf{V}}(\tilde{\mathbf{x}})$ sera d'autant plus négative que le terme \mathbf{K}_i est important. Ceci montre bien la justesse de la dénomination de \mathbf{K}_i : Matrice d'Injection d'Amortissement.

La relation (II.27) décrit la commande stabilisante. Si l'on nomme \wp le domaine d'existence de la commande, le problème de régulation se limite donc à calculer $\mathbf{U}_c \in \wp$ à partir de (II.27) tout en assurant une application $\mathbf{U}_c \mapsto \mathbf{x}_{dl}$ passive (dynamique des zéros stables).

II.3.2 Calcul de la commande.

Pour pouvoir analyser le problème de la commande, on va décomposer le système (II.18), de dimension n , en deux sous-systèmes. On va supposer une matrice dissipative $\mathbf{K}(\mathbf{U})$ diagonale (la démarche est néanmoins la même pour le cas général).

$$\mathbf{H}_c \dot{\mathbf{x}}_c + \mathbf{F}_c(\mathbf{U})\mathbf{x}_c + \mathbf{K}_c(\mathbf{U})\mathbf{x}_c + \mathbf{F}_{cl}(\mathbf{U})\mathbf{x}_l = \mathbf{G}_c(\mathbf{U}, \mathbf{E}) \quad (\text{II.29})$$

$$\mathbf{H}_l \dot{\mathbf{x}}_l + \mathbf{F}_l(\mathbf{U})\mathbf{x}_l + \mathbf{K}_l(\mathbf{U})\mathbf{x}_l + \mathbf{F}_{lc}(\mathbf{U})\mathbf{x}_c = \mathbf{G}_l(\mathbf{U}, \mathbf{E}) \quad (\text{II.30})$$

D'une part, dans (II.29), on a la dynamique « commandée », \mathbf{x}_c . De la même dimension que \mathbf{U}_c , de dimension m , il est composé des variables d'état avec contrôle indépendant parmi lesquelles se trouve(nt) la (les) variable(s) à commander¹. D'autre part, dans (II.30), on décrit la dynamique « libre », \mathbf{x}_l , composée par le reste des variables d'état (dimension $n-m$). Avec une telle subdivision, l'équation décrivant la commande (II.27) peut être aussi divisée en :

$$\mathbf{G}_c(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \{ \mathbf{H}_c \dot{\mathbf{x}}_{dc} + \mathbf{F}_c(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dc} + \mathbf{K}_c(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dc} + \mathbf{F}_{cl}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dl} \} + \mathbf{K}i_c \tilde{\mathbf{x}}_c = 0 \quad (\text{II.31})$$

$$\mathbf{G}_l(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \{ \mathbf{H}_l \dot{\mathbf{x}}_{dl} + \mathbf{F}_l(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dl} + \mathbf{K}_l(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dl} + \mathbf{F}_{lc}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dc} \} + \mathbf{K}i_l \tilde{\mathbf{x}}_l = 0 \quad (\text{II.32})$$

Par la suite, on va voir comment la disposition adoptée permet calculer aisément la commande. On impose la trajectoire commandée désirée², $\mathbf{x}_{dc}(t)$, et l'équation (II.31) décrit, de forme univoque (à condition qu'il n'y ait pas de problème de régularité), la commande \mathbf{U}_c (autant d'équations que d'actions de commande indépendantes à calculer). Dans le cas de régulation d'un système continu, on aura la loi de commande suivante :

$$\mathbf{U}_c = f(\mathbf{x}_{dc}, \mathbf{x}_{dl}, \mathbf{E}, \mathbf{K}i_c \tilde{\mathbf{x}}_c)$$

On injecte $\mathbf{x}_{dc}(t)$ et \mathbf{U}_c dans l'équation (II.32) et on obtient la dynamique des variables libres ($\mathbf{x}_{dl}(t)$), en conséquence, la dynamique des zéros « désirée » (II.33).

$$\dot{\mathbf{x}}_{dl} = \mathbf{H}_l^{-1} \{ \mathbf{G}_l(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \mathbf{F}_l(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dl} - \mathbf{K}_l(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dl} - \mathbf{F}_{lc}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_{dc} + \mathbf{K}i_l \tilde{\mathbf{x}}_l \} \quad (\text{II.33})$$

Il s'agit donc d'un feedback dynamique dans l'état $\mathbf{x}_{dl}(t)$. Pour que le système soit globalement stable, la dynamique des zéros doit converger, ce qui implique une application $\mathbf{U}_c \mapsto \mathbf{x}_{dl}(t)$ passive. Dans la Figure II.3, on décrit la structure de commande.

¹ Cette dernière condition implique le degré relatif unitaire. En effet, s'il y a des variables à commander de degré relatif $r > 1$, la démarche proposée n'est plus valable et une commande « indirecte » s'impose.

² Pour le problème de régulation, on considère $\dot{\mathbf{x}}_{dc}(t) = 0$

S'il y a une commande indépendante pour chaque degré de liberté ($n=m$), l'équation (II.31) définit entièrement la commande et la dynamique des zéros n'existe plus. Dans ce cas-là, le système est globalement asymptotiquement stable (cas des robots manipulateurs, p.e.).

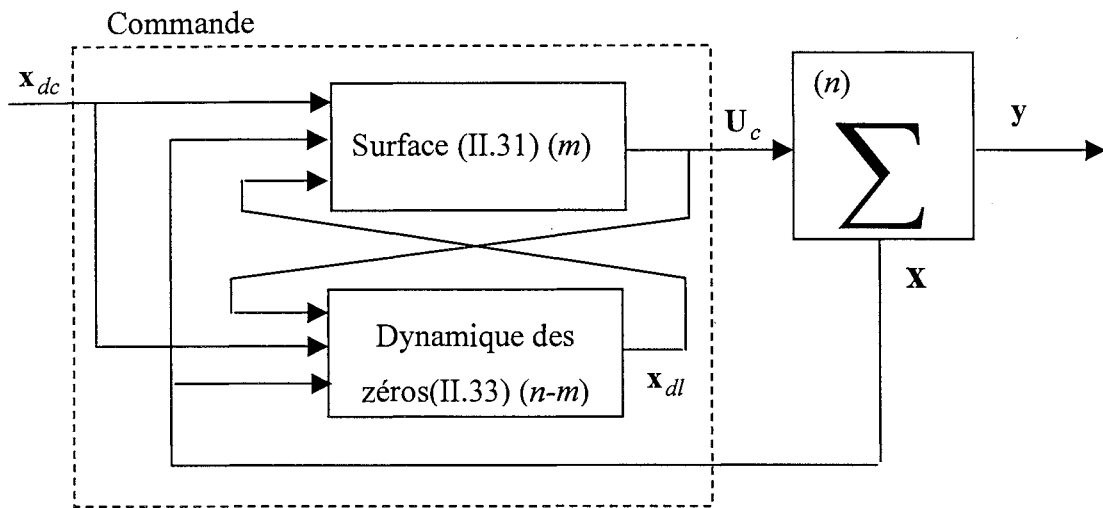


Figure II.3: structure de la commande passive

Dans la Figure II.4, on montre un exemple de l'évolution des variables d'état d'un système d'ordre $n=3$ sous la commande passive.

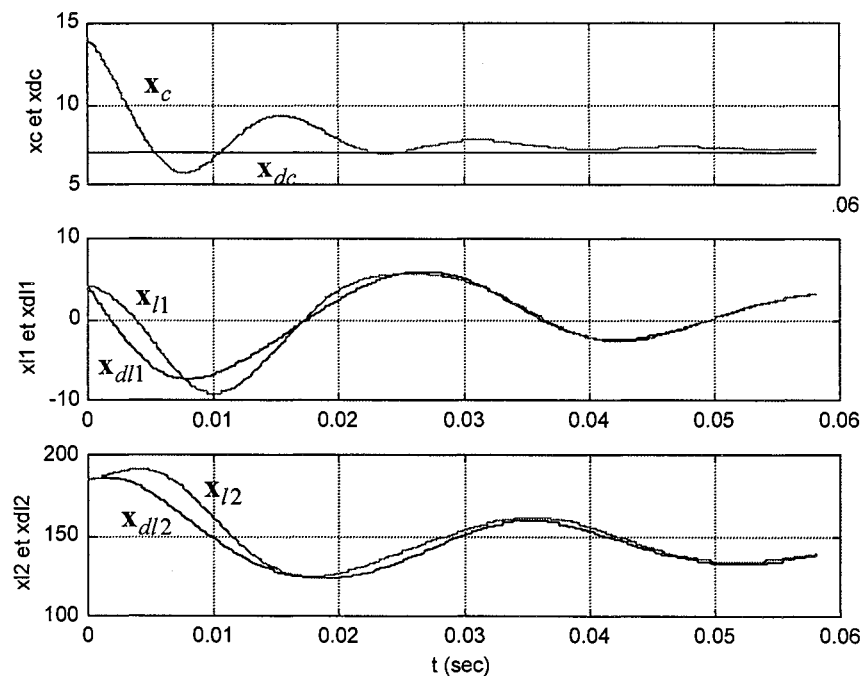


Figure II.4: système avec faible injection d'amortissement

Le système en question n'a qu'une action de commande, et donc on ne peut fixer qu'une valeur désirée ($\text{rang}(\mathbf{x}_{dc})=1$). On a comme conséquence deux variables libres correspondant à la dynamique des zéros (\mathbf{x}_{l1} et \mathbf{x}_{l2}). La variable commandée (\mathbf{x}_c) converge vers sa valeur désirée, (\mathbf{x}_{dc}), qui est fixée. Les variables libres (\mathbf{x}_{l1} , \mathbf{x}_{l2}) convergent par contre vers des valeurs désirées qui évoluent dans le temps (\mathbf{x}_{dl1} , \mathbf{x}_{dl2}). On remarque que l'évolution de ces valeurs désirées est asymptotiquement stable (application $U_c \mapsto \mathbf{x}_{dl}(t)$ passive).

Dans la Figure II.5, on présente le même système mais avec une injection d'amortissement plus forte. On a accéléré la convergence des variables vers la trajectoire désirée ($\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}_d$). On voit bien que ces valeurs sont superposées dans le cas des variables libres. Dans la réalité, on a plutôt convergence :

- des variables commandées vers les variables commandées désirées, $\mathbf{x}_c \rightarrow \mathbf{x}_{dc}$
- des variables libres désirées vers les variables libres réelles, $\mathbf{x}_{dl} \rightarrow \mathbf{x}_l$

C'est pour cela que l'injection d'amortissement des variables commandées doit être en accord avec la dynamique réelle atteignable mais on peut injecter un amortissement beaucoup plus fort pour les variables libres.

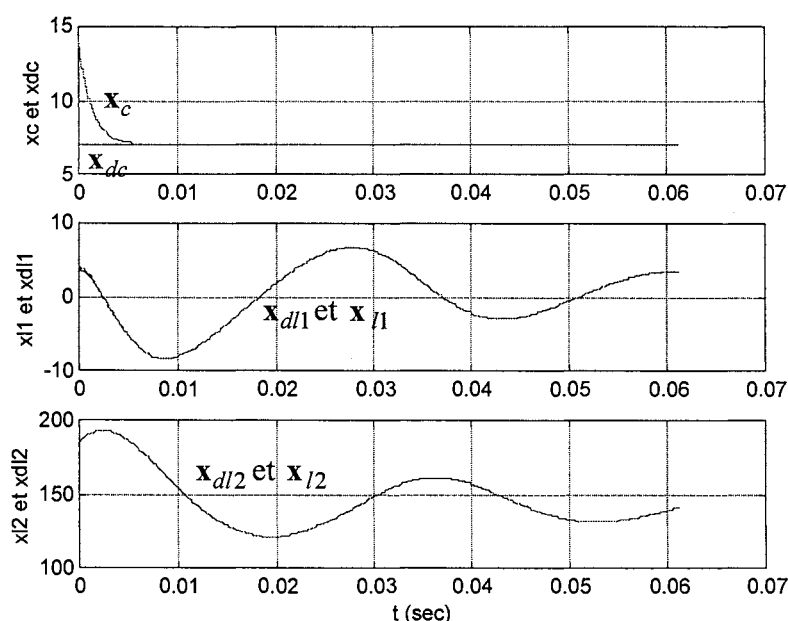


Figure II.5: système avec forte injection d'amortissement

Dans la Figure II.6, on montre un exemple de commande passive avec une dynamique des zéros instable. Les variables convergent vers la trajectoire désirée, mais cette trajectoire est divergente et même si l'on arrive à réguler la variable commandée, le système devient instable.

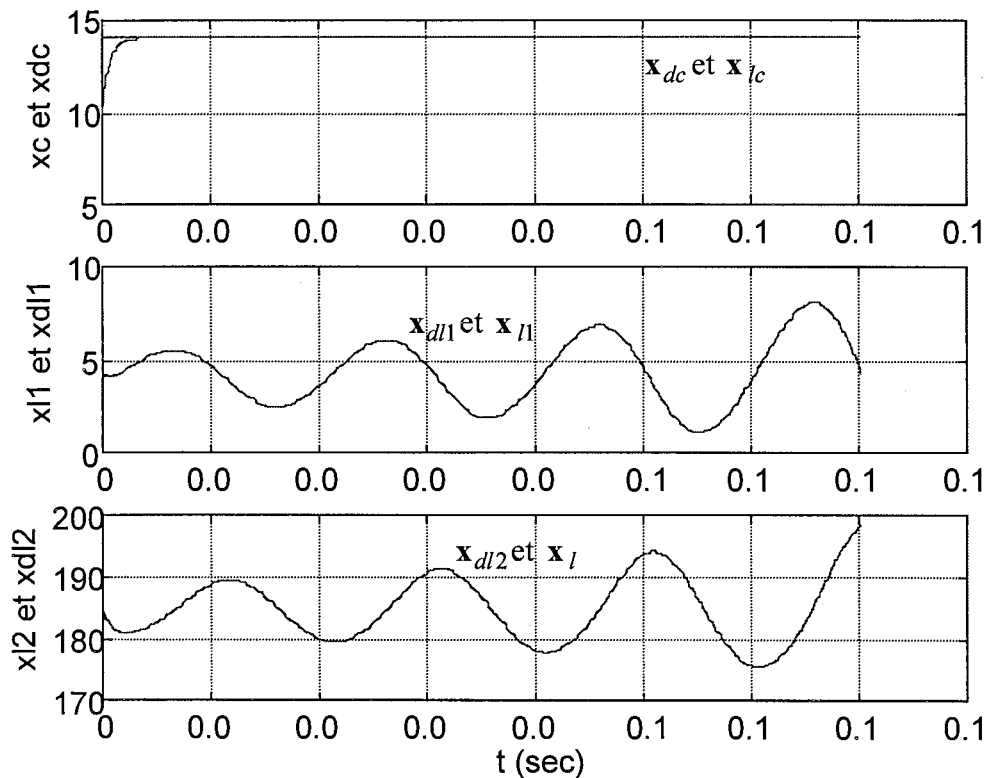


Figure II.6: système avec dynamique des zéros instable

Si l'action de commande n'est pas de nature continue et prend ses valeurs dans un ensemble discret $\{u_{\min}, u_{\max}\}$, l'équation (II.31) joue le rôle d'une surface glissante définie par l'état désiré, et la commande ainsi calculée devient la commande équivalente, U_{ceq} .

II.3.3 Choix de la matrice d'injection d'amortissement K_i .

Dans la littérature, il n'y a pas de lignes directrices sur le choix de la matrice K_i . On sait que, plus ses termes sont importants, plus le système converge vite vers les valeurs désirées. La question demeure de savoir où se situe la borne supérieure.

On peut analyser le problème en deux étapes :

- a) il faut d'abord définir la dynamique maximale de convergence désirée (tout en tenant en compte des limites structurelles du système)
- b) une fois la dynamique désirée fixée, on calcule les valeurs d'injection correspondantes

Pour la première étape de l'analyse, celle de la définition de la dynamique de convergence maximale, il faut considérer séparément la dynamique des variables commandées (\mathbf{x}_c) et celle des variables libres (\mathbf{x}_l).

On va d'abord analyser le rôle que joue l'injection d'amortissement $\mathbf{K}i_l$ dans la dynamique des variables libres \mathbf{x}_l . On observe que l'on peut augmenter les valeurs des éléments de $\mathbf{K}i_l$ de façon arbitraire, car ils n'ont qu'une influence indirecte sur le calcul de la commande $U_c(t)$. Le seul effet est « d'accrocher » la dynamique des zéros « désirée » à la dynamique des zéros réelle. On peut donc considérer que la dynamique maximale atteignable pour la convergence des valeurs libres \mathbf{x}_l peut être poussée jusqu'à des valeurs importantes.

Pour le choix de la matrice d'injection d'amortissement des variables commandées, $\mathbf{K}i_c$, il faut tenir compte du fait que ses éléments vont accélérer la dynamique des variables commandées tout en augmentant l'action de commande $U_c(t)$. Or, il y a deux limites à respecter :

- Dès que la commande $U_c(t)$ est saturée, il est inutile d'augmenter les éléments de $\mathbf{K}i_c$. Il faudrait donc calculer à partir de l'équation (II.31) la valeur maximale $\mathbf{K}i_{cmax}$ qui sature la commande quand l'écart maximal $\tilde{\mathbf{x}}_{cmax}$ de $\tilde{\mathbf{x}}_c$ se produit

$$U_{csat} = f(\mathbf{x}_{dc}, \mathbf{x}_{dl}, \mathbf{E}, \mathbf{K}i_{cmax} \tilde{\mathbf{x}}_{cmax})$$

On peut observer que ce calcul devient un problème d'optimisation non-linéaire qui dépend des valeurs \mathbf{x}_{dc} et \mathbf{x}_{dl} . Sa résolution, complexe, n'est pas traitée dans cette thèse.

- Si le modèle du système a une dynamique maximale qu'il ne peut dépasser, il faudrait calculer les valeurs de \mathbf{K}_c qui donnent la constante de temps correspondante¹. C'est le cas des systèmes à retard (onduleur commandé en pleine onde).

Une fois les dynamiques de convergence fixées, le calcul de la matrice d'injection d'amortissement est assez simple vu le rôle que jouent les composants de \mathbf{K}_c dans la structure du système. La matrice \mathbf{H} est l'inertie du système et le couple $\mathbf{K}(\mathbf{U}) + \mathbf{K}_c$ est, pour sa part, la dissipation. Les constantes de temps de la convergence des différentes variables, $\tau = [\tau_1 \ \dots \ \tau_n]^T$, peuvent être calculées à partir de :

$$\tau^T = [1 \ 1 \ \dots \ 1]_{1 \times n} \{ \mathbf{H}(\mathbf{K}(\mathbf{U}) + \mathbf{K}_c)^{-1} \} \quad (\text{II.34})$$

Si l'on connaît la dynamique maximale atteignable par les différentes variables du système et donc, les constantes de temps minimales $\tau_{\min} = [\tau_{1\min} \ \dots \ \tau_{n\min}]^T$, on peut aisément calculer les valeurs d'injection maximales, $\mathbf{K}_{c\max} = \text{diag}[k_{1\max} \ \dots \ k_{n\max}]$.

$$\mathbf{K}_{c\max} = \mathbf{H} (\mathbf{I} \tau_{\min})^{-1} - \mathbf{K}_{\max} \quad (\text{II.35})$$

Où \mathbf{I} représente la matrice unitaire de dimension $n \times n$ et \mathbf{K}_{\max} est la matrice formée avec les valeurs maximales que prennent les composants de $\mathbf{K}(\mathbf{U})$ suivant les différentes valeurs de \mathbf{U} .

II.3.4 Restrictions à l'application de la commande passive.

On peut maintenant analyser les conditions sous lesquelles il est possible d'appliquer la commande passive à un système donné. Il y a des conditions de type structurelles (*hypothèses 1, 2 et 3*) :

¹ Ceci peut être une alternative pour prendre en compte la saturation. En effet, on peut calculer l'accélération maximale d'un bras-robot avec charge maximale et les actionneurs saturés. La dynamique calculée correspond à la fréquence maximale à partir de laquelle la commande peut être saturée.

- le système doit avoir une représentation d'E-L
- la matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ appartenant cette représentation doit présenter la propriété $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}_c) \tilde{\mathbf{x}} = 0$
- le degré relatif unitaire des variables commandées, qui permet de calculer \mathbf{U}_c d'une manière « directe ».
- la commande \mathbf{U}_c ainsi calculée doit appartenir au domaine d'existence de \mathbf{U} .

En cas d'existence de dynamique des zéros, l'application $\mathbf{U}_c \mapsto \mathbf{x}_d(t)$ doit être passive. Malheureusement, il n'y a pas de démarche générale pour cette analyse. En fonction de la structure et des contraintes auxquelles est soumis le système, on peut trouver des moyens particuliers pour assurer la stabilité de la dynamique des zéros. C'est le cas des moteurs à induction [OR-93]. Par contre, on n'a pas encore trouvé la façon d'assurer la stabilité grands signaux de la dynamique des zéros des convertisseurs d'ordre supérieur, tel que l'onduleur de tension triphasé [GE-97].

Pour finir, quelques précisions sur la robustesse de la commande passive sont de rigueur : on observe une forte dépendance de la structure étudiée vis à vis des paramètres du modèle. Comme toute commande basée sur une inversion partielle de l'état, le calcul de la commande fait intervenir les paramètres du système (tension, inductances, résistances...). Une erreur d'estimation sur ces paramètres implique une erreur de commande, ce qui conduit naturellement à s'éloigner plus ou moins du but recherché.

Si certains paramètres peuvent être mesurables, d'autres ne le sont pas directement. Il faut donc envisager une commande plus élaborée : c'est la commande passive adaptative qui sera développée ci-dessous.

II.3.5 Commande passive adaptative.

Dans la plupart des réalisations adaptatives, la solution adoptée propose une synthèse du correcteur indépendante de celle de l'observateur, tout en gardant certaines hypothèses de découplage entre les deux structures.

La stratégie passive-adaptative, par contre, réalise une approche unifiée de la synthèse des deux structures. Ainsi, la stabilité au sens de Lyapunov de l'ensemble observateur-correcteur est assurée.

Néanmoins, pour que cette approche soit réalisable, le système doit être linéaire vis à vis des paramètres à estimer (on verra pourquoi par la suite). Toute la démarche adaptative présentée ici est traitée dans Ortega *et al* [OR-89], un article qui est devenu une référence dans le domaine.

On retient la notation utilisée jusqu'à présent pour la représentation du système réel et on ajoute un «chapeau» aux grandeurs théoriques. Le système est donc représenté par l'équation (II.18), mais la commande (II.21) doit être redéfinie à partir des grandeurs théoriques. On obtient :

$$\hat{\mathbf{G}}(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \left\{ \hat{\mathbf{H}}\dot{\mathbf{x}}_d + \hat{\mathbf{F}}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d + \hat{\mathbf{K}}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d \right\} + \mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}} = 0 \quad (\text{II.36})$$

En combinant (II.36) et (II.18) on aboutit à la dynamique de l'écart (II.37)

$$\mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{F}(\mathbf{U}_c)\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}(\mathbf{U}_c)\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}} = \Delta\mathbf{G}(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \left\{ \Delta\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \Delta\mathbf{F}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d + \Delta\mathbf{K}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d \right\} \quad (\text{II.37})$$

où $\Delta\mathbf{M} = \mathbf{M} - \hat{\mathbf{M}}$. On remarque que si l'erreur de paramétrage de l'ensemble des matrices est nulle on retrouve bien le résultat de stabilité du paragraphe II.3.1.

Si Θ est le vecteur des paramètres réels et $\hat{\Theta}$ celui des valeurs estimées, on définit l'erreur des paramètres, $\tilde{\Theta} = \Theta - \hat{\Theta}$, avec la propriété $\dot{\tilde{\Theta}} = -\dot{\hat{\Theta}}$. En ajoutant l'hypothèse d'une paramétrisation linéaire, on peut réarranger la partie droite de (II.37) en faisant sortir le vecteur erreur de paramètres comme facteur :

$$\Delta\mathbf{G}(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \left\{ \Delta\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \Delta\mathbf{F}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d + \Delta\mathbf{K}(\mathbf{U}_c)\mathbf{x}_d \right\} = \mathbf{Y}(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}_c)\tilde{\Theta} \quad (\text{II.38})$$

On définit une fonction candidate de Lyapunov qui prend en compte «l'énergie» associée à l'erreur de paramètres :

$$\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\Theta}) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}} + \frac{1}{2} \tilde{\Theta}^T \Gamma \tilde{\Theta} \quad (\text{II.39})$$

où Γ est une matrice diagonale semi-définie positive. On dérive (II.39) et grâce aux propriétés passives du système on obtient :

$$\dot{\mathbf{V}}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\Theta}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T \{ \mathbf{K}(\mathbf{U}_c) + \mathbf{K}_i \} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Y}(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}_c) \tilde{\Theta} - \tilde{\Theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\Theta}} \quad (\text{II.40})$$

Pour que $\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\Theta})$ soit une fonction de Lyapunov, il faut assurer

$$\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Y}(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}_c) \tilde{\Theta} - \tilde{\Theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\Theta}} = 0 \quad (\text{II.41})$$

Dans ce cas-là, l'erreur de régulation converge vers zéro et l'erreur d'estimation se stabilise autour d'une valeur d'équilibre.

La condition (II.41) définit implicitement la loi d'estimation des paramètres:

$$\dot{\tilde{\Theta}} = \Gamma^{-1} \mathbf{Y}^T(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}_c) \tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{II.42})$$

Les valeurs de la diagonale de Γ^{-1} définiront la vitesse d'estimation.

II.4 Conclusion.

L'approche originelle de la commande passive est bien adaptée aux systèmes entièrement commandés. Dans ce cas-là, la stabilité globale est garantie et aucune étude de stabilité de la dynamique des zéros (inexistante) n'est nécessaire. C'est le cas des robots manipulateurs, application type où la commande passive s'avère plus performante que les autres techniques linéaires, en effet :

- le système est entièrement commandé, au sens où il y a autant d'actions de commande que de variables d'état (à ne pas confondre avec la définition de commandabilité). En fait, même si nous prenons en compte la flexibilité des axes, nous pouvons nous ramener à une subdivision en cascade de systèmes entièrement commandés [OR-94].
- le système est fortement non linéaire, la plage de fonctionnement comprend une grande variation de poids, des inerties et autres paramètres, ce qui fait que les techniques linéaires ne s'y adaptent qu'au prix d'une grande complexité que ce soit dans la synthèse ou dans l'implantation.

Pour le cas des systèmes sous commandés (où les actions de commande sont en nombre inférieur aux variables d'état), la commande passive perd sa propriété la plus remarquable, à savoir la stabilité intrinsèque associée. La présence de la dynamique des zéros demande alors une étude de stabilité supplémentaire. La synthèse de la commande passe alors obligatoirement par l'analyse de stabilité locale.

Nous avons par ailleurs montré dans ce chapitre les conditions d'application de la commande passive laquelle se calcule aisément à partir d'une représentation Euler-Lagrange. Un degré relatif unitaire (sans qu'il soit absolument nécessaire) ainsi que la propriété d'antisymétrie d'une matrice appartenant à cette représentation d'E.L. simplifient grandement le calcul de la commande.

Nous nous attacherons dans le chapitre qui suit à mettre en exergue des propriétés de groupe des convertisseurs de l'électronique de puissance à la lumière des propriétés inhérentes à la commande passive développées dans ce chapitre.

Nous pouvons toutefois avancer la remarque que la grande part des convertisseurs de l'EP ne sont pas entièrement commandés. Nous devons donc être prudents quant à la dynamique des zéros, surtout quand on sait que ces structures sont faiblement amorties.

Dans l'approche « modifiée » retenue, on tient en compte des propriétés générales du système indépendamment du type de commande adoptée. Ainsi, la commande peut être de nature continue ou discrète (commande à structure variable).

En ce qui concerne la synthèse du correcteur, nous avons montré la manière de calculer les valeurs de convergence correspondants aux termes d'injection d'amortissement (pas de référence à ce propos dans la littérature). Ceci permet de mieux affiner le choix de la matrice d'injection tout en maîtrisant les effets de la vitesse de convergence vers l'état désiré.

La structure adaptative permet quant à elle d'améliorer la commande passive. Mais, le mérite de cette structure n'appartient pas à la théorie passive. Déjà connue sous le nom de « méthode du gradient », elle peut être aussi utilisée dans d'autres structures de commande, comme la commande linéarisante [OR-89].

Chapitre III

Application possible en E.P.

III APPLICATION POSSIBLE EN E.P.

III.1 Introduction

On s'efforcera dans cette partie de montrer que les convertisseurs de l'EP vérifient les hypothèses 1 et 3, qui sont, rappelons-le :

- le convertisseur doit avoir une représentation d'E-L
- la matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$, appartenant à cette représentation, doit présenter la propriété $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$

Dans Wyatt *et al.* [WY-82], on trouve une première approche au problème. Les auteurs développent une représentation canonique des réseaux électriques non dissipatifs qui fait apparaître la propriété antisymétrique de certaines matrices appartenant à cette représentation. Il y a quelques similitudes avec le problème posé mais le formalisme ne correspond pas à celui d'E-L. En plus, il ne tient pas compte des résistances présentes dans la plupart des réseaux idéaux et dans la totalité des réseaux réels.

Par contre, dans Maschke *et al.* [MA-95], on trouve la première formulation intrinsèque des circuits LC sous forme Hamiltonienne, ce qui donne directement une représentation d'E-L. On arrive même à montrer le caractère antisymétrique de la matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ du système sur une certaine forme canonique (solution particulière de la propriété plus générale $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}_c) \tilde{\mathbf{x}} = 0$). Selon l'article, la méthode est généralisable aux circuits avec des composants dissipatifs (résistances). La démarche reste très mathématique, en utilisant des outils parfois complexes (espaces de Poisson, Dirac...) et la représentation obtenue n'est pas directement exploitable.

Il est donc intéressant de développer une généralisation des propriétés passives des circuits électriques comprenant des résistances, en utilisant des théorèmes du domaine électrique sans chercher à faire une analogie avec les formalismes « mécaniques ». Dans la section qui suit, nous allons nous efforcer de construire une telle généralisation.

III.2 Généralisation de la représentation d'E-L aux convertisseurs de l'électronique de puissance.

On va montrer, tout d'abord, la possibilité de représenter n'importe quel convertisseur par une équation de la forme d'E-L (II.18). Prenons comme « convertisseur générique » le circuit représenté par la Figure III.1. Il contient k inductances, m condensateurs, r résistances, n interrupteurs parfaits, q sources de tension et p sources de courant. Le tout est interconnecté par les diverses configurations des interrupteurs. Nous faisons cependant l'hypothèse de résistances, condensateurs et inductances parfaits (sans perte de généralité).

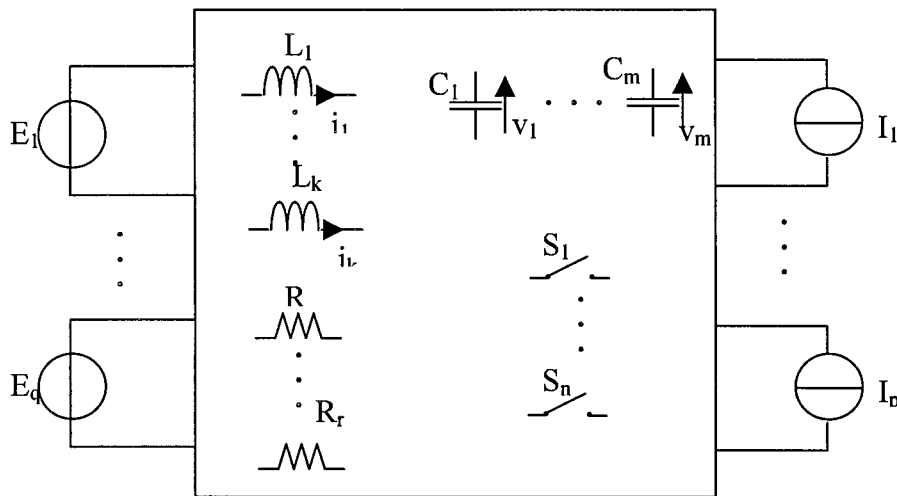


Figure III.1: convertisseur générique

Prenons $\mathbf{U}=[u_1, \dots, u_n]^T$ le vecteur donnant l'état des interrupteurs, avec $u_i \in \{-1, 0, 1\}$, $\mathbf{I}_L=[i_1, \dots, i_k]^T$ le vecteur des courants des k inductances, $\mathbf{V}_c=[v_1, \dots, v_m]^T$ le vecteur de tensions des m condensateurs, $\mathbf{E}=[E_1, \dots, E_q]^T$ le vecteur regroupant les sources de tension et $\mathbf{I}=[I_1, \dots, I_p]^T$ le vecteur des sources de courant. Pour chaque inductance L_i , on peut poser le circuit équivalent Thévenin suivant :

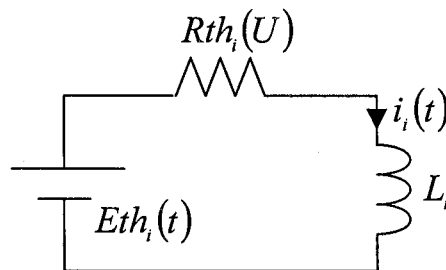


Figure III.2: circuit équivalent Thevenin pour la i -ème inductance

$$Eth_i(t) = \mathbf{T}_{SE_i}(\mathbf{U})\mathbf{E} + \mathbf{T}_{SI_i}(\mathbf{U})\mathbf{I} + \mathbf{T}_{eV_i}(\mathbf{U})\mathbf{V}_c + \mathbf{T}_{eI_i}(\mathbf{U})\mathbf{I}_L \quad (\text{III.1})$$

$$L_i \frac{di_i(t)}{dt} = Eth_i(t) - Rth_i i_i(t) \quad (\text{III.2})$$

Les différents $\mathbf{T}_{xx_i}(\mathbf{U})$ sont les vecteurs qui représentent une combinaison linéaire fonction de la configuration des interrupteurs. Il faut noter que le i -ème élément du vecteur $\mathbf{T}_{eI_i}(\mathbf{U})$ est forcément nul, car la tension Thévenin Eth_i correspondant à l'inductance L_i n'est pas liée au courant i_i qui la traverse.

De la même façon, pour chaque condensateur C_j , on pose le circuit équivalent de Norton suivant :

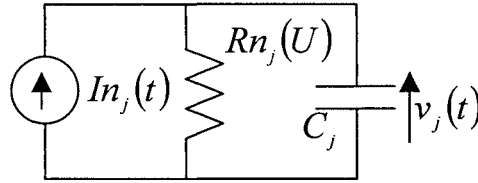


Figure III.3: circuit équivalent de Norton pour le j -ème condensateur

$$In_j(t) = \mathbf{T}_{SE_j}(\mathbf{U})\mathbf{E} + \mathbf{T}_{SI_j}(\mathbf{U})\mathbf{I} + \mathbf{T}_{eV_j}(\mathbf{U})\mathbf{V}_c + \mathbf{T}_{eI_j}(\mathbf{U})\mathbf{I}_L \quad (\text{III.3})$$

$$C_j \frac{dv_j(t)}{dt} = In_j(t) - \frac{v_j(t)}{Rn_j} \quad (\text{III.4})$$

Il faut de même noter que le j -ème élément du vecteur $\mathbf{T}_{eV_j}(\mathbf{U})$ est aussi nul, car le courant de Norton In_j correspondant au condensateur C_j n'est pas lié à la tension v_j .

Si l'on met (III.1) dans (III.2) et (III.3) dans (III.4) pour chaque élément et si l'on regroupe toutes les équations correspondantes aux inductances et condensateurs du convertisseur dans la même

expression, on obtient une représentation d'E-L (II.18) où l'effort extérieur est composé des sources de tension \mathbf{E} et/ou des sources de courant \mathbf{I} .

$$\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{x} = \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}) \quad (\text{III.5})$$

avec

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} L_1 & & & & & \\ & \ddots & & & & \\ & & L_k & & & \\ & & & C_1 & & \\ & \mathbf{0} & & & \ddots & \\ & & & & & C_m \end{bmatrix} \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_k \\ v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{SEE_1}(\mathbf{U})\mathbf{E} + \mathbf{T}_{SIE_1}(\mathbf{U})\mathbf{I} \\ \vdots \\ \mathbf{T}_{SEE_k}(\mathbf{U})\mathbf{E} + \mathbf{T}_{SIE_k}(\mathbf{U})\mathbf{I} \\ \mathbf{T}_{SEI_1}(\mathbf{U})\mathbf{E} + \mathbf{T}_{SII_1}(\mathbf{U})\mathbf{I} \\ \vdots \\ \mathbf{T}_{SEI_m}(\mathbf{U})\mathbf{E} + \mathbf{T}_{SII_m}(\mathbf{U})\mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} Rth_1(\mathbf{U}) & & & & & \\ & \ddots & & & & \\ & & Rth_k(\mathbf{U}) & & & \\ & & & \frac{1}{Rn_1(\mathbf{U})} & & \\ & \mathbf{0} & & & \ddots & \\ & & & & & \frac{1}{Rn_m(\mathbf{U})} \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{eIE_1}(\mathbf{U}) & \mathbf{T}_{eVE_1}(\mathbf{U}) \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{T}_{eIE_k}(\mathbf{U}) & \mathbf{T}_{eVE_k}(\mathbf{U}) \\ \mathbf{T}_{eII_1}(\mathbf{U}) & \mathbf{T}_{eVI_1}(\mathbf{U}) \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{T}_{eII_m}(\mathbf{U}) & \mathbf{T}_{eVI_m}(\mathbf{U}) \end{bmatrix}$$

où

- la matrice \mathbf{H} regroupe les termes liés à l'accumulation d'énergie
- $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ tient en compte de la configuration pour établir les échanges énergétiques entre les inductances et les condensateurs
- $\mathbf{K}(\mathbf{U})$ représente la dissipation d'énergie
- $\mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I})$ définit la façon avec laquelle l'effort extérieur (\mathbf{E}, \mathbf{I}) est appliqué sur le circuit.

On retrouve bien l'esprit énergétique qui avait motivé la création d'une telle représentation par les mécaniciens. On vient de montrer la faisabilité de la représentation d'E-L pour n'importe quel convertisseur, donc seule la caractéristique $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$ reste à vérifier. Une des conséquences de cette propriété est une diagonale nulle en $\mathbf{F}(\mathbf{U})$, ce qui est observé si l'on prend en compte les j -èmes éléments des vecteurs $\mathbf{T}_{eVI_j}(\mathbf{U})$ et i -èmes éléments des vecteurs $\mathbf{T}_{eIE_i}(\mathbf{U})$, lesquels sont nuls.

Par la suite on appellera **composants d'E-L** l'ensemble de matrices et vecteurs

$$\mathbf{x}, \mathbf{H}, \mathbf{F}(\mathbf{U}), \mathbf{K}(\mathbf{U}), \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}) \quad (\text{III.6})$$

Exemple 1 Hacheur série/parallèle (Buck-Boost)

Dans (III.7), on présente les composants d'E-L du convertisseur de la Figure III.4 sous la condition de conduction continue, avec $u \in \{0,1\}$.

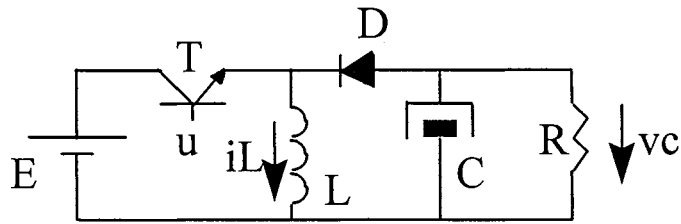


Figure III.4: hacheur série/parallèle

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad (\text{III.7})$$

$$\mathbf{G}(u, E) = \begin{bmatrix} uE \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}(u) = \begin{bmatrix} 0 & (1-u) \\ -(1-u) & 0 \end{bmatrix}$$

Le formalisme d'E-L permet d'analyser d'une certaine forme la structure du circuit. Dans la matrice de dissipation, on voit que l'effet dissipatif du circuit affecte directement le condensateur. Par contre, l'effort extérieur, l'entrée d'énergie, n'est appliqué que sur l'inductance. Ce « retard » entre l'application de l'énergie et sa dissipation est l'instabilité bien connue quand on essaie de commander la tension de sortie directement (système à phase non minimale).

Exemple 2 Onduleur de tension.

Dans la Figure III.5, on considère un onduleur de tension. R_s et R modélisent les pertes de conduction et de commutation, respectivement. La commande u_i de chaque branche prend ses valeurs dans l'ensemble discret $\{-1,1\}$.

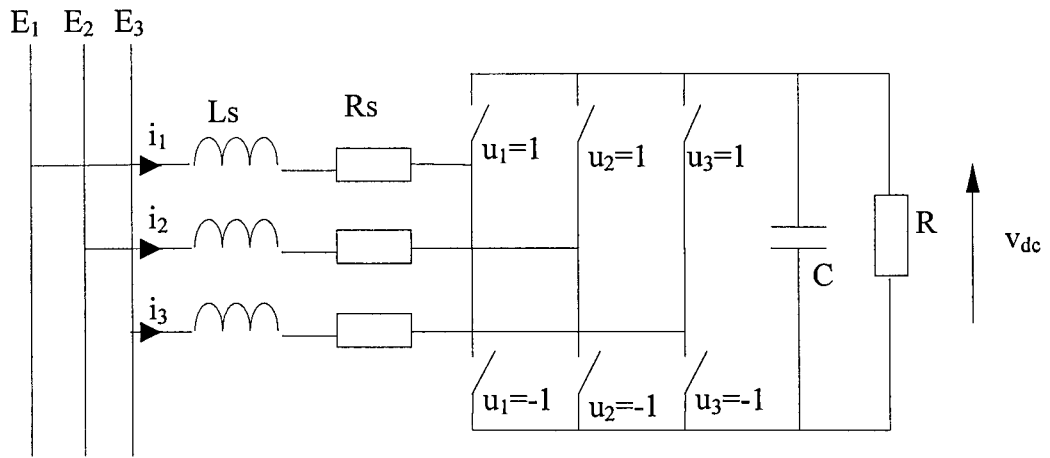


Figure III.5: Onduleur de tension

Dans la thèse [PE-97.a], on peut trouver le modèle exact (topologique) de ce convertisseur. A partir de ce modèle, on peut obtenir les composants d'E-L suivantes :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} L_s & & & \\ & L_s & & \\ & & L_s & \\ & & & C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2u_1 - u_2 - u_3}{6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-u_1 + 2u_2 - u_3}{6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-u_1 - u_2 + 2u_3}{6} \\ -\frac{u_1}{2} & -\frac{u_2}{2} & -\frac{u_3}{2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (III.8)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} R_s & & & \\ & R_s & & \\ & & R_s & \\ & & & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{E}) = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

III.3 Généralisation de la propriété $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$ de la matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ appartenant à la représentation d'E-L des convertisseurs.

Nous allons utiliser un résultat intéressant sur la stabilité des convertisseurs développé par Sanders *et al.* [SA-90] afin de pouvoir montrer par comparaison ce propriété mentionnée. Prenons le même

convertisseur générique de la Figure III.1. Supposons tout d'abord qu'il existe une certaine solution nominale de la trajectoire de l'espace d'état donnée par la trajectoire des sources de tension et de courant et la commande des interrupteurs. Cette solution sera représentée, pour chaque branche, par $\{v_d(t), i_d(t)\}$. L'écart par rapport à cette trajectoire nominale est établi comme $\tilde{v}(t) = v(t) - v_d(t)$ et $\tilde{i}(t) = i(t) - i_d(t)$. D'après le théorème de Tellegen [PE-70], nous pouvons écrire:

$$0 = \sum_{Sources} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Interrupteurs} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Res.} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Ind.} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Cap.} \tilde{i} \tilde{v} \quad (III.9)$$

Si l'on prend en compte la nature idéale des sources de tension et courant, et si l'on modélise les commutateurs électroniques par des interrupteurs parfaits complétés par des composants passifs, les premier et deuxième terme de (III.9) deviennent nuls.

$$0 = \sum_{Res.} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Ind.} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Cap.} \tilde{i} \tilde{v} \quad (III.10)$$

En considérant l'énergie de l'erreur comme fonction candidate de Lyapunov,

$$V(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \sum_{Ind.} \tilde{i}_k L_k \tilde{i}_k + \frac{1}{2} \sum_{Cap.} \tilde{v}_j C_j \tilde{v}_j \quad (III.11)$$

on vérifie bien le critère de stabilité :

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = \sum_{Ind.} \tilde{i} \tilde{v} + \sum_{Cap.} \tilde{i} \tilde{v} = - \sum_{Res.} \tilde{i} \tilde{v} \leq 0 \quad (III.12)$$

Ceci montre que $V(\tilde{\mathbf{x}})$ est bien une fonction de Lyapunov, le système est donc stable par rapport à la trajectoire nominale choisie.

On va comparer ce résultat en appliquant le critère de stabilité de Lyapunov sur l'expression d'E-L (III.5). Avec le changement de variable $\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_d(t)$, on obtient :

$$\mathbf{H}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}) - [\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d + \mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d] \quad (\text{III.13})$$

N'importe quelle trajectoire de la commande implique une évolution unique de la solution d'équilibre des variables d'état, $\mathbf{U}(t) \rightarrow \mathbf{x}_d(t)$ (relation biunivoque). De ce fait, le terme de droite de l'équation (III.13), qui représente l'évolution de la solution d'équilibre du système en boucle ouverte, est toujours nul.

$$\mathbf{H}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} = 0$$

Or, si l'on pose la même fonction candidate de Lyapunov qu'en (II.23), on obtient la solution (II.25), qui est rappelons-le :

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{III.14})$$

Cette équation (III.14) est obtenue sous les mêmes hypothèses que celles qui ont abouti à l'équation (III.12). De ce fait :

$$\sum_R \tilde{i} \tilde{v} = \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{III.15})$$

Cette dérivée représente l'énergie dissipée par les termes résistifs lesquels se trouvent aussi dans $\mathbf{K}(\mathbf{U})$. La matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ peut comporter des résistances, mais seule la matrice $\mathbf{K}(\mathbf{U})$ est impliquée dans la dissipation de l'énergie. Ceci donne l'égalité $\sum_R \tilde{i} \tilde{v} = \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{K}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}}$, d'où on peut conclure

que $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} = 0$ ¹.

¹ L'antisymétrie de la matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ ($\mathbf{F}(\mathbf{U}) = -\mathbf{F}(\mathbf{U})^T$) est un cas particulier de cette propriété.

Exemple 3 Hacheur série/parallèle (Buck-Boost)

Dans le convertisseur de la Figure III.4, on observe l'antisymétrie de la matrice $\mathbf{F}(u)$.

$$\mathbf{F}(u) = \begin{bmatrix} 0 & (1-u) \\ -(1-u) & 0 \end{bmatrix}$$

Exemple 4 Onduleur de tension.

Dans ce cas-là, on a une matrice de la forme :

$$\mathbf{F}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2u_1 - u_2 - u_3}{6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-u_1 + 2u_2 - u_3}{6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-u_1 - u_2 + 2u_3}{6} \\ -\frac{u_1}{2} & -\frac{u_2}{2} & -\frac{u_3}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$\mathbf{F}(\mathbf{U})$ ne présente pas la propriété d'antisymétrie. Nous allons vérifier quand même la justesse de la hypothèse (3). Pour cela, on paramétrise la matrice (III.16) et on calcule le terme quadratique $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x}$.

$$\begin{bmatrix} i_1 & i_2 & i_3 & v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_1 \\ 0 & 0 & 0 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Les valeurs possibles des paramètres a_i et b_i en fonction des différentes configurations appartiennent à l'ensemble :

$$\begin{pmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \\ a_3 & b_3 \end{pmatrix} \in \left\{ \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{2}{3} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{2} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \right\}$$

permutations *permutations*
lignes *lignes*

Si l'on tient en compte que $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, le produit (III.17) est toujours nul. Différents sous-ensembles sont à distinguer :

sous-ensemble 1

$$\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = \frac{1}{2} v_c (i_1 + i_2 + i_3) = 0$$

sous-ensemble 2

$$\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = -\frac{1}{2} v_c (i_1 + i_2 + i_3) = 0$$

sous-ensemble 3

$$\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = -\frac{1}{3} v_c (i_1 + i_2 + i_3) = 0$$

sous-ensemble 4

$$\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = \frac{1}{3} v_c (i_1 + i_2 + i_3) = 0$$

D'où on peut conclure que $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$.

III.4 Allègement de la contrainte antisymétrique pour les circuits électriques.

Dans la littérature, la propriété $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$ est toujours associée avec le cas particulier d'une matrice $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ antisymétrique ($\mathbf{F}(\mathbf{U})^T = -\mathbf{F}(\mathbf{U})$). Or, si ceci est nécessaire pour les systèmes mécaniques, il n'est pas obligatoire pour le cas électrique. En fait, cette propriété est utilisée par des vecteurs « erreur », $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_d$ ($\tilde{\mathbf{q}} = \mathbf{q} - \mathbf{q}_d$ avec la terminologie mécanique). Si les différentes inerties dépendent de l'état du système (cas des robots manipulateurs), la matrice concernant les

échanges énergétiques entre les différents éléments du système ($\mathbf{F}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = [\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]$) dépend aussi de l'état. Dans ce cas-là, le résultat nul du produit en coordonnées globales (\mathbf{q}) :

$$\mathbf{q}^T [\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})] \mathbf{q} = 0$$

n'implique pas forcément un résultat nul avec les coordonnées locales $\tilde{\mathbf{q}}$. Cette propriété n'est préservée que si $[\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]$ est antisymétrique.

Dans le cas électrique, même si les « inerties » (inductances, condensateurs) peuvent changer en fonction de la configuration adoptée, on a des contraintes supplémentaires imposées par les lois inhérentes aux réseaux qui répondent aux lois de Kirchoff. C'est dans les années 50 que Tellegen a posé les fondements de généralisation des propriétés des réseaux. Même si ces résultats, dont Oliver Heaviside fut le précurseur (1883), furent repris de nombreuses fois depuis.

De tous les résultats possibles, nous en retiendrons le suivant [PE-70] : le sous-espace vectoriel défini par les courants appartenant à un réseau dit de Kirchoff est orthogonal au sous-espace vectoriel défini par les tensions. Ceci implique un produit scalaire nul entre l'ensemble des courants correspondants à une mesure (a) et l'ensemble des tensions correspondantes aux mêmes branches (b). On peut considérer que le résultat du produit $\mathbf{y} = \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x}$ (avec $\mathbf{x} \in \mathbf{X}$) appartient à un sous-espace \mathbf{Y} orthogonal à \mathbf{X} , du fait que :

$$\mathbf{x}^T \mathbf{y} = 0 \Rightarrow \mathbf{X} \perp \mathbf{Y}$$

Dans un réseau de Kirchoff, les valeurs locales appartiennent au même sous-espace que les valeurs globales. Ceci dit, $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}$ et $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{Y}$, et donc, on peut conclure que la propriété $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x} = 0$ implique la propriété $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\mathbf{U})\tilde{\mathbf{x}} = 0$ (et réciproquement).

III.5 Invariance des propriétés passives des modèles sous des transformations usuelles.

Nous venons de montrer que tous les convertisseurs de l'électronique de puissance peuvent être associés à une représentation d'E-L décrivant le comportement exact du circuit. De plus, cette représentation a la particularité d'annuler la forme quadratique $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x}$. Ceci permet de générer quelques conditions sous lesquelles on calcule la commande stabilisante \mathbf{U}_c , ce qui donne la position des interrupteurs à chaque instant. Cette représentation est bien adaptée pour des cas de commande basées sur la technique des systèmes à structure variable, telle que la commande par modes glissants.

Mais dans une partie des applications, la commande ne s'applique pas directement sur les commutateurs, mais sur des lois générant une commande des interrupteurs en fonction d'une certaine évolution cyclique. On peut citer le cas de l'onduleur de tension commandé en pleine onde [PE-97.a] (où la grandeur de commande est le déphasage entre la tension du réseau et la tension onduleur) et le convertisseur à résonance série [BA-92].

Dans ces cas-là, on peut utiliser différentes transformations qui font apparaître explicitement la « commande » dans le modèle à exploiter. A partir du modèle topologique, on peut calculer, par exemple, le modèle moyen généralisé. Il est intéressant de généraliser la commande passive aux modèles « transformés ».

De plus, certaines classes de convertisseurs se prêtent à des changements de base de l'espace d'état qui permettent une analyse plus aisée du système. C'est le cas des transformations de Park et Concordia pour les systèmes triphasés.

Dans cette section, on s'efforcera de montrer la validité des propriétés passives pour toute une famille de transformations usuelles. Pour cela, il ne faut pas oublier la nature « énergétique » de l'approche passive, ce qui nous pousse à utiliser des transformations conservant la puissance.

III.5.1 Modèle moyen généralisé (MMG).

C'est Sanders *et al.* [SA-91] qui ont donné le principe du MMG, technique qui a permis d'appliquer la vaste théorie des systèmes continus aux convertisseurs avec des dynamiques alternatives. Ce modèle reflète la dynamique des coefficients de la série de Fourier des variables d'état. L'intérêt se renforce si les harmoniques 0 et/ou 1 sont nettement prépondérants, car, dans ce cas-là, on peut arrêter le développement de Fourier au deuxième terme et le modèle résultant, bien qu'augmenté, reste d'un emploi aisé.

Dans Bacha *et al.* [BA-92], on peut trouver une explication détaillée des caractéristiques principales du MMG. Seuls les outils nécessaires pour la généralisation des propriétés passives ont été donnés. Un signal alternatif peut être décrit par :

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{-jk\omega t} \quad (\text{III.18})$$

où ω est la pulsation fondamentale du convertisseur et $\langle x \rangle_k(t)$, le coefficient de Fourier complexe de rang k défini par :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (\text{III.19})$$

On peut obtenir les propriétés suivantes¹

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (\text{III.20})$$

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (\text{III.21})$$

¹ Pour la propriété (III.20), il faut considérer ω constant ou variant faiblement.

On va voir comment une telle transformation affecte les propriétés de la représentation d'E-L associée. Pour cela, on va limiter le développement de Fourier jusqu'au premier harmonique ($k=1$), tel qu'il est utilisé dans la plupart des modèles moyens. Le MMG d'un convertisseur représenté par l'équation (III.5) devient¹ :

$$\langle \mathbf{H}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{K}\mathbf{x} \rangle_k = \langle \mathbf{G} \rangle_k \quad (\text{III.22})$$

et grâce à la propriété (III.20), on obtient

$$\mathbf{H} \frac{d}{dt} \langle \mathbf{x} \rangle_k + jk\omega \mathbf{H} \langle \mathbf{x} \rangle_k + \langle \mathbf{F}\mathbf{x} \rangle_k + \langle \mathbf{K}\mathbf{x} \rangle_k = \langle \mathbf{G} \rangle_k \quad (\text{III.23})$$

Il ne faut pas oublier que l'harmonique $k=1$ ne prend en compte que la moitié de l'énergie échangée à la fréquence fondamentale. Pour que le bilan énergétique soit cohérent (fondamental pour l'approche passive), on a intérêt à récupérer la dynamique de l'harmonique $k=-1$. A partir de (III.23) et en utilisant la propriété (III.21) jusqu'au premier harmonique, on aboutit aux relations :

$$\begin{aligned} \mathbf{H} \frac{d}{dt} \langle \mathbf{x} \rangle_0 + \langle \mathbf{F} \rangle_0 \langle \mathbf{x} \rangle_0 + \langle \mathbf{F} \rangle_1 \langle \mathbf{x} \rangle_{-1} + \langle \mathbf{F} \rangle_{-1} \langle \mathbf{x} \rangle_1 + \\ \langle \mathbf{K} \rangle_0 \langle \mathbf{x} \rangle_0 + \langle \mathbf{K} \rangle_1 \langle \mathbf{x} \rangle_{-1} + \langle \mathbf{K} \rangle_{-1} \langle \mathbf{x} \rangle_1 = \langle \mathbf{G} \rangle_0 \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

$$\mathbf{H} \frac{d}{dt} \langle \mathbf{x} \rangle_1 + j\omega \mathbf{H} \langle \mathbf{x} \rangle_1 + \langle \mathbf{F} \rangle_0 \langle \mathbf{x} \rangle_1 + \langle \mathbf{F} \rangle_1 \langle \mathbf{x} \rangle_0 + \langle \mathbf{K} \rangle_0 \langle \mathbf{x} \rangle_1 + \langle \mathbf{K} \rangle_1 \langle \mathbf{x} \rangle_0 = \langle \mathbf{G} \rangle_1 \quad (\text{III.25})$$

$$\mathbf{H} \frac{d}{dt} \langle \mathbf{x} \rangle_{-1} - j\omega \mathbf{H} \langle \mathbf{x} \rangle_{-1} + \langle \mathbf{F} \rangle_0 \langle \mathbf{x} \rangle_{-1} + \langle \mathbf{F} \rangle_{-1} \langle \mathbf{x} \rangle_0 + \langle \mathbf{K} \rangle_0 \langle \mathbf{x} \rangle_{-1} + \langle \mathbf{K} \rangle_{-1} \langle \mathbf{x} \rangle_0 = \langle \mathbf{G} \rangle_{-1} \quad (\text{III.26})$$

On effectue des changements de variables qui prennent en compte des parties réelles et imaginaires des diverses composantes du modèle:

¹ Pour la simplicité d'écriture, on omettra, par la suite, les arguments des matrices.

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{x} \rangle_0 &= \mathbf{x}_0, & \langle \mathbf{x} \rangle_1 &= \mathbf{x}_1 + j\mathbf{x}_2, & \langle \mathbf{G} \rangle_0 &= \mathbf{G}_0, & \langle \mathbf{G} \rangle_1 &= \mathbf{G}_1 + j\mathbf{G}_2, \\ \langle \mathbf{F} \rangle_0 &= \mathbf{F}_0, & \langle \mathbf{F} \rangle_1 &= \mathbf{F}_1 + j\mathbf{F}_2, & \langle \mathbf{K} \rangle_0 &= \mathbf{K}_0, & \langle \mathbf{K} \rangle_1 &= \mathbf{K}_1 + j\mathbf{K}_2\end{aligned}$$

Avec $\langle \bullet \rangle_{-1} = \langle \bullet \rangle_1^*$ (où * représente le conjugué). A partir des équations (III.24), (III.25) et (III.26), on obtient :

$$\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_0 + \mathbf{F}_0\mathbf{x}_0 + 2[\mathbf{F}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{F}_2\mathbf{x}_2] + \mathbf{K}_0\mathbf{x}_0 + 2[\mathbf{K}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{K}_2\mathbf{x}_2] = \mathbf{G}_0$$

$$(III.25)+(III.26) \Rightarrow 2(\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_1 - \omega\mathbf{H}\mathbf{x}_2 + \mathbf{F}_0\mathbf{x}_1 + \mathbf{F}_1\mathbf{x}_0 + \mathbf{K}_0\mathbf{x}_1 + \mathbf{K}_1\mathbf{x}_0) = 2\mathbf{G}_1 \quad (III.27)$$

$$(III.25)-(III.26) \Rightarrow 2(\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_2 + \omega\mathbf{H}\mathbf{x}_1 + \mathbf{F}_0\mathbf{x}_2 + \mathbf{F}_2\mathbf{x}_0 + \mathbf{K}_0\mathbf{x}_2 + \mathbf{K}_2\mathbf{x}_0) = 2\mathbf{G}_2$$

On pourrait simplifier les deux dernières équations de (III.27) par un facteur 2, mais le résultat ainsi obtenu, bien que dynamiquement correct, ne refléterait pas le bilan énergétique nécessaire pour l'exploitation du système au sens d'E-L.

En regroupant les diverses matrices de (III.27)

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 2\mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 2\mathbf{H} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_0 & 2\mathbf{F}_1 & 2\mathbf{F}_2 \\ 2\mathbf{F}_1 & 2\mathbf{F}_0 & -2\omega\mathbf{H} \\ 2\mathbf{F}_2 & 2\omega\mathbf{H} & 2\mathbf{F}_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_0 & 2\mathbf{K}_1 & 2\mathbf{K}_2 \\ 2\mathbf{K}_1 & 2\mathbf{K}_0 & \mathbf{0} \\ 2\mathbf{K}_2 & \mathbf{0} & 2\mathbf{K}_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 \\ 2\mathbf{G}_1 \\ 2\mathbf{G}_2 \end{bmatrix}$$

on obtient l'expression générale d'E-L pour le MMG,

$$\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{G} \quad (III.28)$$

Après les mêmes hypothèses et changements de variables que ceux effectués dans la section III.3 et en posant une fonction candidate de Lyapunov qui prend en compte l'ensemble des nouvelles variables,

$$V(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}} \quad (III.29)$$

on obtient :

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T \left\{ \mathbf{F}(\langle \mathbf{x} \rangle_k, \langle \mathbf{U} \rangle_k) + \mathbf{K}(\langle \mathbf{x} \rangle_k, \langle \mathbf{U} \rangle_k) \right\} \tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{III.30})$$

Si l'on suppose que les variables de caractère alternatif ont une valeur moyenne nulle, ce qui est le cas de la plupart des convertisseurs, le développement de (III.30) donne :

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\langle \mathbf{x} \rangle_k, \langle \mathbf{U} \rangle_k) \tilde{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{x}}_0^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_0 - 2\tilde{\mathbf{x}}_1^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_1 - 2\tilde{\mathbf{x}}_2^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_2 \quad (\text{III.31})$$

Le résultat (III.31) est en concordance avec le caractère purement alternatif ou continu des grandeurs du circuit, car l'impossibilité d'avoir des résistances équivalentes de Norton ou de Thévenin négatives implique l'inexistence des harmoniques autres que la valeur moyenne de \mathbf{K} .

On fait appel au théorème de Tellegen ([PE-70]) pour pouvoir montrer le caractère négatif de (III.31). Définissons les opérateurs de Kirchoff Λ_0 , Λ_1 et Λ_2 , qui sélectionnent, respectivement, la valeur moyenne des variables, la partie réelle et la partie imaginaire du premier harmonique :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0 &= \Lambda_0 \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_1 &= \Lambda_1 \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_2 &= \Lambda_2 \mathbf{x} \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

Si l'on combine (III.32) et (III.10), on obtient les relations suivantes:

$$0 = \sum_{Res.} \tilde{i}_0 \tilde{v}_0 + \sum_{Ind.} \tilde{i}_0 \tilde{v}_0 + \sum_{Cap.} \tilde{i}_0 \tilde{v}_0 \quad (\text{III.33})$$

$$0 = \sum_{Res.} \tilde{i}_1 \tilde{v}_1 + \sum_{Ind.} \tilde{i}_1 \tilde{v}_1 + \sum_{Cap.} \tilde{i}_1 \tilde{v}_1 \quad (\text{III.34})$$

$$0 = \sum_{Res.} \tilde{i}_2 \tilde{v}_2 + \sum_{Ind.} \tilde{i}_2 \tilde{v}_2 + \sum_{Cap.} \tilde{i}_2 \tilde{v}_2 \quad (\text{III.35})$$

Avec la même fonction candidate de Lyapunov (III.29) et en utilisant les relations précédentes, on aboutit à :

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = - \sum_{Res.} \tilde{i}_0 \tilde{v}_0 - 2 \sum_{Res.} \tilde{i}_1 \tilde{v}_1 - 2 \sum_{Res.} \tilde{i}_2 \tilde{v}_2 \leq 0 \quad (III.36)$$

Ce qui indique que le MMG d'un convertisseur de l'EP (III.28) (en boucle ouverte) est stable autour de sa trajectoire d'équilibre.

Cette dérivée représente l'énergie liée aux harmoniques $k = \{0,1,-1\}$ qui est dissipée par les termes résistifs du circuit. Dans le MMG, c'est la matrice \mathbf{K}_0 qui est concernée dans la dissipation d'énergie. Ceci donne:

$$\tilde{\mathbf{x}}_0^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_0 + 2 \tilde{\mathbf{x}}_1^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_1 + 2 \tilde{\mathbf{x}}_2^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_2 = \sum_{Res.} \tilde{i}_0 \tilde{v}_0 + 2 \sum_{Res.} \tilde{i}_1 \tilde{v}_1 + 2 \sum_{Res.} \tilde{i}_2 \tilde{v}_2 \quad (III.37)$$

Si l'on tient en compte l'égalité de (III.36) et (III.31):

$$\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\langle \mathbf{x} \rangle_k, \langle \mathbf{U} \rangle_k) \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}_0^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_0 + 2 \tilde{\mathbf{x}}_1^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_1 + 2 \tilde{\mathbf{x}}_2^T \mathbf{K}_0 \tilde{\mathbf{x}}_2 = \sum_{Res.} \tilde{i}_0 \tilde{v}_0 + 2 \sum_{Res.} \tilde{i}_1 \tilde{v}_1 + 2 \sum_{Res.} \tilde{i}_2 \tilde{v}_2 \quad (III.38)$$

On peut conclure que le MMG d'un convertisseur statique présente la propriété $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\langle \mathbf{x} \rangle_k, \langle \mathbf{U} \rangle_k) \tilde{\mathbf{x}} = 0$. En combinant ce résultat avec l'équation (III.31), on déduit la stabilité asymptotique du MMG d'un convertisseur de l'EP.

Exemple 5 Alimentation à résonance série.

Une étude approfondie de la modélisation grands signaux du convertisseur à résonance série de la Figure III.6 est menée dans [BA-92].

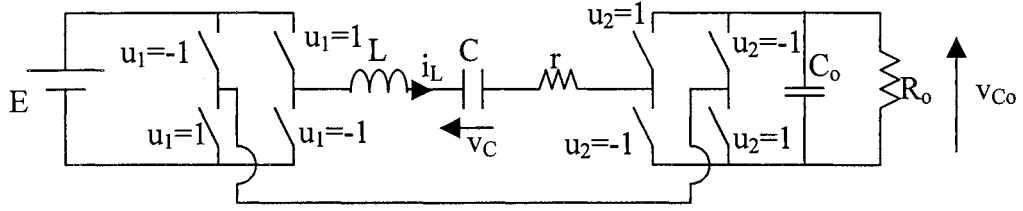


Figure III.6: Alimentation à résonance série

Les composantes d'E-L de ce convertisseur sont décrites dans (III.39).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \\ v_{Co} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C_o \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & u_2 \\ -1 & 0 & 0 \\ -u_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{K} &= \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} u_1 E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.39}$$

Avec le même changement de variables que dans [BA-93], $\langle i_L \rangle_1 = x_1 + jx_2$, $\langle v_C \rangle_1 = x_3 + jx_4$, $\langle v_{Co} \rangle_0 = x_5$, et ω_s la pulsation du premier harmonique, le MMG du convertisseur commandé en retard de phase, δ , est décrit par les composants d'E-L (III.40) :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 2L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_o \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 2r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{4}{\pi} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}(\delta) = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_s & 2 & 0 & -\frac{4}{\pi} \sin \delta \\ 2\omega_s & 0 & 0 & 2 & -\frac{4}{\pi} \cos \delta \\ -2 & 0 & 0 & -2\omega_s & 0 \\ 0 & -2 & 2\omega_s & 0 & 0 \\ \frac{4}{\pi} \sin \delta & \frac{4}{\pi} \cos \delta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.40}$$

Où on observe bien le caractère antisymétrique de $F(\delta)$.

A ce point de notre étude, une analyse basée sur le type de fonction de commutation impliquée est de rigueur. A cet effet, nous rappelons qu'une classification intéressante basée sur la nature des fonctions de commutations a été faite par Krein *et al.* [KR-90]. Cette classification partage les convertisseurs de l'E.P. en trois familles selon que les fonctions de commutation :

- a) sont gouvernées uniquement par une action extérieure
- b) dépendent uniquement de l'état du système
- c) dépendent à la fois de l'état du système et d'une action extérieure

Notons qu'un même convertisseur peut appartenir à l'une ou l'autre famille selon son fonctionnement. C'est l'exemple du hacheur (série, parallèle...) lequel appartient à la famille (a) en conduction continue et à la famille (c) en conduction discontinue.

La relation entre cette classification et la représentation d'E-L n'est pas directe dans la formulation du modèle topologique, la matrice \mathbf{F} ne dépend que de la commande \mathbf{U} . Les différences apparaissent dès que l'on adopte la modélisation moyenne. En effet, dans le cas de la première famille (a), la matrice ne dépend que de la commande (angle de déphasage, $F(\delta)$, rapport cyclique $F(\alpha)$...). Ce n'est plus le cas pour les familles (b) et (c), la matrice \mathbf{F} est aussi fonction des variables d'état moyennes. Les propriétés générales explicitées plus haut demeurent toutefois valables comme par exemple le fait que $\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}(\langle \mathbf{x} \rangle_k, \langle \mathbf{U} \rangle_k) \tilde{\mathbf{x}}$ soit nulle.

III.5.2 Transformations de Park, Concordia.

Il y a des changements de base qui permettent de représenter le système sous une forme plus adaptée pour une analyse ultérieure. L'application liée à ces changements de base peut être dépendante du temps, comme c'est le cas de la transformation de Park. On va montrer qu'un système d'E-L (II.18) soumis à une telle transformation garde ses propriétés passives et que l'on aboutit à une représentation d'E-L sur le nouvel espace d'état. Le seul critère à vérifier est que la transformation conserve l'énergie échangée dans le système.

Pour cela, on va définir une transformation linéaire quelconque dépendante du temps (III.41)

$$\mathbf{x} = \mathbf{T}(t)\mathbf{x}_t \quad (\text{III.41})$$

où $\mathbf{T}(t)$ est la matrice de transformation et \mathbf{x}_t représente les variables d'état dans la nouvelle base.

On introduit le changement de variable dans (III.5), on multiplie à gauche par $\mathbf{T}^T(t)$ et on obtient la nouvelle représentation d'E-L :

$$\mathbf{H}_t(t)\dot{\mathbf{x}}_t + \mathbf{F}_t(\mathbf{U}, t)\mathbf{x}_t + \mathbf{K}_t(\mathbf{U}, t)\mathbf{x}_t = \mathbf{G}_t(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}, t) \quad (\text{III.42})$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_t(t) &= \mathbf{T}^T(t)\mathbf{H}\mathbf{T}(t) \geq \mathbf{0}, & \mathbf{F}_t(\mathbf{U}, t) &= \mathbf{T}^T(t)\mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{T}(t) + \mathbf{T}^T(t)\mathbf{H}\frac{d\mathbf{T}(t)}{dt} \\ \mathbf{K}_t(\mathbf{U}, t) &= \mathbf{T}^T(t)\mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{T}(t) \geq \mathbf{0}, & \mathbf{G}_t(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}, t) &= \mathbf{T}^T(t)\mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}, \mathbf{I}) \end{aligned}$$

Vu que $\mathbf{H}_t(t) \geq \mathbf{0}$, on peut réaliser la même démarche que dans la section III.3 en définissant la fonction candidate de Lyapunov :

$$\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}}_t) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}_t^T \mathbf{H}_t(t) \tilde{\mathbf{x}}_t \quad (\text{III.43})$$

Si l'on calcule la dérivée de (III.43), on simplifie et on tient en compte que $\mathbf{K}(\mathbf{U}, t) \geq \mathbf{0}$, on montre que :

$$\frac{d\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{x}}_t)}{dt} = -\tilde{\mathbf{x}}_t^T \mathbf{K}_t(\mathbf{U}, t) \tilde{\mathbf{x}}_t \leq \lambda(\|\tilde{\mathbf{x}}_t\|) \quad (\text{III.44})$$

Ceci vérifie que le modèle transformé reste passif. Il faut de même noter qu'une combinaison de différentes transformations aboutit toujours à une représentation d'E-L cohérente.

Exemple 6 Onduleur de tension.

La transformé de Park d'un onduleur sans neutre raccordé :

$$\mathbf{X}_{qd} = k \mathbf{C}_{32}^T \mathbf{X}_{123} \quad (\text{III.45})$$

$$\text{avec } \mathbf{C}_{32}^T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

permet de poser le modèle de l'onduleur triphasé de la Figure III.5 dans un repère tournant. Le coefficient k doit être choisi selon le type de transformation désirée:

- conservation de l'amplitude des variables transformées : $k = \frac{2}{3}$
- conservation de l'énergie : $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Si l'angle de commande α est le déphasage entre E_i et V_i , le MMG de la transformée de Park du convertisseur contient les composantes d'E-L suivants :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_s & -\frac{3k \sin(\alpha)}{\pi} \\ -\omega L_s & 0 & \frac{3k \cos(\alpha)}{\pi} \\ \frac{2 \sin(\alpha)}{k\pi} & -\frac{2 \cos(\alpha)}{k\pi} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour que la matrice $\mathbf{F}(\alpha)$ soit antisymétrique, il faut choisir $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$. C'est à dire, utiliser une transformation conservant l'énergie du système (ceci est normal si l'on considère que toute la démarche est basée sur l'énergie).

III.6 Conclusion.

En ce qui concerne les représentations de type Euler-Lagrange des circuits électriques, la littérature récente s'appuie sur une analogie avec les systèmes mécaniques, pour arriver, après de successives transformations, à la conclusion qu'effectivement le convertisseur traité est un système d'E-L. [SI-97]. Nous avons quant à nous, établi une **généralisation** de cette représentation qui prend en compte **tous** les convertisseurs possibles. Sous cette forme générale, obtenue à partir des circuits équivalents de Thévenin et Norton, on ne parle plus des énergies cinétiques ou potentielles. On obtient directement le modèle d'E-L avec ses propriétés associées ($\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x} = 0$). Ceci simplifie une implantation possible de la commande passive à tous les convertisseurs.

Plus intéressant encore, ces propriétés sont préservées quand une transformation de l'espace d'état intervient, que cela soit une transformation de base (Park, Concordia) ou une transformation restreinte à certains harmoniques ou à la valeur moyenne (Modèle Moyen Généralisé).

Forts de ces résultats, nous consacrerons la suite de la thèse à une étude de cas en s'attachant à choisir des exemples qui soient à même de représenter le plus large éventail de familles de convertisseurs.

Chapitre IV

Application aux systèmes monovariabiles simples

IV APPLICATION AUX SYSTEMES MONOVARIABLES SIMPLES.

IV.1 Introduction.

Quand nous avons débuté cette thèse, les seuls travaux inhérents à la commande passive des convertisseurs se limitaient à l'article présenté par Sira-Ramirez et Ortega en 1995 [SI-95]. Dans cet article, la commande passive avait été appliquée aux hacheurs parallèle et série-parallèle. L'exemple de l'hacheur série/parallèle se prête bien à l'interprétation des résultats théoriques du chapitre précédent.

Nous profiterons également de ce chapitre pour formuler quelques critiques quant au dimensionnement choisi dans [SI-95] lequel occulte l'intérêt de la démarche passive. Toujours dans un souci de généralisation, un autre exemple, celui de l'alimentation à résonance série, sera aussi traité.

Enfin, nous rappelons ici les étapes à suivre pour la synthèse de la commande passive :

- Identification des composants d'E-L (III.6).
- Calcul de la commande à partir de la surface (II.31)
- Calcul de la dynamique de la commande (si elle existe) en utilisant la relation (II.32) (dans ce dernier cas, vérification de la stabilité locale du système en boucle fermée, modèle petits signaux)
- Affinage du choix des termes d'injection d'amortissement

IV.2 Hacheur série-parallèle.

Dans la Figure IV.1, on rappelle la configuration d'un hacheur série-parallèle. La commande appartient à l'ensemble discret $u \in \{0,1\}$ (1 si le transistor est fermé, 0 si ouvert).

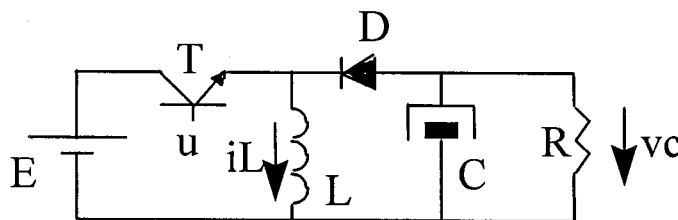


Figure IV.1 : hacheur série/parallèle

Les équations dynamiques classiques de ce convertisseur, pour le cas de la conduction continue, sont :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} [uE - v_c(1-u)] \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(1-u)i_L - \frac{v_c}{R} \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

Il est bien établi que la commande directe de la tension de sortie v_c par des techniques non linéaires (modes glissants, linéarisation via feedback) entraîne l'instabilité de la dynamique interne (dont le courant i_L). Ceci est dû au zéro instable caractérisant le comportement de v_c en fonction de la commande. Les techniques non linéaires présentes dans la littérature réalisent toutes une commande indirecte de la tension de sortie à partir de l'asservissement du courant i_L ([NI-95], [SA-90]).

Il en est de même pour la commande passive décrite dans [SI-95]. Il est aussi à signaler que les valeurs de composants utilisés dans l'article font du hacheur étudié un système extrêmement amorti (en terme de dynamique moyenne). Il est déjà extrêmement robuste en boucle ouverte vis-à-vis des perturbations stochastiques sur la tension d'alimentation E du hacheur (voir Figure IV.2 et Figure IV.3). De ce fait la conclusion émise dans l'article à propos de la robustesse de la commande passive apparaît comme fort discutable, ce que nous montrerons dans ce sous-chapitre.

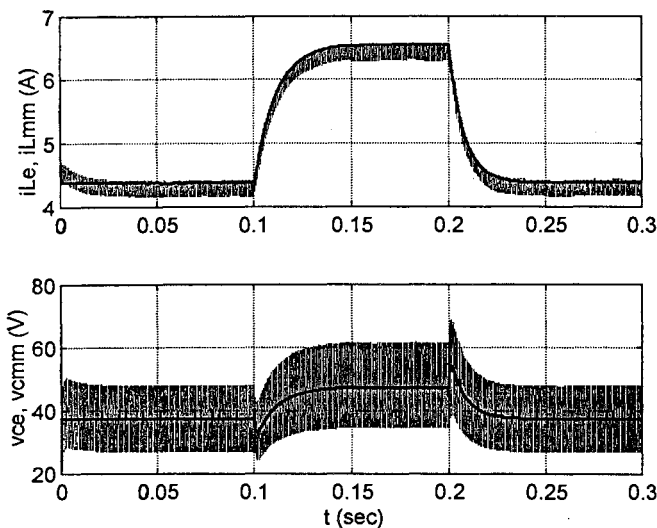


Figure IV.2 : réponse en boucle ouverte pour $R = 30\Omega$, $C = 20\mu F$, $L = 20mH$, $E = 15V$.
Modèle topologique et modèle moyen

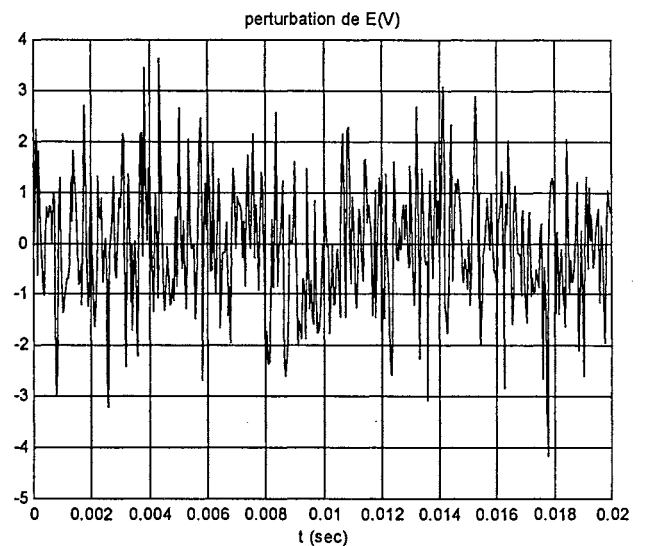


Figure IV.3 : perturbation de E

On peut aussi remarquer que le choix des paramètres de [SI-95] filtre mieux le courant que la tension de sortie. Or, d'habitude, on essaie d'avoir l'effet contraire, le minimum de variations de tension de sortie, même avec des oscillations de courant.

Pour toutes ces raisons, nous avons choisi des composants un peu plus habituels (plus de variations de courant que de tension) avec une réponse en boucle ouverte oscillante. Ceci donne, à priori, un système plus difficile à commander. Les valeurs retenues sont : $R = 50\Omega$, $C = 1000\mu F$, $L = 10mH$, $E = 15V$.

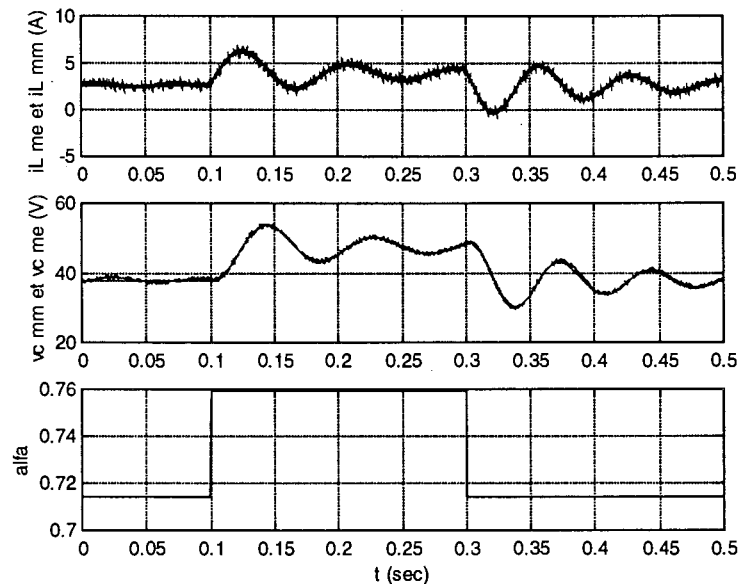


Figure IV.4 : réponse en boucle ouverte pour $R = 50\Omega$, $C = 1000\mu F$, $L = 10mH$, $E = 15V$ (les modèles topologique et moyen sont superposées)

Dans la Figure IV.4, on présente la réponse en boucle ouverte du convertisseur retenu pour les essais à faire (la réponse du modèle moyen est superposée à celle du modèle topologique). On observe bien un comportement moins amorti que dans le cas précédent.

IV.2.1 Composants d'E-L.

Si l'on réarrange l'équation (IV.1), on retrouve bien l'équation d'E-L avec des composants déjà cités dans la section III.2.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & (1-u) \\ -(1-u) & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}(u)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} uE \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}(u,E)} \quad (\text{IV.2})$$

Le modèle (IV.2) est une représentation topologique du convertisseur, et donc, discontinue. Pour le cas d'une commande par MLI, on peut obtenir un modèle continu et non linéaire en moyennant l'équation (IV.2).

Pour le convertisseur de l'étude, la structure du modèle moyen est la même que celle du modèle topologique, seule la nature des variables d'état et de la commande changent. Ainsi, la valeur moyenne de la commande u correspond au rapport cyclique α . Les valeurs instantanées du vecteur d'état sont remplacées par leurs valeurs moyennes. Toutefois, pour ne pas alourdir la notation, on ne changera pas la représentation des variables d'état. On obtient ainsi l'équation d'état du modèle moyen du hacheur (équation (IV.3)) et les composantes d'E-L correspondantes (composantes (IV.4)).

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} [\alpha E - v_c (1 - \alpha)] \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(1 - \alpha) i_L - \frac{v_c}{R} \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}, \mathbf{F}(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & (1-\alpha) \\ -(1-\alpha) & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, \mathbf{G}(\alpha, E) = \begin{bmatrix} \alpha E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

IV.2.2 Commande passive indirecte.

La façon de s'affranchir de la nature non minimale de la phase entre la tension de sortie et la commande consiste à réguler le courant autour de la valeur d'équilibre correspondant à la tension de sortie choisie. La relation entre la tension de sortie d'équilibre et le courant correspondant est donnée par l'équation :

$$i_{Ld} = \frac{(v_c^*)^2 + Ev_c^*}{RE} \quad (\text{IV.5})$$

Où v_c^* est la consigne et i_{Ld} le courant d'équilibre « désiré » correspondant. Ceci donne la structure de commande de la Figure IV.5.

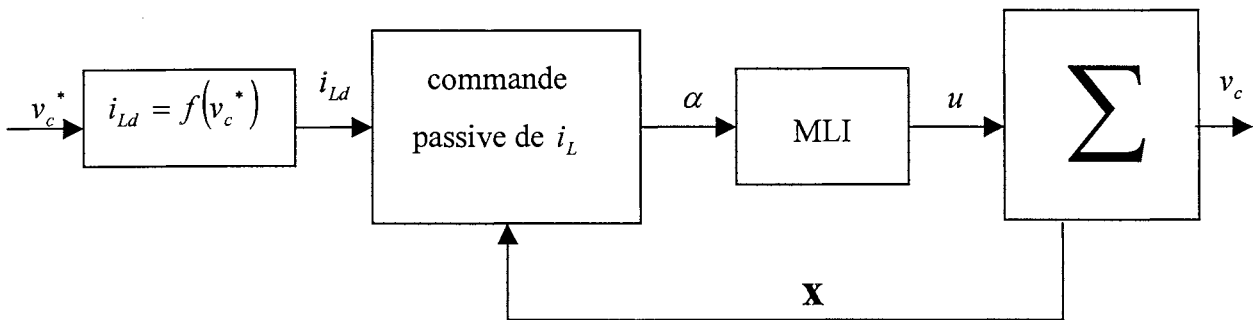


Figure IV.5 : commande indirecte de la tension du hacheur

On peut maintenant réaliser la subdivision d'état représentée par les équations (II.29) et (II.30). On constate que l'on a une seule action de commande, ce qui limite la dimension de la partie des variables commandées à un. En plus, on vérifie un degré relatif unitaire ($r = 1$) pour cette variable, c'est à dire que la commande passive est réalisable. Ceci donne la subdivision de l'état du système en deux sous-systèmes :

- variable commandée : $x_c = i_L$
- variable libre : $x_l = v_c$

On peut aussi définir les variables appartenant à la commande, c'est à dire les variables « désirées ».

- On a, d'un coté, la variable désirée commandée, c'est à dire, la consigne : $\mathbf{x}_{dc} = i_{Ld}$
- De l'autre, on aura la variable désirée libre, dont la dynamique est calculée par la commande : $\mathbf{x}_{dl} = v_{cd}$

Une fois le rôle de chaque variable identifié, on peut s'occuper du calcul des expressions de la commande. Ceci est fait en utilisant les relations qui préservent le caractère passif du système tout en injectant de l'amortissement. Ces relations (équations (II.31) et (II.32)) ont été développées dans les sections II.3.1 et II.3.2, et se mettent sous la forme :

$$\mathbf{G}_c(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \{\mathbf{H}_c \dot{\mathbf{x}}_{dc} + \mathbf{F}_c(\mathbf{U}_c) \mathbf{x}_{dc} + \mathbf{K}_c(\mathbf{U}_c) \mathbf{x}_{dc} + \mathbf{F}_{cl}(\mathbf{U}_c) \mathbf{x}_{dl}\} + \mathbf{K}i_c \tilde{\mathbf{x}}_c = 0 \quad (\text{IV.6})$$

$$\mathbf{G}_l(\mathbf{U}_c, \mathbf{E}) - \{\mathbf{H}_l \dot{\mathbf{x}}_{dl} + \mathbf{F}_l(\mathbf{U}_c) \mathbf{x}_{dl} + \mathbf{K}_l(\mathbf{U}_c) \mathbf{x}_{dl} + \mathbf{F}_{lc}(\mathbf{U}_c) \mathbf{x}_{dc}\} + \mathbf{K}i_l \tilde{\mathbf{x}}_l = 0 \quad (\text{IV.7})$$

En combinant les composants d'E-L du convertisseur (composants (IV.4)) avec ces équations, et en supposant une tâche de régulation comme but (et donc $d(i_{Ld})/dt = 0$ et $i_{Ld} = f(v_c^*)$) on obtient les relations décrivant la commande passive du hacheur (équations (IV.8) et (IV.9)) :

$$\alpha E - \{(1-\alpha)v_{cd}\} + k_1(i_L - i_{Ld}) = 0 \quad (\text{IV.8})$$

$$-\left\{C \frac{dv_{cd}}{dt} - (1-\alpha)i_{Ld} + \frac{v_{cd}}{R}\right\} + k_2(v_c - v_{cd}) = 0 \quad (\text{IV.9})$$

A partir de l'équation (IV.8), on calcule la commande :

$$\alpha = \frac{v_{cd} - k_1(i_L - i_{Ld})}{E + v_{cd}} \quad (\text{IV.10})$$

L'équation (IV.9) nous permet, pour sa part, de calculer la dynamique de la seule variable « désirée » libre, c'est à dire :

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{C} \left\{ (1-\alpha)i_{Ld} - \frac{v_{cd}}{R} + k_2(v_c - v_{cd}) \right\} \quad (\text{IV.11})$$

Avec ces équations de commande, la structure du bloc « commande passive de i_L » de la Figure IV.5 devient celui de la Figure IV.6 :

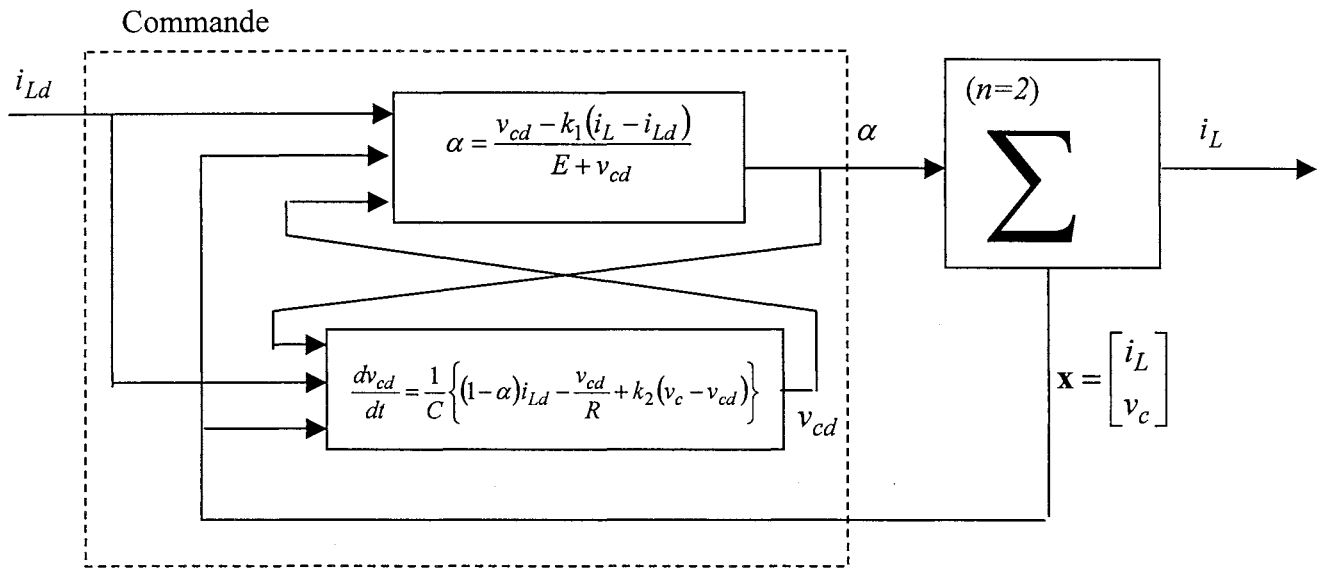


Figure IV.6 : structure de la commande passive du hacheur

IV.2.3 Analyse de stabilité.

Avant tout, il faut assurer la convergence de la dynamique libre « désirée » (v_{cd}) vers sa valeur d'équilibre, et donc, d'analyser la stabilité petits signaux du système complet de la Figure IV.6. Le modèle global résultant est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \\ v_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\alpha}{L} & 0 \\ \frac{1-\alpha}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & \frac{k_2}{C} & -\frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} + k_2 \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1-\alpha}{C} \end{bmatrix} i_{Ld} + \begin{bmatrix} \frac{\alpha E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Avec i_{Ld} comme entrée du système en boucle fermée, α n'étant qu'une expression calculée à partir de la relation algébrique (IV.10). Le modèle petits signaux de l'équation d'état du type $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, u)\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{C}$ (équation (IV.12) avec $\mathbf{x} = [i_L \quad v_c \quad v_{cd}]^T$), est calculé de manière standard à partir des dérivées partielles de (IV.12) par rapport à l'état et l'entrée

$$\mathbf{A}_{ps} = \left. \frac{\partial(\dot{\mathbf{x}})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e \\ u=u_e}}, \quad \mathbf{B}_{ps} = \left. \frac{\partial(\dot{\mathbf{x}})}{\partial u} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e \\ u=u_e}}$$

où $\mathbf{x}_e = [i_{Le} \quad v_{ce} \quad v_{cde}]^T$ sont les valeurs d'équilibre correspondants à l'entrée d'équilibre $u_e = i_{Lde}$. On obtient ainsi le modèle petits signaux (IV.13) valable autour des valeurs d'équilibre \mathbf{x}_e et u_e :

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_{ps} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_{ps} \tilde{u} \quad (\text{IV.13})$$

Où $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_e$ et $\tilde{u} = u - u_e = i_L - i_{Le}$, avec :

$$\mathbf{A}_{ps} = \begin{bmatrix} -\frac{k_1(E+v_c)}{L(E+v_{cd})} & -\frac{(1-\alpha)}{L} & \frac{(E+v_c)[E+k_1(i_L-i_{Ld})]}{L(E+v_{cd})^2} \\ \frac{1-\alpha}{C} + \frac{i_L k_1}{C(E+v_{cd})} & -\frac{1}{RC} & -\frac{i_L[E+k_1(i_L-i_{Ld})]}{C(E+v_{cd})^2} \\ \frac{i_{Ld} k_1}{C(E+v_{cd})} & \frac{k_2}{C} & -\frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} + k_2 \right) - \frac{i_{Ld}[E+k_1(i_L-i_{Ld})]}{C(E+v_{cd})^2} \end{bmatrix} \Bigg|_{\substack{\alpha=\alpha_e \\ v_c=v_{ce} \\ v_{cd}=v_{cde} \\ i_L=v_{Le} \\ i_{Ld}=v_{Lde}}}$$

On balaye les valeurs d'injection d'amortissement de $k_1 = 0 \rightarrow 10$, $k_2 = 0 \rightarrow 10$ pour des valeurs d'équilibre $v_{ce} = 10 \rightarrow 100 V$ et on obtient des pôles à partie réelle négative. Ceci montre que le système est stable.

On remarque tout de même des pôles proches de l'origine, ce qui correspond à une réponse lente. Pour analyser ces valeurs, on a calculé les valeurs les plus proches de l'origine pour différentes

tensions d'équilibre et des valeurs d'injection d'amortissement comprises entre $k_1 = 0 \leftrightarrow 10$ et $k_2 = 0 \leftrightarrow 30$. Dans le graphique de la Figure IV.7, on montre ces valeurs pour une tension de sortie d'équilibre de 50V (il n'y a pas de différences importantes sur toute la plage de tension). On observe que les pôles proches correspondent à l'absence d'injection d'amortissement sur le courant i_L ($k_1 = 0$). Ceci montre, une fois de plus, le caractère proche de l'instabilité quand on essaye de commander le système sans reboucler le courant de sortie.

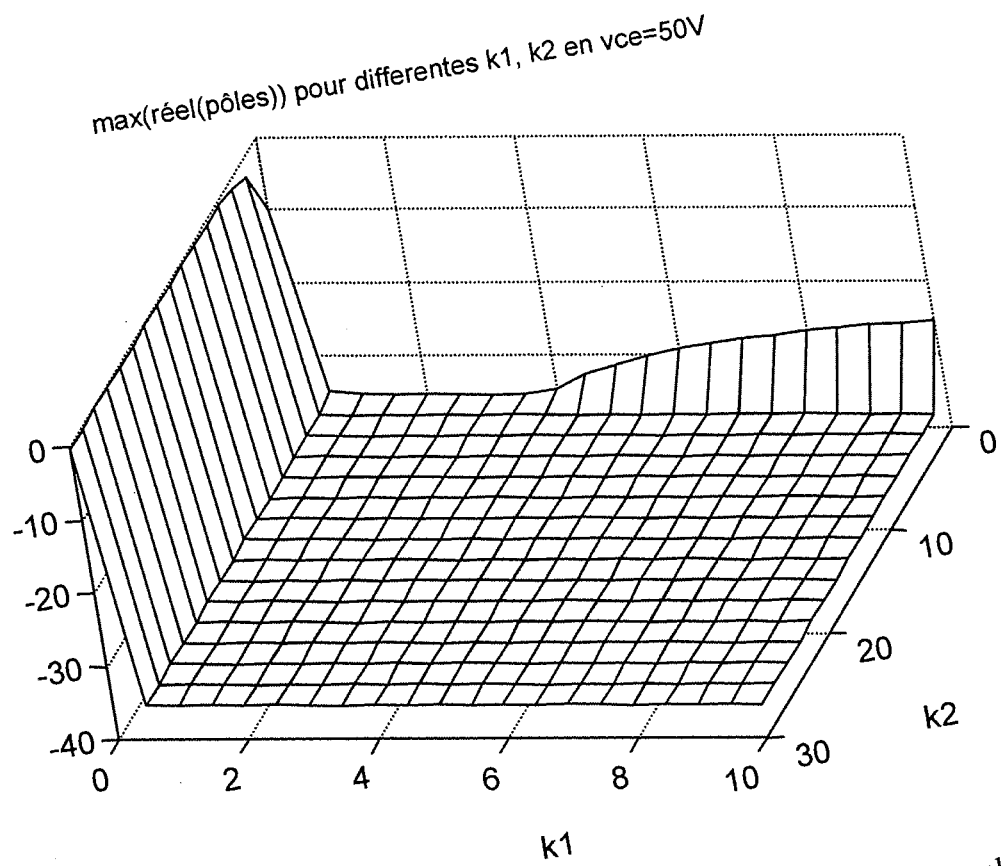


Figure IV.7 : partie réelle du pôle le plus proche de l'origine pour différentes combinaisons de k_1, k_2 autour le point d'équilibre $v_{ce} = 50V$

Une analyse des composants d'E-L donne une information complémentaire. Dans l'équation (IV.14), on rappelle la dynamique de l'erreur avec la commande passive.

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & (1-\alpha) \\ -(1-\alpha) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{IV.14})$$

Supposons que l'on n'injecte pas d'amortissement sur i_L ($k_1 = 0$), mais que l'on injecte une valeur d'amortissement forte sur v_c , alors l'erreur \tilde{v}_c converge assez rapidement vers zéro. Ceci donne une dynamique nulle d'ordre $n=1$ correspondant à l'évolution prépondérante de \tilde{i}_L avec une constante de temps infinie (équation (IV.15)).

$$L \frac{d}{dt} \tilde{i}_L = 0 \quad (\text{IV.15})$$

L'explication est simple : il n'y a pas de dissipation d'énergie directe sur \tilde{i}_L . Pour que la dérivée (IV.15) ne soit pas nulle, il faut injecter de l'amortissement sur l'ensemble des variables ou bien sur aucune.

Dans la Figure IV.8, on observe les valeurs limites de la tension d'équilibre qui donnent des pôles à 1rad/sec pour $k_1 = 0$. Comme conclusion, il faut donc toujours injecter de l'amortissement sur i_L ($k_1 > 0$). Sinon, le système devient très lent, voire instable s'il y a des dynamiques parasites non comprises dans le modèle moyen.

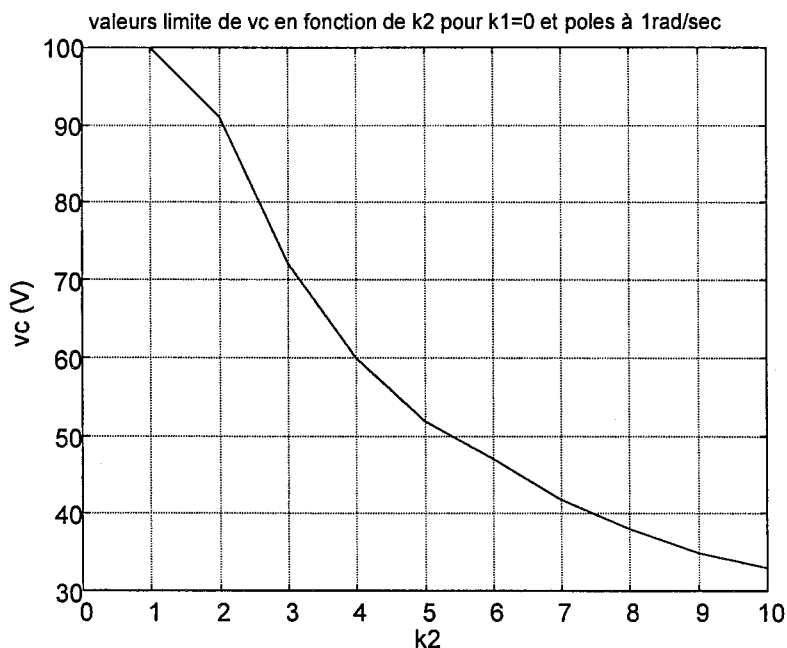


Figure IV.8 : valeur d'équilibre de la tension de sortie pour une réponse à 1 rad/s en fonction de k_2

IV.2.4 Choix des valeurs d'injection d'amortissement.

Pour calculer les valeurs d'injection d'amortissement, on utilisera les relations développées dans la section II.3.3. Vu que la MLI a une fréquence de découpage de 2kHz, on peut considérer que la constante de temps minimale pour laquelle la commande peut réagir est de 5 ms. Ce délai correspond au temps minimal de réponse de la variable commandée (i_L). Pour l'erreur de la variable libre ($\tilde{v}_c = v_c - v_{cd}$), on peut envisager une convergence dix fois plus rapide, c'est à dire 0.5 ms. Ceci donne les valeurs d'injection d'amortissement suivantes :

$$k_1 = \frac{L}{\tau_1} = \frac{10mH}{5msec} = 2$$
$$k_2 = \frac{C}{\tau_2} - K_{22} = \frac{1mF}{0.5msec} - \frac{1}{50} \approx 2$$

IV.2.5 Résultats de la commande passive du courant.

On a d'abord simulé l'effet de la commande passive sans injection d'amortissement ($k_1 = 0, k_2 = 0$). Dans la réalité, cette commande ne ferme pas la boucle (elle n'utilise pas les signaux mesurés), c'est plutôt une commande en boucle ouverte avec une valeur de consigne qui tient compte de la passivité du système.

Dans la Figure IV.9, on peut noter un léger mieux dans le comportement des variables d'état par rapport à une commande en boucle ouverte simple. Il s'agit de l'effet d'un terme anticipatif introduit par la commande qui, rappelons le, est en boucle ouverte.

La Figure IV.10 illustre nos commentaires antérieurs, à savoir que si l'on n'injecte de l'amortissement que sur les variables libres, on aboutit à une dynamique lente de la variable commandée ($k_1 = 0, k_2 = 2$). En fait, on a rendu le système très stable au prix d'une dynamique de sortie extrêmement lente. Toutefois, avec une injection d'amortissement uniquement sur les variables libres, on obtient ce qui dans la littérature est considéré comme un premier pas vers la commande passive : le « modelage » de l'énergie (energy shapping).

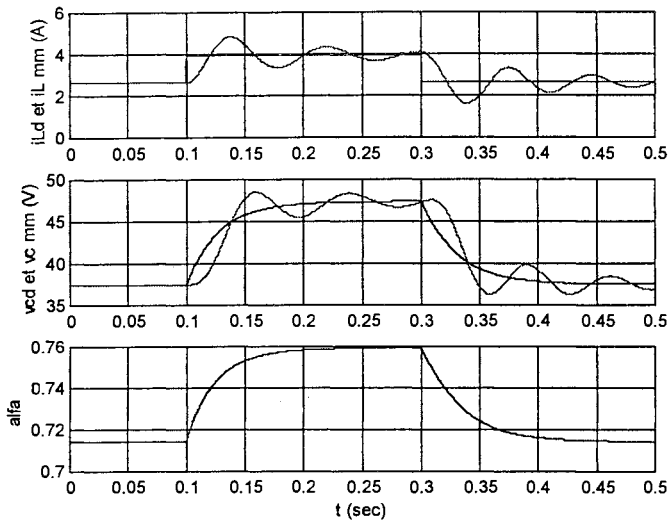


Figure IV.9 : modèle moyen, $k_1 = 0$, $k_2 = 0$

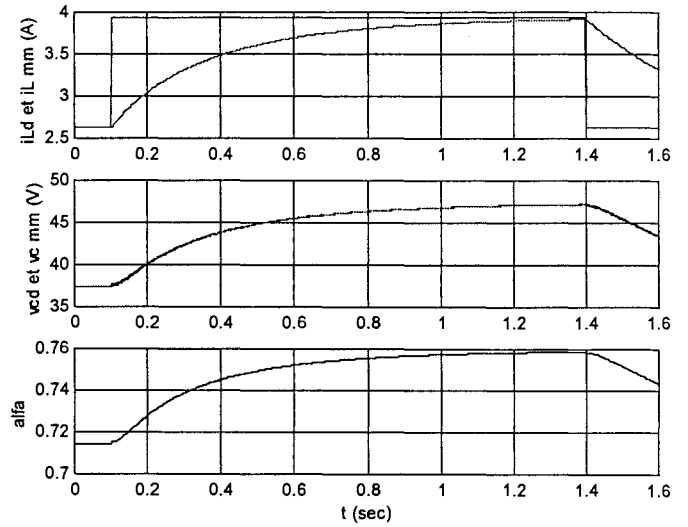


Figure IV.10 : modèle moyen, $k_1 = 0$, $k_2 = 2$
(échelle temps élargie)

Dans la Figure IV.11, on voit l'intérêt d'une injection d'amortissement à la fois sur les variables libres et commandées ($k_1 = 2$, $k_2 = 2$). On y constate une amélioration remarquable de la dynamique de sortie.

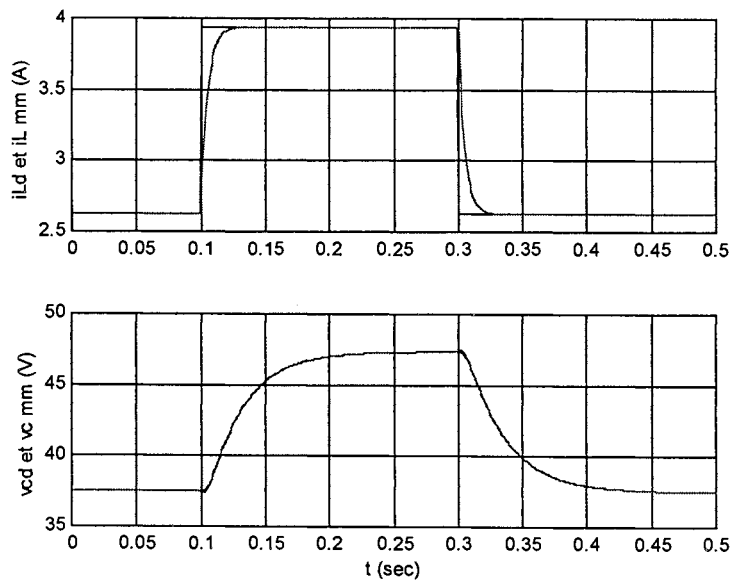


Figure IV.11 : modèle moyen, $k_1 = 2$, $k_2 = 2$

IV.2.6 Evaluation de la robustesse.

Une simple observation de l'expression de la commande :

$$\alpha = \frac{v_{cd} - k_1(i_L - i_{Ld})}{E + v_{cd}}$$

suffit pour remettre en question le caractère de robustesse lié à la commande passive, bien que les définitions de la robustesse soient aussi nombreuses que les définitions de la stabilité. Il est fait tout juste référence à cette robustesse dans [SI-95].

On peut s'en satisfaire si l'on parle de robustesse en stabilité avec une notion large de la stabilité. Mais on ne saurait s'en contenter pour les convertisseurs de l'électronique de puissance. A titre d'exemple, on montre les effets catastrophiques sur les variables d'état (Figure IV.12) d'une variation des paramètres E (tension d'alimentation) et R (résistance de charge)(Figure IV.13). On remarque une rejection quasi inexistante des perturbations sur E malgré une injection d'amortissement plus forte ($k_1 = 10$, $k_2 = 10$)

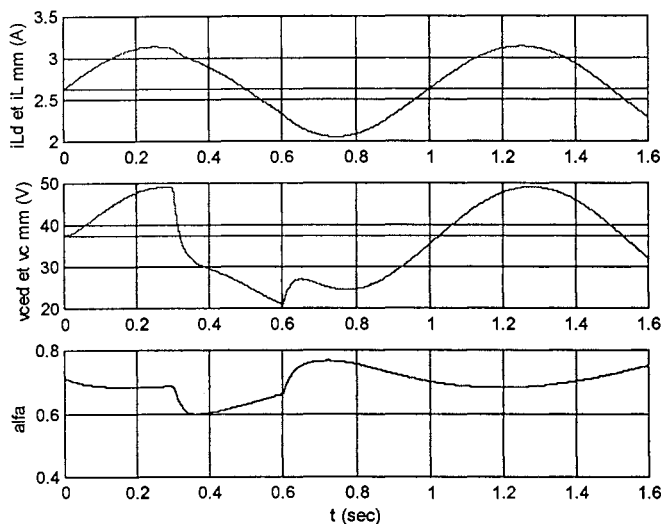


Figure IV.12 : réponse en régulation face à des variations des paramètres E et R , $k_1 = 10$, $k_2 = 10$

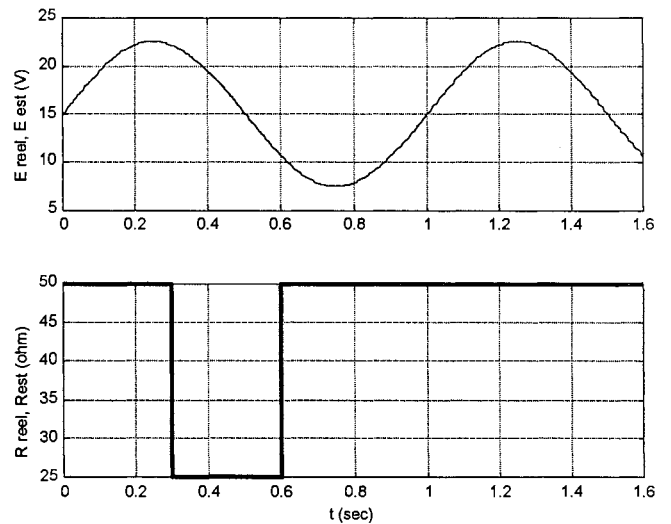


Figure IV.13 : évolution des paramètres E et R

Par ailleurs, une bonne précision des paramètres est nécessaire pour la commande indirecte de v_c (calcul de la consigne de courant à partir de la tension de sortie désirée, équation (IV.5)). Il faut donc envisager une commande passive adaptative.

IV.2.7 Commande passive adaptative du hacheur série-parallèle.

La structure adaptative associée à la commande passive est expliquée en II.3.5. On va utiliser directement les relations ainsi obtenues pour développer la commande passive adaptative du hacheur série-parallèle. Les paramètres à estimer sont E et R .

Le premier pas consiste à paramétriser l'erreur d'estimation du système, tel qu'il est montré dans l'équation (II.38), rappelons-la :

$$\Delta \mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}) - \{ \Delta \mathbf{H} \dot{\mathbf{x}}_d + \Delta \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x}_d + \Delta \mathbf{K}(\mathbf{U}) \mathbf{x}_d \} = \mathbf{Y}(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}) \tilde{\Theta}$$

Si l'on considère que E et R sont les valeurs réelles des paramètres à estimer, et \hat{E} et \hat{R} leurs valeurs estimées, on a des matrices-erreur suivantes :

$$\Delta \mathbf{H} = 0, \Delta \mathbf{F}(\alpha) = 0, \Delta \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} - \frac{1}{\hat{R}} \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{G}(\tilde{E}) = \begin{bmatrix} \alpha(E)E - \alpha(\hat{E})\hat{E} \\ 0 \end{bmatrix}$$

avec

$$\alpha(E) = \frac{v_{cd} - k_1(i_L - i_{Ld})}{E + v_{cd}}$$

Du fait de la présence de E dans le numérateur et dénominateur de $\Delta \mathbf{G}(\tilde{E})$, il est impossible de mettre en facteur l'erreur $\tilde{E} = E - \hat{E}$ dans l'expression de $\Delta \mathbf{G}(\tilde{E})$, ce qui empêche la synthèse de la structure adaptative. Pour s'affranchir de cette limitation, et puisqu'une variation de E a une influence limitée (mais non négligeable) sur $\alpha(E)$, on va supposer cette dernière constante (ce qui est faux, mais on ne peut pas faire autrement). Ceci limitera la vitesse d'estimation possible.

On ne peut non plus faire sortir l'erreur du paramètre R comme facteur, mais il est par contre possible de tenir compte de la variable admittance $\lambda = 1/R$. On a donc un vecteur erreur composé des paramètres :

$$\tilde{\Theta} = \begin{bmatrix} \tilde{E} \\ \tilde{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E - \hat{E} \\ \lambda - \hat{\lambda} \end{bmatrix}$$

D'après l'équation (II.38), on obtient la paramétrisation :

$$\begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & -v_{cd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E} \\ \tilde{\lambda} \end{bmatrix} = Y(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d) \tilde{\Theta}$$

Maintenant, on peut directement calculer la loi d'estimation des paramètres en utilisant le résultat (II.42) :

$$\dot{\tilde{\Theta}} = \Gamma^{-1} Y^T(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}) \tilde{\mathbf{x}}$$



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{E} \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & -v_{cd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L - i_{Ld} \\ v_c - v_{cd} \end{bmatrix}$$

Les termes g_1 et g_2 représentent la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation vers zéro. Plus ils sont grands, plus l'erreur s'annule vite, mais le système devient de plus en plus sensible aux régimes transitoires. On n'a pas le moyen d'optimiser ces valeurs et donc une synthèse en simulation s'impose.

IV.2.8 Commande passive adaptative du courant.

Le premier pas consiste à vérifier que la structure adaptative ne rend pas le système instable en asservissement. Dans la Figure IV.14, on observe pour $g_1 = 1000$ et $g_2 = 10$ un dépassement face

à une consigne en échelon. Ceci est dû à la dynamique de l'estimateur que l'on vient d'ajouter. Dans la Figure IV.15, on montre la convergence des valeurs estimées après des écarts produits dans les transitoires. On peut considérer cette réponse comme correcte.

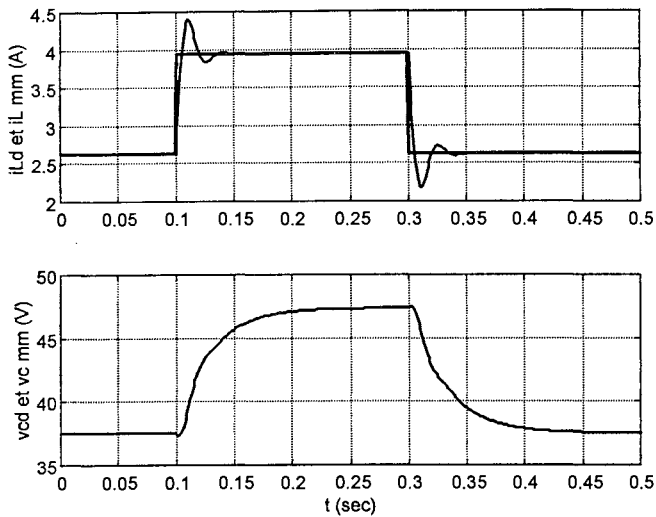


Figure IV.14 : réponse en asservissement avec structure adaptative, $k_1 = 2$, $k_2 = 2$, $g_1 = 1000$, $g_2 = 10$

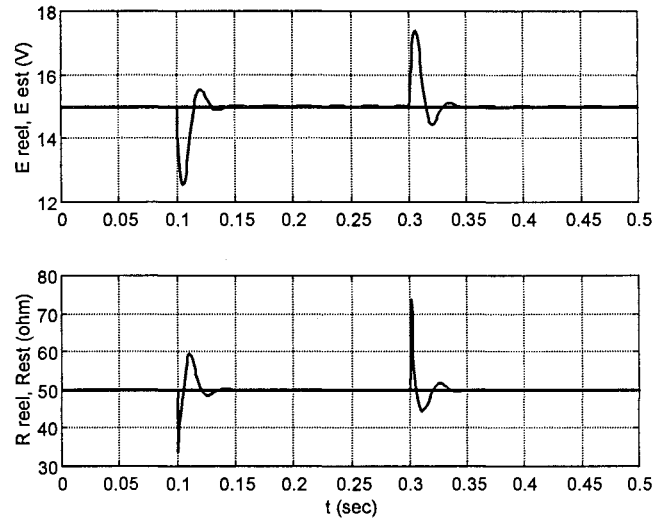


Figure IV.15 : estimation des paramètres E et R

La structure adoptée donne des très bons résultats pour le problème de la rejection de perturbation. Sur la Figure IV.16, on observe une déviation maximale de 2% par rapport à la valeur nominale face à des perturbations de E de 50%.

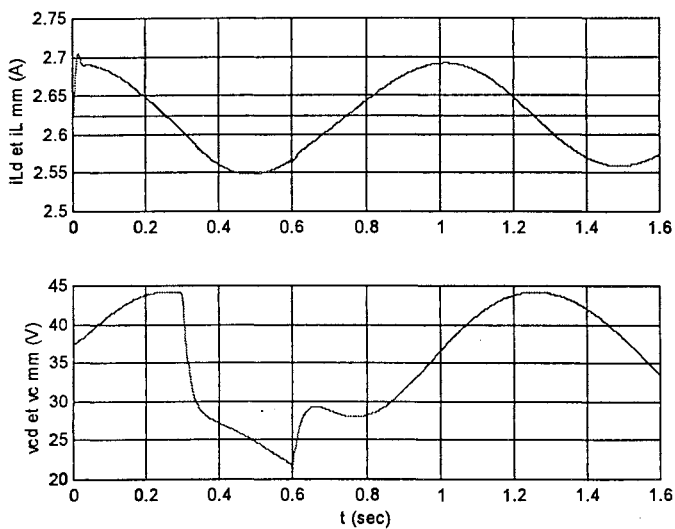


Figure IV.16 : réponse en régulation avec structure adaptative, $k_1 = 2$, $k_2 = 2$, $g_1 = 1000$, $g_2 = 10$

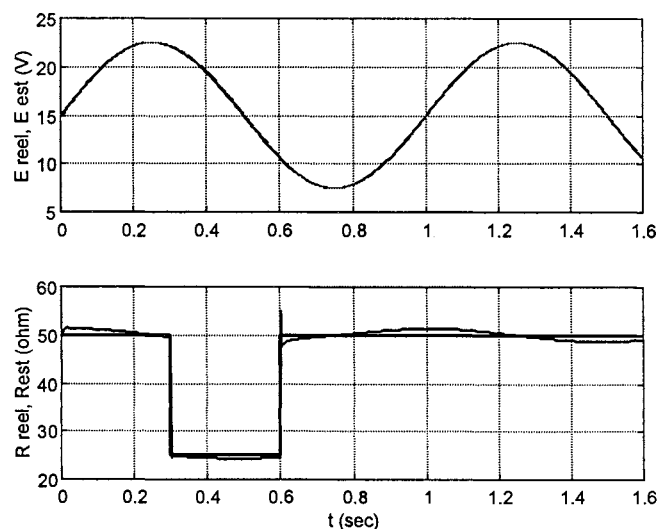


Figure IV.17 : estimation des paramètres E et R

IV.2.9 Commande passive adaptative de la tension.

Pour finir cette section, on va présenter les résultats de la commande passive adaptative sur l'asservissement indirect de v_c . On dispose des valeurs estimées de E et R , ce qui permet de bien calculer la référence de courant à injecter pour obtenir une tension de sortie donnée. La structure globale de commande est montrée dans la Figure IV.18.

La dynamique de l'estimateur peut induire des instabilités dues au bouclage des paramètres estimés à travers le bloc qui calcule le courant désiré à partir de la tension de consigne. On a donc incorporé une saturation de la dérivée de courant désiré qui limite ce bouclage à des fréquences non dangereuses. Pour les résultats que nous présentons, cette valeur a été fixée à 1000A/sec.

Après quelques essais, on a vu que le choix $g_1 = 1000$, $g_2 = 10$ et $k_1 = k_2 = 10$ donnent des résultats satisfaisants pour le problème de l'asservissement et régulation de v_c . Sur la Figure IV.19, on observe une déviation maximale de 8% par rapport à la valeur nominale face à des échelons de 50% dans la résistance de charge (Figure IV.20) et une erreur inférieure au 3% comme conséquence d'une variation lente de la source de tension de 50% (bonne rejection de perturbations).

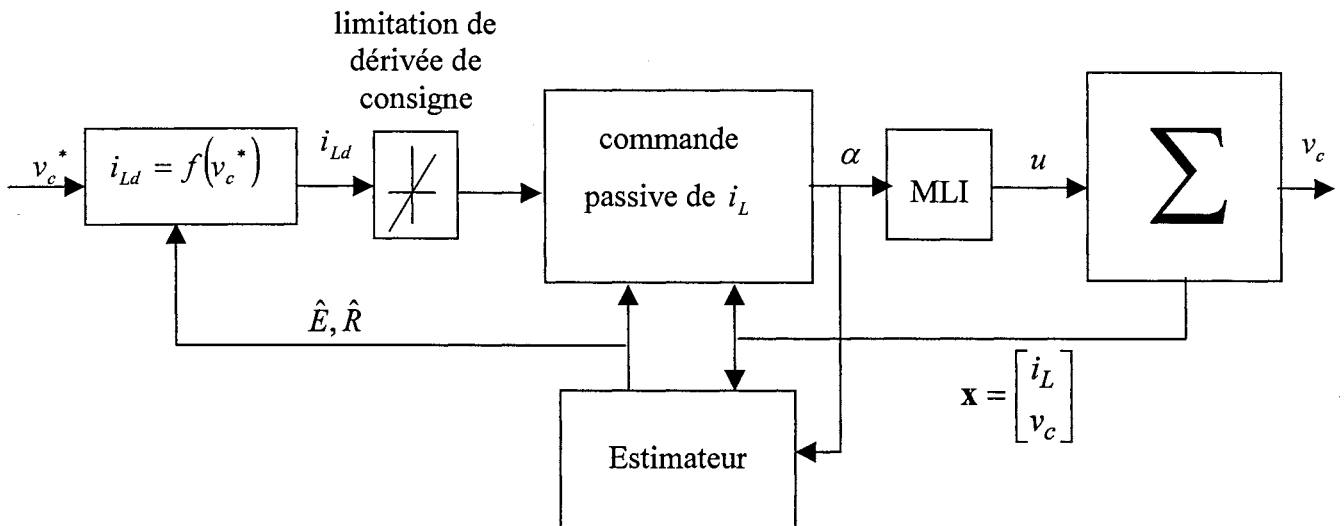


Figure IV.18 : commande globale pour l'asservissement et régulation de v_c

En général, il faut choisir g_1 et g_2 pour le pire des cas de perturbation, ce qui donne de bons résultats sur toute la plage de fonctionnement.

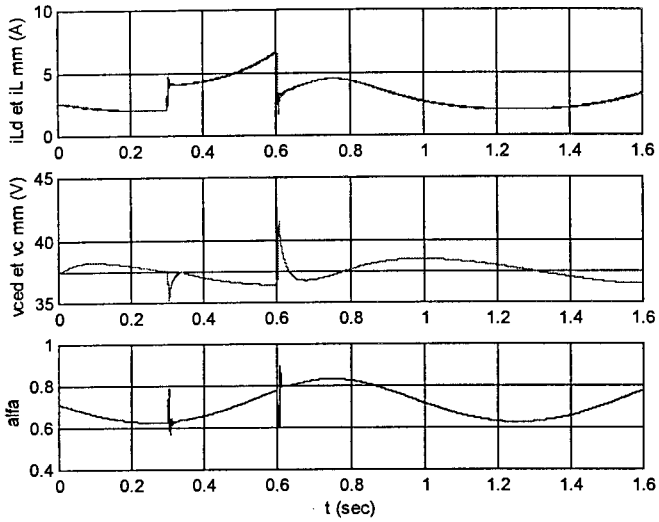


Figure IV.19 : réponse en régulation de v_c avec structure adaptative, $k_1 = 10$, $k_2 = 10$, $g_1 = 1000$, $g_2 = 10$

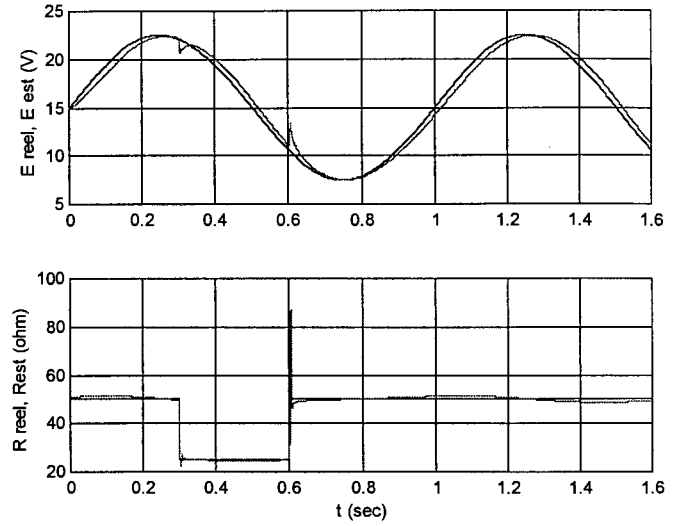


Figure IV.20 : estimation des paramètres E et R

La commande ainsi synthétisée donne de bons résultats face au problème mixte performance/stabilité. Dans la Figure IV.21, on montre l'asservissement de la tension de sortie en présence de perturbations (Figure IV.22). Pour valider le tout, on a simulé le même essai avec le modèle topologique et on a obtenu des résultats très proches de ceux du modèle moyen (Figure IV.23 et Figure IV.24).

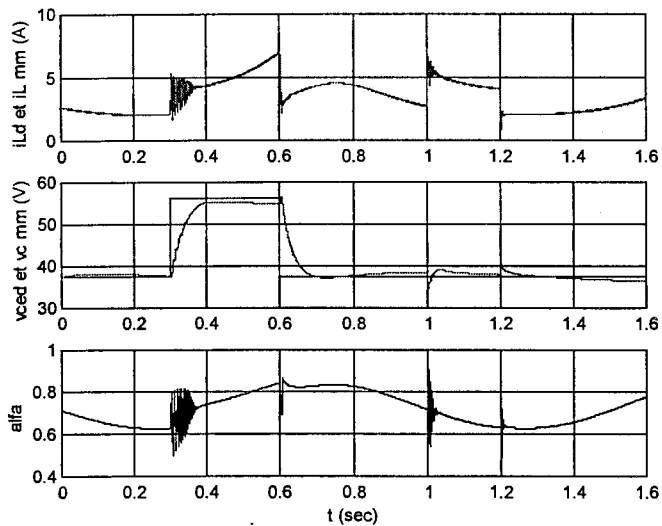


Figure IV.21 : Modèle Moyen, réponse en asservissement et régulation de v_c avec structure adaptative, $k_1 = 10$, $k_2 = 10$, $g_1 = 1000$, $g_2 = 10$

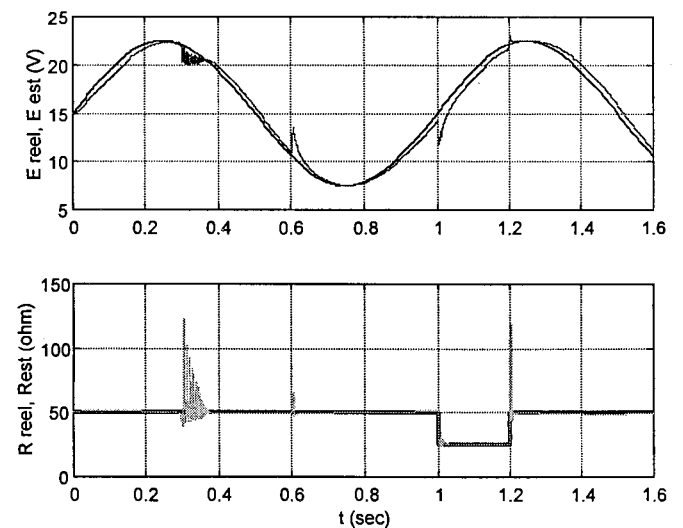


Figure IV.22 : estimation des paramètres E et R

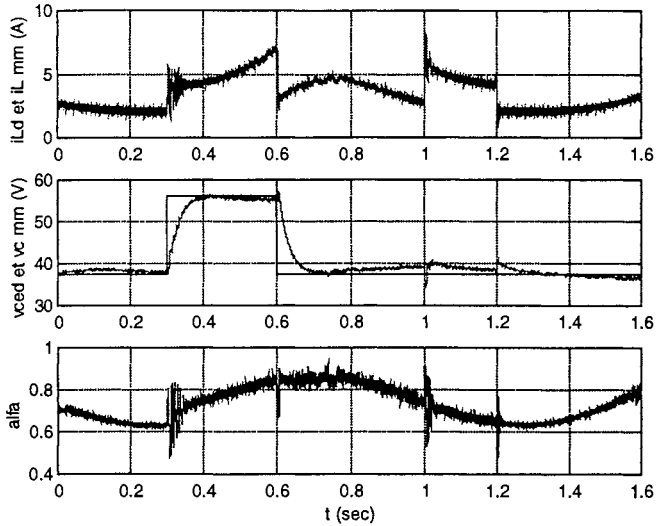


Figure IV.23 : Modèle Topologique, réponse en asservissement et régulation de v_c avec structure adaptative, $k_1 = 10$, $k_2 = 10$, $g_1 = 1000$, $g_2 = 10$

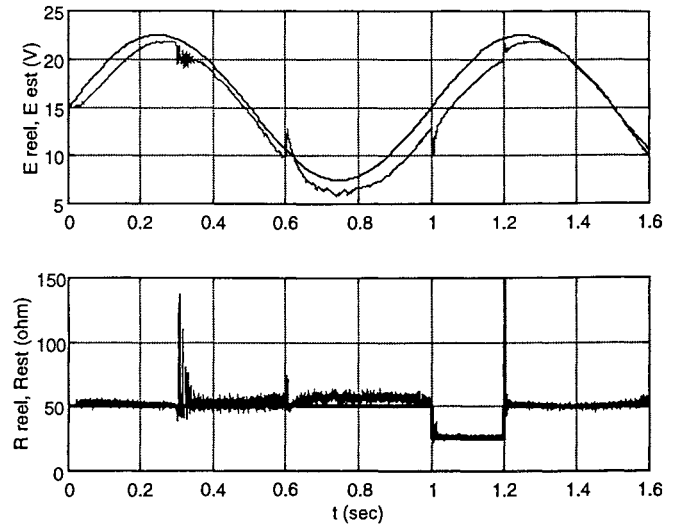


Figure IV.24 : estimation des paramètres E et R

IV.3 Alimentation à résonance série.

IV.3.1 Introduction.

Nous avons, dans le chapitre précédent, synthétisé une loi de commande sur la base d'un modèle moyen standard. Un moyen d'explorer les possibilités de la commande passive est de l'étendre à des structures présentant à la fois des étages continus et alternatifs. Par ailleurs, le modèle de réglage sera plus complexe dans le sens où il est moyen généralisé au premier harmonique.

L'alimentation à résonance série est à cet égard un bon support d'étude.

IV.3.2 Description.

Dans la Figure IV.25, on rappelle la structure d'un tel convertisseur (avec $u_1 \in \{-1,1\}$ la configuration de l'onduleur et $u_2 \in \{-1,1\}$ celle du redresseur).

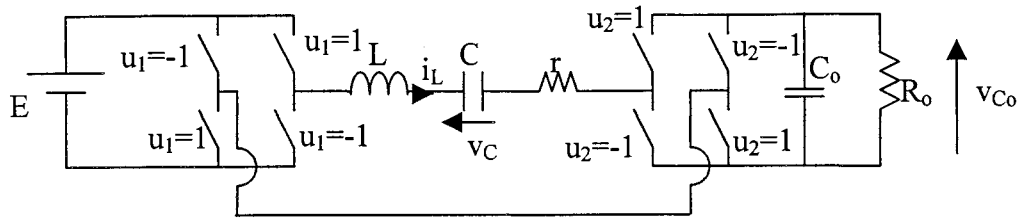


Figure IV.25 : alimentation à résonance série

Une étude approfondie de la modélisation grands signaux du convertisseur à résonance série de la Figure IV.25 est menée en [BA-92]. Le lecteur peut éventuellement s'y référer. Dans la suite, on n'expliquera donc que l'essentiel pour la compréhension de l'analyse réalisée.

Suivant le type de fonctionnement désiré, on a un choix différent d'interrupteurs. La partie onduleur du convertisseur est toujours composée d'interrupteurs commandés. La partie redresseur, par contre, peut être composée par des interrupteurs commandés (transit de puissance bidirectionnel) ou par des diodes (transit de puissance unidirectionnel).

Le réglage du transfert de la puissance se fait par la maîtrise des instants de commutation des interrupteurs du redresseur et de l'onduleur (Figure IV.26). Plusieurs stratégies de commande sont envisageables pour régler ces instants.

redresseur à diodes ($\varphi = 0$) :

- réglage de la fréquence de découpage

redresseur à interrupteurs commandés :

- réglage du déphasage courant-tension en sortie de l'onduleur (commande en α)
- réglage du déphasage courant-tension en entrée du redresseur (commande en φ)
- réglage du déphasage entre les commandes de l'onduleur et celles du redresseur (commande en δ)

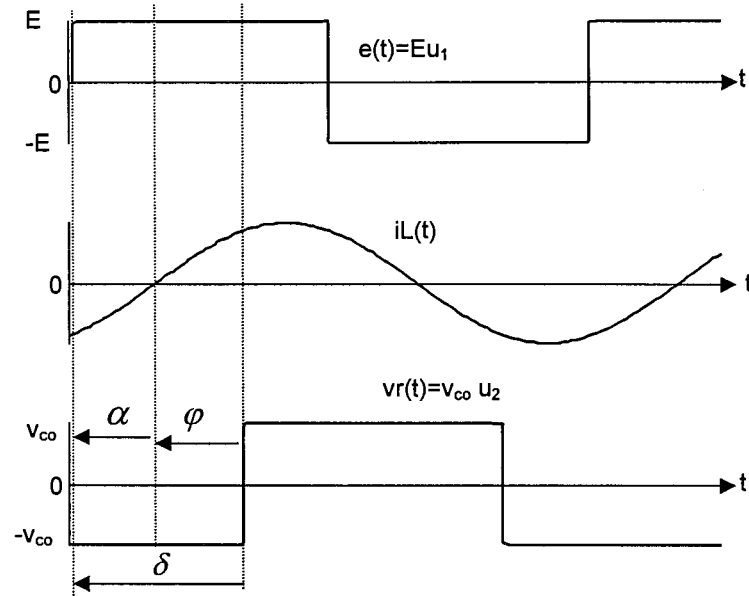


Figure IV.26 : déphasages entre les signaux présents dans le circuit

Le modèle topologique du convertisseur ne dépend pas de la stratégie de commande adoptée (il ne dépend que de la *configuration* issue de la stratégie). Les composantes d'E-L du convertisseur sont :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \\ v_{Co} \end{bmatrix}, & \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C_o \end{bmatrix}, & \mathbf{F}(\mathbf{U}) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & u_2 \\ -1 & 0 & 0 \\ -u_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{K} &= \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, & \mathbf{G}(\mathbf{U}) &= \begin{bmatrix} u_1 E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{IV.16}$$

Pour la synthèse de n'importe quelle stratégie de commande mentionnée auparavant, il faudrait donc développer le MMG du modèle (IV.16). Il en découle un modèle différent selon la stratégie de commande adoptée.

Différents modèles seront exploités par la suite en effectuant toujours le même changement de variables que dans [BA-93] : $\langle i_L \rangle_1 = x_1 + jx_2$, $\langle v_C \rangle_1 = x_3 + jx_4$, $\langle v_{Co} \rangle_0 = x_5$ avec ω_s la pulsation du premier harmonique.

IV.3.3 Commande par δ .

Dans ce mode de commande, on règle le déphasage entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension d'entrée du redresseur δ . A partir des composantes d'E-L (IV.16) et en appliquant les techniques du MMG déjà expliquées dans la section III.4.1. (voir [BA-93] pour plus de détails), on aboutit aux composantes suivants d'E-L du MMG du convertisseur résonant série (IV.17). On y observe bien le caractère antisymétrique de $F(\delta)$. On rappelle que les propriétés passives du convertisseur sous forme de MMG sont préservées grâce à une transformation conservant la puissance.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 2L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_o \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 2r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{4}{\pi}E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_s & 2 & 0 & -\frac{4}{\pi}\sin\delta \\ 2\omega_s & 0 & 0 & 2 & -\frac{4}{\pi}\cos\delta \\ -2 & 0 & 0 & -2\omega_s & 0 \\ 0 & -2 & 2\omega_s & 0 & 0 \\ \frac{4}{\pi}\sin\delta & \frac{4}{\pi}\cos\delta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{IV.17}
 \end{aligned}$$

La pulsation de résonance naturelle du circuit intermédiaire est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Plus la pulsation du travail est proche de ω_0 , plus les signaux sont sinusoïdaux et, par conséquence, ont un MMG plus précis.

La synthèse de la commande passive du convertisseur contrôlé par retard de phase δ ne pose pas de problème particulier : il a une représentation d'E-L, la matrice $F(\delta)$ est antisymétrique et la

variable commandée (tension de sortie, x_5) a un degré relatif unitaire. Par contre, il reflète un des « handicaps » de la commande passive : l'ordre élevé du correcteur. En effet, si l'on suppose une commande passive adaptative dont on estime un seul paramètre, la résistance de charge par exemple, l'ordre complet du correcteur monte jusqu'à $n_c = 5$.

Certaines techniques de commande non-linéaires, dont la commande linéarisante [BA-93], donnent des correcteurs d'ordre $n_c = 1$ avec des résultats performants. Le seul avantage de la commande passive adaptative réside en une réponse robuste en présence de perturbations dans les paramètres du circuit (source de tension ou charge, notamment).

IV.3.4 Commande en fréquence ω_s .

C'est le type de commande retenu dans [ST-96], où on trouve une « commande passive adaptative » de l'alimentation à résonance série avec un pont de diodes comme redresseur. Nous nous sommes attachées à apporter des éclaircissements, des améliorations et des critiques.

La présence d'un pont à redresseur à diodes implique une fonction de commutation u_2 dépendant uniquement du courant i_L donc d'un état du système. Ceci élargit encore le champ d'application de la commande passive. Rappelons que pour le hacheur étudié, la fonction de commutation ne dépendait que d'une commande extérieure (section IV.2).

On a donc comme conséquence des composantes d'E-L du MMG dépendants de i_L (donc des variables d'état x_1 et x_2) comme nous l'avons déjà expliqué dans la section III.5.1. On peut obtenir aisément ces composantes à partir de celles du convertisseur commandé en δ en réalisant le changement de variables suivant :

$$\sin(\delta) = -\frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}}$$

$$\cos(\delta) = -\frac{x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}}$$

Ceci donne les composantes d'E-L du MMG du convertisseur commandé en fréquence :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 2L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_o \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 2r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{4}{\pi} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{F}(\mathbf{x}, \omega_s) = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_s & 2 & 0 & \frac{4}{\pi} \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} \\ 2\omega_s & 0 & 0 & 2 & \frac{4}{\pi} \frac{x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} \\ -2 & 0 & 0 & -2\omega_s & 0 \\ 0 & -2 & 2\omega_s & 0 & 0 \\ \frac{4}{\pi} \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} & -\frac{4}{\pi} \frac{x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})
 \end{aligned}$$

La qualité de la commande que l'on doit synthétiser à partir du MMG (IV.18) est tributaire de la précision de ce modèle. Il faut savoir qu'une commande à fréquence variable, générant donc des variations de la pulsation ω_s , peut remettre en cause l'expression (III.20), laquelle est à la base du MMG. Elle est développée sur la base d'une fréquence constante.

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t)$$

Dans le cas d'une pulsation variable, la dérivée en question donne l'expression générale [SA-91] :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k = x(t-T) \cdot e^{-jk\theta(t-T)} \omega_s(t-T) \dot{T} + \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k + \left\langle \left(\frac{\dot{\omega}_s}{\omega_s} - jk\omega_s \right) x \right\rangle_k$$

Pour que le modèle soit valable, il faut donc prévoir des petites variations de fréquence.

IV.3.4.1 *Faisabilité de la commande passive du convertisseur commandé en fréquence.*

Pour que la commande passive soit possible, il faut d'abord disposer d'une représentation d'E-L avec une matrice $F(\mathbf{x}, \mathbf{U})$ antisymétrique, ce qui est le cas du modèle étudié. De plus, il faut que le système soit de degré relatif unitaire (que la variable de commande soit présente dans la première dérivée de la sortie), ce qui n'est pas le cas du système en étude. On ne peut pas réaliser la subdivision habituelle $(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_l)$ pour obtenir la valeur de la commande à partir de la partie « commandée », tel qu'il est expliqué dans la section II.3.2.

On peut envisager deux solutions :

- on règle la tension de sortie de manière indirecte en commandant le courant du circuit résonant.

ou

- on simplifie la représentation vers le Modèle du Générateur Moyen Equivalent (GME) [BA-92].

La deuxième solution a l'avantage de simplicité du calcul et d'implantation du correcteur, car le GME résultant est un modèle de dimension $n=1$. Même s'il ne reflète pas correctement la dynamique globale du système (déjà signalé dans [BA-92]), il s'avère comme une bonne solution de compromis pour la commande passive de l'alimentation résonante série commandée en fréquence.

IV.3.4.2 *GME du convertisseur commandé en fréquence.*

Avec les valeurs réduites [BA-92] :

$$\xi = \frac{1}{2}r\sqrt{\frac{C}{L}} \quad v = \frac{v_c}{E} \quad i = \frac{i_L}{C\omega_0 E} \quad \omega = \frac{\omega_s}{\omega_0} \quad v_o = \frac{v_{co}}{E} \quad \tau = \omega_0 t$$

On obtient le modèle du GME réduit suivant :

$$\dot{v}_o = -\frac{1}{C_o\omega_0 R_o} v_o + \frac{8C}{C_o\pi^2} u(\omega) \quad (\text{IV.19})$$

Ce qui conduit à un système du premier ordre stable et linéaire si l'on considère comme entrée l'expression :

$$u(\omega) = \frac{\omega}{\sqrt{(\omega^2 - 1)^2 + \omega^2(2\xi + \gamma R_o)^2}} \quad (\text{IV.20})$$

avec $\gamma = \frac{8C\omega_0}{\pi^2}$.

Avec un tel modèle, le plus logique est de synthétiser une commande linéaire quelconque. Ceci peut donner, en principe, de très bons résultats en asservissement [FE-84]. Mais il n'en est toutefois pas de même pour le problème de la réjection de perturbation. Ce sont les avantages de l'approche adaptative qui rendent intéressante la commande passive.

IV.3.4.3 Synthèse de la commande passive adaptative à partir du GME.

L'identification des composantes d'E-L du GME (IV.19) est simple :

$$\mathbf{x} = v_o \quad \mathbf{H} = 1 \quad \mathbf{K} = \frac{1}{C_o\omega_0 R_o} \quad \mathbf{G}(u) = \frac{8C}{C_o\pi^2} u(\omega) \quad (\text{IV.21})$$

Comme l'ordre du système est unitaire, il n'existe aucun échange énergétique entre les variables du modèle, et donc, le composant d'E-L $\mathbf{F}(\mathbf{U}, \mathbf{x})$ est toujours nul. Il n'a pas de subdivision possible, la variable appartient à l'état commandée, $\mathbf{x}_c = v_o$, et l'état libre n'existe plus. Ceci élimine la présence de variables libres désirées (\mathbf{x}_{dl}) et donc, si le GME est validé (en limitant la dérivée de commande ω), le système est asymptotiquement stable.

La valeur de commande ainsi calculée devient une simple relation algébrique définie comme :

$$u(\omega) = \frac{C_o \pi^2}{8C} \left[\frac{1}{C_o \omega_0 R_o} v_{od} - k(v_o - v_{od}) \right] \quad (IV.22)$$

En fait, la commande passive nous ramène à une structure de commande linéaire bien connue : action proportionnelle plus terme anticipatif (Figure IV.27).

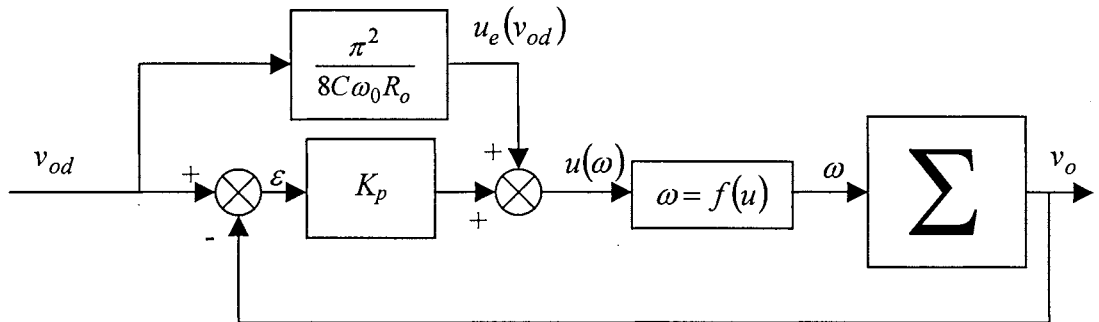


Figure IV.27 : structure classique : action proportionnelle et terme anticipatif

En effet, à partir du modèle (IV.19) on obtient la valeur de commande d'équilibre (u_e) correspondant à une sortie désirée donnée (v_{od}) :

$$u_e(v_{od}) = \frac{\pi^2}{8C \omega_0 R_o} v_{od}$$

Si l'on pose :

$$K_p = \frac{C_o \pi^2 k}{8C}$$

On peut réécrire la commande (IV.22) sous la forme

$$u(\omega) = u_e(v_{od}) - K_p(v_o - v_{od})$$

Ceci montre que la commande passive peut constituer une structure générale qui prend en compte certaines solutions de commande linéaire déjà connues.

On peut calculer la pulsation correspondant à $u(\omega)$ à partir de l'équation (IV.20). Puisque la commande dépend fortement d'une bonne estimation des paramètres, on développera un estimateur de la résistance de charge (R_o), le seul paramètre qui n'est pas défini a priori.

Il n'y a qu'une matrice-erreur à paramétrer : $\Delta\mathbf{K}$. Si l'on définit la variable admittance $\lambda = 1/R_o$, on arrive à l'expression :

$$-\Delta\mathbf{K} \mathbf{x}_d = -\left(\frac{1}{C_o\omega_0 R_o} - \frac{1}{C_o\omega_0 \hat{R}_o}\right) v_{od} = -\frac{v_{od}}{C_o\omega_0} \tilde{\lambda} = \mathbf{Y}(\mathbf{x}_d) \tilde{\Theta}$$

On peut donc calculer la loi d'estimation (section II.3.5) :

$$\dot{\tilde{\Theta}} = \Gamma^{-1} \mathbf{Y}^T(\mathbf{x}_d) \tilde{\mathbf{x}} \Rightarrow \dot{\tilde{\lambda}} = g \frac{v_{od}}{C_o\omega_0} (v_{od} - v_o)$$

IV.3.5 Résultats en simulation.

Pour les simulations, on a utilisé les mêmes valeurs des paramètres que dans l'article [ST-96] : $L = 197 \mu F$, $C = 100 nF$, $C_o = 1000 \mu F$, $E = 14V$, $r = 0\Omega$, $R_o = 1.6\Omega$. Ceci donne une pulsation de résonance de $\omega_0 = 225300 rad/sec$. Les valeurs d'équilibre sont présentées sur la Figure IV.28.

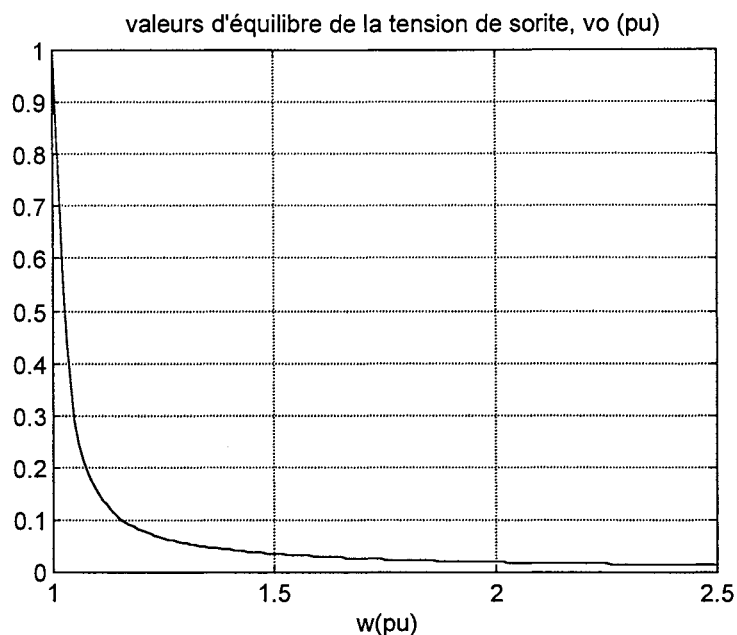


Figure IV.28 : relation statique entre la tension de sortie et la pulsation de découpage

Une analyse des variables d'équilibre montre que des petites variations de commande permettent de parcourir presque toute la plage de fonctionnement. On considère donc que le MMG, et en conséquence le GME, respectent l'hypothèse de faible variation de fréquence (nécessaire pour le calcul simple du MMG).

Pour le choix de la valeur d'injection d'amortissement (k), nous avons retenu la valeur utilisée dans [ST-96], ce qui correspond à $k = 0.0057$ en valeurs réduites. La constante de temps de convergence de la variable ainsi commandée est de 0.5ms (118 pu), correspondant à 18 cycles.

Le terme g , faute de techniques plus élaborées, est choisi empiriquement après des simulations successives. Le choix est effectué pour une perturbation de charge la plus grande possible. Le taux de convergence de l'estimation ainsi calculé donnera une bonne estimation sur toute la plage de variation de charge possible. Nous avons trouvé que $g = 8.6$ donne de bons résultats pour des variations de charge de 600%.

Dans la Figure IV.29, on présente la réponse en régulation simulée avec le GME pour des échelons de charge. La déviation de sortie n'atteint que 5% de la valeur nominale. La réponse est la même pour le MMG (Figure IV.30) que pour le modèle topologique (Figure IV.31). Ceci valide l'approche effectuée.

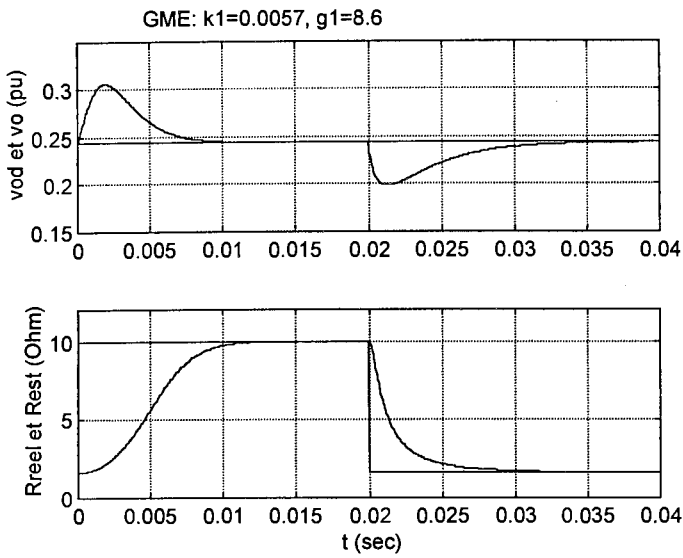


Figure IV.29 : GME,régulation, $k = 0.0057$, $g = 8.6$

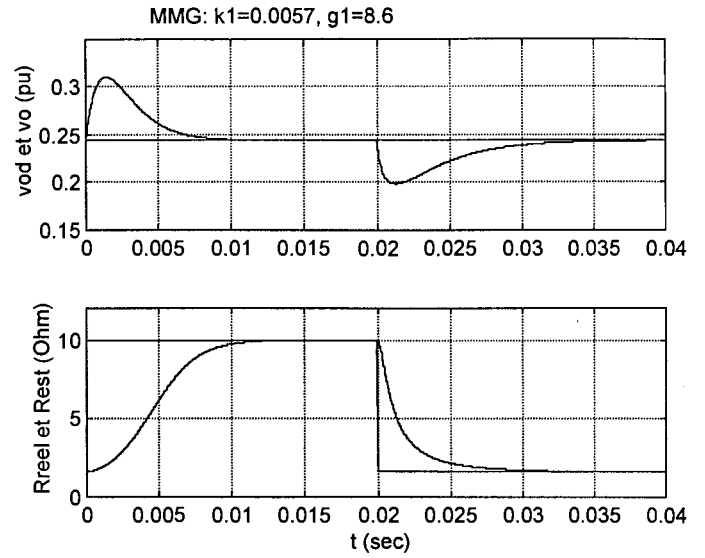


Figure IV.30 : MMG,régulation, $k = 0.0057$, $g = 8.6$

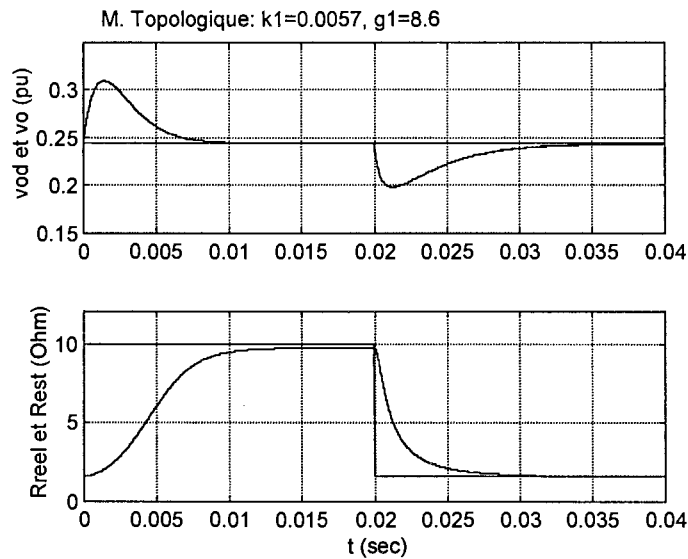


Figure IV.31 : modèle topologique, régulation, $k = 0.0057$, $g = 8.6$

IV.4 Conclusion.

Nous avons montré dans ce chapitre la manière de calculer la commande passive et sa version adaptative sur deux exemples différents. Nous avons été confrontés au problème de la dynamique des zéros. L'analyse de stabilité de cette dernière nous a amenés à faire appel à l'analyse de la

dynamique petits signaux (fastidieuse quand l'ordre du système est important) afin de déterminer la stabilité locale de la commande.

Nous avons montré également la non-robustesse (au sens de la rejection des perturbations) de la commande passive de ces convertisseurs. La commande passive adaptative, quand elle est possible, donne de bien meilleurs résultats. La version adaptative n'a évidemment de sens que lorsque l'on veut s'affranchir des erreurs paramétriques. De plus, si le paramètre incriminé n'est pas factorisable (c'est le cas de la tension d'alimentation E du hacheur série parallèle), l'estimation devient une approximation qui ne rejette que les perturbations sur E de basse fréquence.

Nous avons montré que pour le cas de l'alimentation à résonance série, la commande passive donne une structure de commande déjà connue. En effet, pour le cas d'une forte injection d'amortissement sur les variables libres, la commande passive devient un simple terme anticipatif avec action proportionnelle. Par ailleurs, cette configuration se rapproche de la structure de la commande linéarisante d'un système à degré relatif unitaire : la linéarisation via feedback [IS-89], en tant qu'inversion partielle du système, est une sorte de terme anticipatif, et l'action proportionnelle se charge, en combinaison avec le caractère intégral du bouclage linéarisant, d'annuler l'erreur permanente [BA-93].

Si, pour les cas étudiés, il n'y a pas de différences flagrantes entre les techniques de commande (linéaires et non linéaires) en termes de régulation, la question à se poser est d'évaluer les performances vis à vis des perturbations mais aussi en présence d'incertitudes de modélisation.

C'est précisément dans le domaine de la rejection des perturbations en présence d'incertitudes de modélisation que la commande passive adaptative peut se montrer avantageuse. Dans l'article [ST-96], la commande passive adaptative d'une alimentation à résonance est comparée avec une commande robuste issue d'une optimisation de type H_∞ : la commande passive s'avère dix fois plus rapide dans la rejection totale des fortes perturbations. Il faut toutefois apporter un bémol, car tout dépend comment l'auteur a choisi ses filtres de pondération pour la synthèse H_∞ .

Chapitre V

Onduleur de tension triphasé sans neutre raccordé

V ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE SANS NEUTRE RACCORDE.

V.1 Introduction.

L'onduleur de tension triphasé (Figure V.1) est de plus en plus utilisé pour des applications diverses : compensation d'énergie réactive (STATic COMPensator, STATCOM [GY-94], [PE-97.a]), filtrage actif, redressement à prélèvement sinusoïdal, etc...

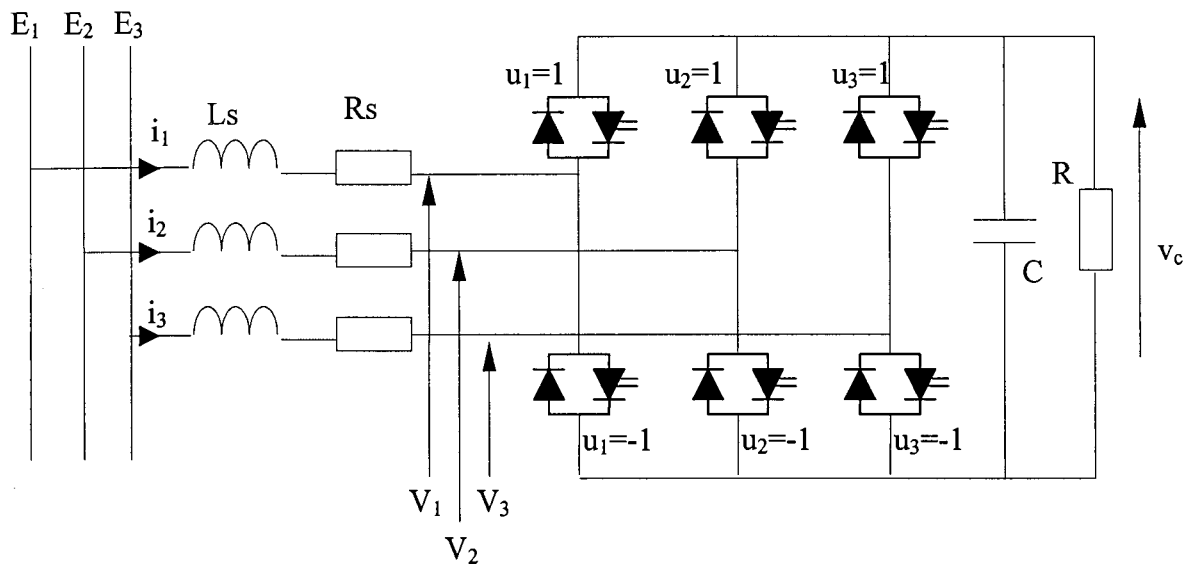


Figure V.1: onduleur de tension triphasé

L'application choisie est le STATCOM, caractérisé par un comportement peu amorti du fait que la résistance R représente les pertes de commutation et non une charge. R_s prend en compte les pertes de conduction. L_s représente un élément inductif (inductance de fuites d'un transformateur, inductance indépendante). On peut trouver une étude approfondie de ce convertisseur dans [PE-97.a].

L'onduleur peut être commandé par diverses techniques : MLI, modes glissants, etc. Si l'onduleur travaille en tant que STATCOM le niveau d'énergie concerné demande le concours de dispositifs de commutation de grande puissance et donc lents. Dans ce cas-là une commande en pleine onde s'impose.

V.2 Modèle topologique.

Les composantes d'E-L du modèle topologique de l'onduleur triphasé de la Figure V.1 sont les suivantes :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} L_s & & & \\ & L_s & & \\ & & L_s & \\ & & & C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2u_1 - u_2 - u_3}{6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-u_1 + 2u_2 - u_3}{6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-u_1 - u_2 + 2u_3}{6} \\ -\frac{u_1}{2} & -\frac{u_2}{2} & -\frac{u_3}{2} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} R_s & & & \\ & R_s & & \\ & & R_s & \\ & & & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{E}) = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Dans l'*Exemple 4* de la section III.3, nous avons montré que même si $\mathbf{F}(\mathbf{U})$ n'est pas antisymétrique, le produit $\mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{U}) \mathbf{x}$ est toujours nul. Le modèle topologique est utilisé dans cette thèse pour des simulations «proches» du système réel.

V.3 Modèle moyen généralisé (MMG).

Si l'onduleur travaille en pleine onde, l'action de commande devient l'angle de déphasage α entre la tension du réseau, E_i , et la tension de l'onduleur, V_i (en phase avec u_i), (Figure V.2).

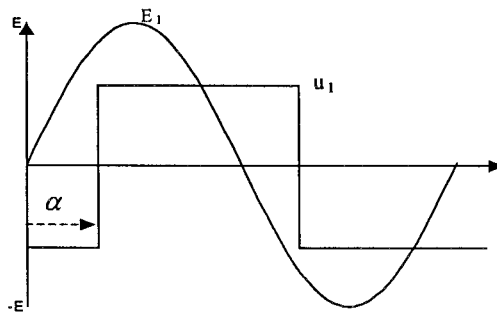


Figure V.2: commande en pleine onde

Pour simplifier l'analyse du système on réalisera la transformée de Park des grandeurs triphasées, ce qui donne des composants q et d des différents signaux (V.1).

$$\mathbf{X}_{qd} = k \mathbf{C}_{32}^T \mathbf{X}_{123} \quad (\text{V.1})$$

Dans la composition harmonique des signaux présents dans le convertisseur commandé en pleine onde, on observe une prépondérance nette des harmoniques zéro (valeur moyenne) et un (à la pulsation du réseau). Ceci indique que le MMG poussé jusqu'au premier harmonique reflétera la dynamique du convertisseur de manière satisfaisante.

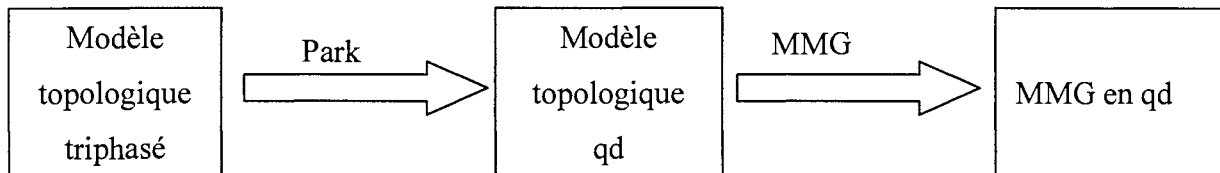


Figure V.3: transformations effectuées

Nous supposons avoir un réseau triphasé équilibré :

$$\begin{aligned}
 E_1 &= E \sin(\omega t) \\
 E_2 &= E \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 E_3 &= E \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}$$

Pour la réalisation de la transformée de Park, on choisit l'axe d en phase avec la tension E_1 . Ceci implique la matrice de transformation suivante :

$$\mathbf{C}_{32}^T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Le coefficient k de la transformation (V.1) doit être choisi selon le type de transformation désirée:

- conservation de l'amplitude des variables transformées : $k = \frac{2}{3}$

- conservation de l'énergie : $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Si l'on note $\mathbf{I}_{qd} = [i_q, i_d]^T$ et $\mathbf{I}_{123} = [i_1, i_2, i_3]^T$, on a la relation :

$$\mathbf{I}_{qd} = k \mathbf{C}_{32}^T \mathbf{I}_{123} \quad (\text{V.2})$$

On dérive (V.2) et on obtient (voir [PE-97.a])

$$\frac{d \mathbf{I}_{qd}}{dt} = k \mathbf{C}_{32}^T \frac{d \mathbf{I}_{123}}{dt} - \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{I}_{qd} \quad (\text{V.3})$$

En combinant (V.3) et le modèle topologique triphasé, on arrive au modèle topologique en qd (V.4) :

$$\frac{d \mathbf{I}_{qd}}{dt} = -\frac{k}{6L_s} \mathbf{C}_{32}^T \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} v_c - \frac{R_s}{L_s} \mathbf{I}_{qd} + \frac{1}{L_s} E_{qd} - \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{I}_{qd} \quad (\text{V.4})$$

Par l'intermédiaire des propriétés de la série de Fourier, on arrive au MMG des courants en qd (V.5).

$$\frac{d \langle \mathbf{I}_{qd} \rangle_0}{dt} = \frac{3k}{\pi L_s} \begin{bmatrix} \sin(\alpha) \\ -\cos(\alpha) \end{bmatrix} \langle v_c \rangle_0 - \frac{R_s}{L_s} \langle \mathbf{I}_{qd} \rangle_0 + \frac{1}{L_s} \langle E_{qd} \rangle_0 - \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \langle \mathbf{I}_{qd} \rangle_0 \quad (\text{V.5})$$

Pour la dynamique du condensateur, on obtient le modèle topologique en qd suivant :

$$C \frac{d v_c}{dt} = \frac{1}{3k} [u_1 \quad u_2 \quad u_3] \mathbf{C}_{32} \mathbf{I}_{qd} - \frac{v_c}{R} \quad (\text{V.6})$$

Et on aboutit au MMG (V.7):

$$\frac{d \langle v_c \rangle_0}{dt} = \frac{2}{\pi k C} [-\sin(\alpha) \quad \cos(\alpha)] \langle \mathbf{I}_{qd} \rangle_0 - \frac{\langle v_c \rangle_0}{R} \quad (\text{V.7})$$

Les équations (V.5) et (V.7) définissent le MMG de l'onduleur de tension. Les composantes d'E-L du MMG du convertisseur sont les suivantes:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_s & -\frac{3k \sin(\alpha)}{\pi} \\ -\omega L_s & 0 & \frac{3k \cos(\alpha)}{\pi} \\ \frac{2 \sin(\alpha)}{k\pi} & -\frac{2 \cos(\alpha)}{k\pi} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{E}) = \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.8})$$

On a déjà vu dans l'**Exemple 6** de la section III.5.2 qu'un choix de transformation de Park conservant la puissance ($k = \sqrt{\frac{2}{3}}$) donne une matrice $\mathbf{F}(\alpha)$ antisymétrique.

$$\mathbf{F}(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_s & -\frac{\sqrt{6} \sin(\alpha)}{\pi} \\ -\omega L_s & 0 & \frac{\sqrt{6} \cos(\alpha)}{\pi} \\ \frac{\sqrt{6} \sin(\alpha)}{\pi} & -\frac{\sqrt{6} \cos(\alpha)}{\pi} & 0 \end{bmatrix}$$

Cette transformation donne les valeurs de E_{qd} suivantes :

$$E_d = \sqrt{\frac{3}{2}} E$$

$$E_q = 0$$

Le MMG de la transformée de Park conservant la puissance est le modèle utilisé dans la suite pour la synthèse de la commande.

V.4 Valeurs d'équilibre.

Rappelons que le modèle de base pour l'analyse est :

$$\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{F}(\alpha)\mathbf{x} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{G}(\mathbf{E}) \quad (\text{V.9})$$

Avec les composantes d'E-L (V.8). En posant $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ dans (V.9), on obtient les valeurs d'équilibre du système, $\mathbf{x}_e = f(\alpha_e)$. Les relations qui donnent ces valeurs sont:

$$i_{qe} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E_{de}}{\Delta} \left\{ \frac{6 \sin(\alpha) \cos(\alpha)}{\pi} - \frac{\omega L_s \pi}{R} \right\} \quad (\text{V.10})$$

$$i_{de} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E_{de}}{\Delta} \left\{ \frac{6 \sin^2(\alpha)}{\pi} + \frac{R_s \pi}{R} \right\} \quad (\text{V.11})$$

$$v_{ce} = \frac{2E_{de}}{\Delta} \{ \omega L_s \sin(\alpha) - R_s \cos(\alpha) \} \quad (\text{V.12})$$

avec

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{R_s^2 \pi}{R} + 2\sqrt{6} \frac{R_s}{\pi} + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\omega^2 L_s^2 \pi}{R}$$

Nous avons suivi les lignes directrices de la thèse [PE-97.a] pour le choix des paramètres correspondants à un STATCOM générique de 12.5 MVAR : $R = 156 \Omega$, $R_s = 20 m\Omega$, $L_s = 0.8 mH$, $C = 1500 \mu F$ et $E = 5.1 kV$. Le courant réactif maximal que l'on peut injecter est de 2450A (limites imposées par la tension v_c). Les valeurs réduites d'un tel convertisseur sont : $R^* = 78 pu$, $R_s^* = 0.01 pu$, $L_s^* = 0.15 pu$, $C^* = 0.88 pu$ et $E^* = 1 pu$.

Dans la Figure V.4 et Figure V.5 on présente l'évolution des valeurs d'équilibre des courants réactif et actif ainsi que la tension du condensateur pour une plage de variation de l'angle de commande α compris entre $\alpha = -\frac{\pi}{2} rad$ et $\alpha = \frac{\pi}{2} rad$.

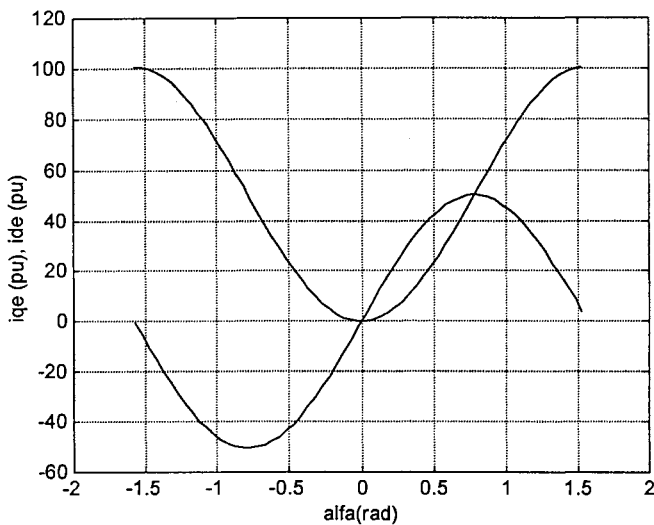


Figure V.4: valeurs d'équilibre des courants en fonction de l'angle de commande α

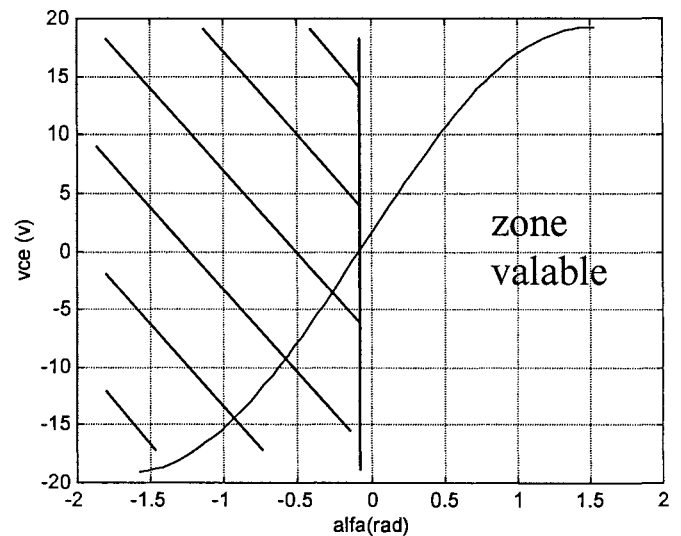


Figure V.5: valeurs d'équilibre de la tension du bus continu en fonction de l'angle de commande α

Comme le courant maximal du convertisseur correspond à $|i_q| < 1 pu$, l'angle de commande à l'équilibre doit être confiné dans la plage $-0.0073 rad < \alpha < 0.012 rad$, ce qui donne les valeurs d'équilibre de la Figure V.6. On observe bien que le courant actif est très faible, ce qui est normal

quand on sait qu'il ne représente que les pertes du circuit. La tension côté continu peut atteindre 1.75pu, c'est à dire 9kV.

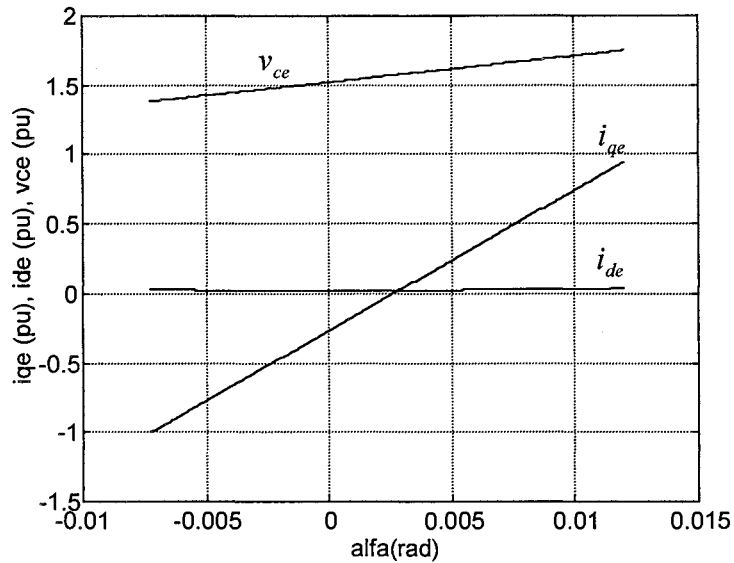


Figure V.6: Plage de travail effective

V.5 Commande passive du STATCOM.

On va appliquer dans la suite les résultats obtenus dans la section II.3.2 pour la synthèse de la commande passive. La variable à commander est le courant réactif, i_q , avec une seule action de commande, le déphasage α . On aura donc une partie "commandée" composée de la variable i_q et une partie "libre" correspondant aux variables i_d et v_c .

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_c &= i_q \\ \mathbf{x}_l &= \begin{bmatrix} i_d \\ v_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{V.13})$$

Ceci donne la partition en deux sous-systèmes, déjà décrits par (II.29) et (II.30). Grâce à la décomposition (V.13), en utilisant les relations (II.31), (II.32) et les composantes d'E-L (V.8), on peut calculer la loi de commande. A partir de la surface (II.31), et puisque la commande peut

prendre des valeurs dans un ensemble continu, on calcule la valeur de α qui stabilise le convertisseur.

$$\alpha = \text{asin} \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{6} v_{cd}} \left[L_s \frac{d i_{qd}}{dt} + R_s i_{qd} + \omega L_s i_{dd} - k_1 (i_q - i_{qd}) \right] \right\} \quad (\text{V.14})$$

On rappelle que k_1 représente l'injection d'amortissement relatif à $\mathbf{x}_c (i_q)$. Le choix de k_1 reste à faire. La dynamique de la commande (ou des valeurs « désirés ») est calculée à partir de l'équation (II.32).

$$\frac{d i_{dd}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left\{ E_d - \frac{\sqrt{6} \cos(\alpha)}{\pi} v_{cd} - R_s i_{dd} + \omega L_s i_{qd} + k_2 (i_d - i_{dd}) \right\} \quad (\text{V.15})$$

$$\frac{d v_{cd}}{dt} = \frac{1}{C} \left\{ \frac{\sqrt{6} \cos(\alpha)}{\pi} i_{dd} - \frac{v_{cd}}{R} - \frac{\sqrt{6} \sin(\alpha)}{\pi} i_{qd} + k_3 (v_c - v_{cd}) \right\} \quad (\text{V.16})$$

Pour pouvoir avoir un système en boucle fermée stable, il faut assurer la stabilité des valeurs désirées. Nous n'avons pas pour le moment trouvé une technique générique pour vérifier cette propriété directement sur le modèle grands signaux. On a utilisé la technique classique de l'étude petits signaux pour pouvoir obtenir des informations concernant cette stabilité.

V.5.1 Analyse de stabilité petits signaux.

Le modèle complet du convertisseur en boucle fermé est:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_c \\ i_{dd} \\ v_{cd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\omega & \frac{\sqrt{6}\sin(\alpha)}{L_s\pi} & 0 & 0 \\ \omega & \frac{R_s}{L_s} & -\frac{\sqrt{6}\cos(\alpha)}{L_s\pi} & 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{6}\sin(\alpha)}{C\pi} & \frac{\sqrt{6}\cos(\alpha)}{C\pi} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_2}{L_s} & 0 & -\frac{(R_s+k_2)}{L_s} & -\frac{\sqrt{6}\cos(\alpha)}{L_s\pi} \\ 0 & 0 & \frac{I_3}{C} & \frac{\sqrt{6}\cos(\alpha)}{C\pi} & -\left(\frac{1}{RC} + \frac{k_3}{C}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_c \\ i_{dd} \\ v_{cd} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{\omega}{C\pi} \\ -\frac{\sqrt{6}\sin(\alpha)}{C\pi} \end{bmatrix} i_{qd} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_d}{L_s} \\ 0 \\ \frac{E_d}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{V.17}$$

On s'attachera à vérifier la stabilité pour tous les points d'équilibre qui dépendent de la consigne i_{qd} . Cette dernière sera prise comme entrée du système en boucle fermée, α n'étant qu'une expression (calculée à partir de la relation algébrique (V.14)). Le modèle petits signaux de l'équation d'état (V.17) avec $\mathbf{x} = [i_q \ i_d \ v_c \ i_{dd} \ v_{cd}]^T$ est calculé comme dans le chapitre précédent. On obtient d'abord les dérivés partiels de (V.17) par rapport à l'état et l'entrée :

$$\mathbf{A}_{ps} = \left. \frac{\partial(\dot{\mathbf{x}})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e \\ u=u_e}}, \quad \mathbf{B}_{ps} = \left. \frac{\partial(\dot{\mathbf{x}})}{\partial u} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e \\ u=u_e}}$$

Où $\mathbf{x}_e = [i_{qe} \ i_{de} \ v_{ce} \ i_{dde} \ v_{cde}]^T$ sont les valeurs d'équilibre correspondant à l'entrée d'équilibre $u_e = i_{qde}$. On obtient ainsi le modèle petits signaux (V.18) valable autour des valeurs d'équilibre \mathbf{x}_e et u_e :

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_{ps} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_{ps} \tilde{u} \tag{V.18}$$

Où $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_e$ et $\tilde{u} = u - u_e = i_q - i_{qde}$, avec :

$$\mathbf{A}_{ps} = \begin{bmatrix} \frac{R_s + \frac{v_{ce} k_1}{v_{cde}}}{L_s} & -\omega & \frac{\sqrt{6}\mathcal{G}}{L_s \pi} & \frac{\omega v_{ce}}{v_{cde}} & -\frac{\sqrt{6}\mathcal{G} v_{ce}}{L_s \pi v_{cde}} \\ \omega \frac{v_{ce} z k_1}{L_s v_{cde}} & \frac{R_s}{L_s} & -\frac{\sqrt{6}y}{L_s \pi} & \frac{\omega v_{ce} z}{v_{cde}} & \frac{\sqrt{6}\mathcal{G} v_{ce} z}{L_s \pi v_{cde}} \\ -\frac{\sqrt{6}\mathcal{G}}{\pi C} + \frac{k_1(i_{qe} + z i_{de})}{C v_{cde}} & \frac{\sqrt{6}y}{\pi C} & -\frac{1}{RC} & \frac{(i_{qe} + z i_{de}) L_s \omega}{C v_{cde}} & \frac{\sqrt{6}\mathcal{G} (i_{qe} + z i_{de})}{\pi C v_{cde}} \\ -\frac{z k_1}{L_s} & \frac{k_2}{L_s} & 0 & -\frac{R_s + k_2}{L_s} + z \omega & -\frac{\sqrt{6}y}{L_s \pi} - \frac{\sqrt{6}z\mathcal{G}}{L_s \pi} \\ \frac{k_1(i_{qde} + z i_{dde})}{C v_{cde}} & 0 & \frac{k_3}{C} & \frac{\sqrt{6}y}{\pi C} - \frac{\omega L_s (i_{qde} + z i_{dde})}{C v_{cde}} & -\frac{1}{RC} + \frac{k_3}{C} + \frac{\sqrt{6}\mathcal{G} (i_{qde} + z i_{dde})}{\pi C v_{cde}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{G} &= \sin(\alpha) \\ \text{et } y &= \cos(\alpha) \\ z &= \frac{\mathcal{G}}{y} = \text{tg}(\alpha) \end{aligned}$$

A partir de la matrice \mathbf{A}_{ps} , on peut étudier la stabilité du système. Sur la Figure V.7, nous montrons les pôles du système pour une variation du point d'équilibre de $i_{qe} = -2pu$ à $i_{qe} = 2pu$ et pour des valeurs d'injection d'amortissement nulles. On observe la stabilité petits signaux dans toute la plage de fonctionnement de l'onduleur. Si l'on augmente les valeurs d'injection d'amortissement, les pôles conjugués proches de l'origine ne bougent pas et les trois autres pôles s'éloignent, et donc la stabilité reste assurée. Dans la Figure V.8, on montre le cas d'une injection extrêmement forte : $k_1 = 10000$, $k_2 = k_3 = 1000$ avec un détail des pôles proches de l'origine sur la Figure V.9. Une telle injection provoque, dans la pratique, la saturation de la commande. Une étude devra être réalisée dans ce sens.

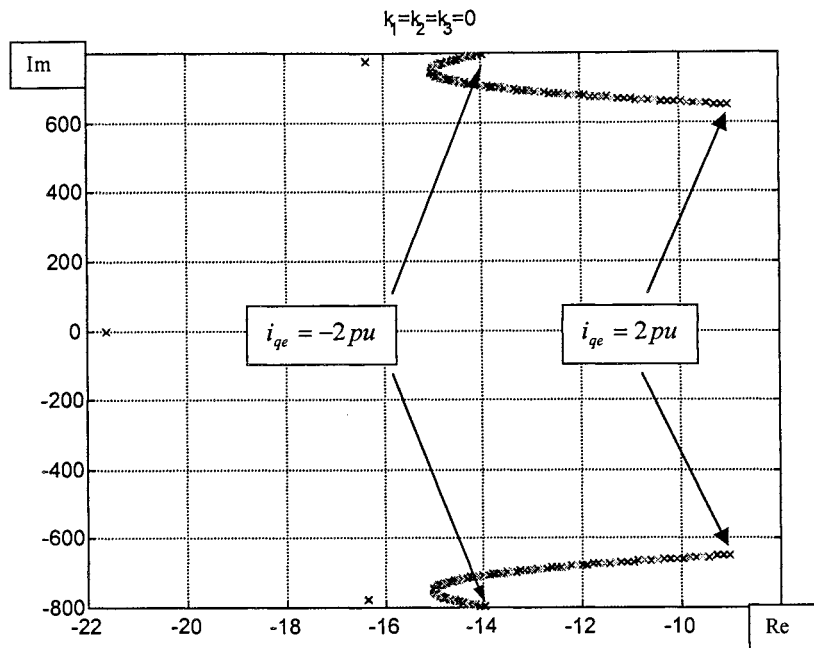


Figure V.7: évolution des pôles en fonction de la variation du point de fonctionnement (sans injection d'amortissement)

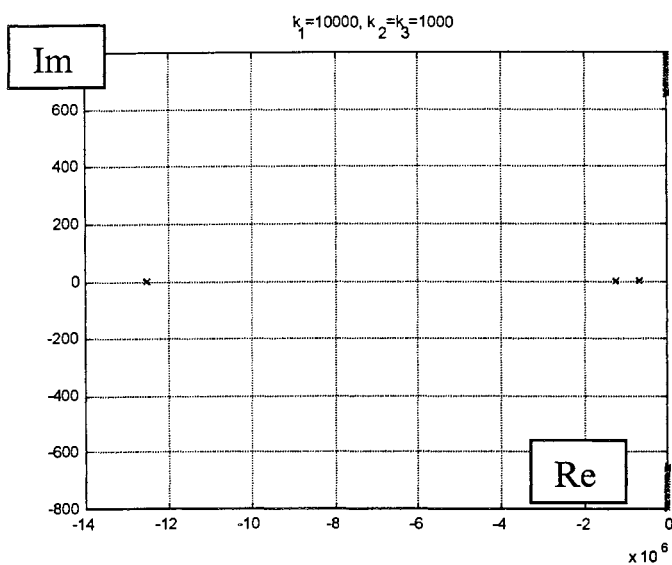


Figure V.8: évolution des pôles en fonction de la variation du point de fonctionnement (avec forte injection d'amortissement)

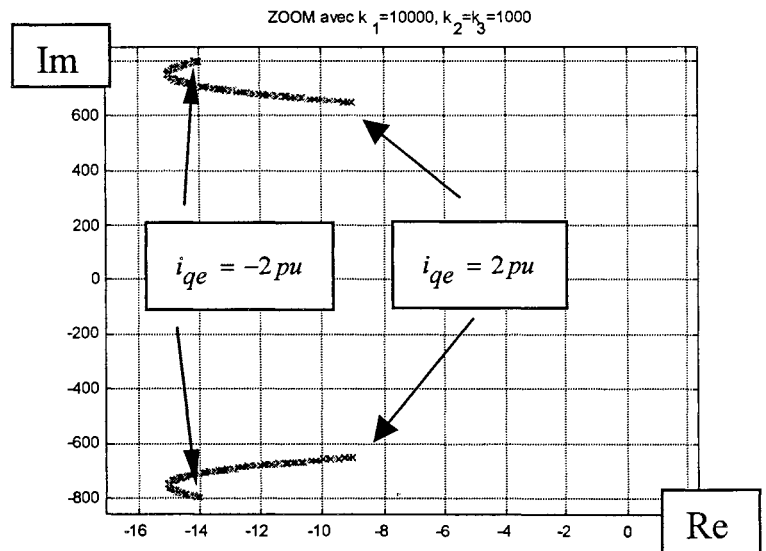


Figure V.9: détail de la Figure V.8

Du fait d'une plage restreinte de fonctionnement de l'onduleur de tension fonctionnant en STATCOM, le convertisseur demeure stable. Néanmoins, il se peut que l'on entre en instabilité lors

de large variation de α . Ce sera étudié dans la chapitre VI pour le cas d'un onduleur de tension travaillant dans toute la plage possible.

V.5.2 Analyse de stabilité avec commande saturée.

Même si les valeurs d'équilibre restent dans une plage restreinte, la commande peut évoluer entre les valeurs transitoires de saturation c'est à dire à $\pm \frac{\pi}{4} rad$. Ceci va changer la dynamique du système. Dans les deux cas, le modèle (V.17) s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_c \\ i_{dd} \\ v_{cd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\omega & \frac{\text{sign}(\alpha)\sqrt{3}}{L_s\pi} & 0 & 0 \\ \omega & \frac{R_s}{L_s} & -\frac{\sqrt{3}}{L_s\pi} & 0 & 0 \\ -\frac{\text{sign}(\alpha)\sqrt{3}}{C\pi} & \frac{\sqrt{3}}{C\pi} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_2}{L_s} & 0 & -\frac{(R_s+k_2)}{L_s} & -\frac{\sqrt{3}}{L_s\pi} \\ 0 & 0 & \frac{k_3}{C} & \frac{\sqrt{3}}{C\pi} & -\left(\frac{1}{RC} + \frac{k_3}{C}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_c \\ i_{dd} \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \omega \\ -\frac{\text{sign}(\alpha)\sqrt{3}}{C\pi} \end{bmatrix} i_{qd} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_d}{L_s} \\ 0 \\ \frac{E_d}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.19)
 \end{aligned}$$

Où $\text{sign}(\alpha) = 1$ si $\alpha > 0$ et $\text{sign}(\alpha) = -1$ si $\alpha < 0$.

On a donc un système linéaire dont les pôles ne dépendent que des valeurs d'injection d'amortissement k_2 et k_3 . L'analyse des pôles montre qu'il sont réels et négatifs. Dans la Figure V.10, on peut observer l'évolution des pôles en fonction des valeurs d'injection $k_2 = k_3$. Sur l'agrandissement, on montre que le pôle le plus proche se trouve à -14 rad/s, ce qui assure la stabilité du système en saturation.

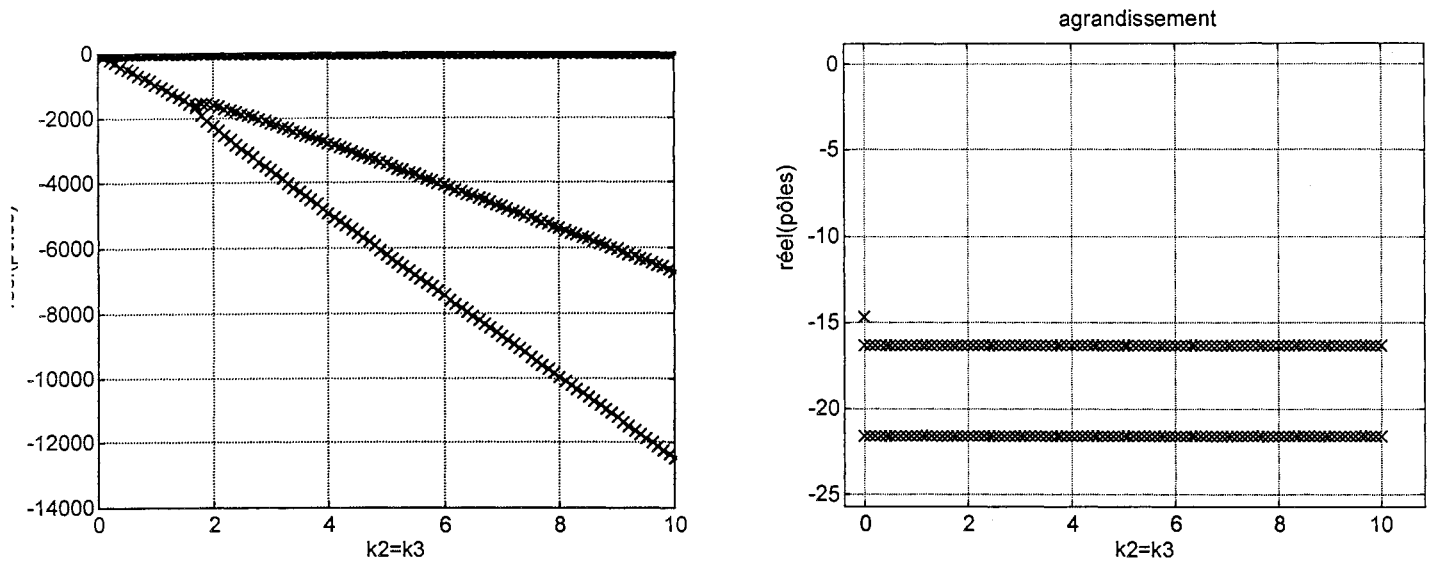


Figure V.10: partie réelle des pôles en saturation en fonction de l'injection d'amortissement sur les variables libres

V.5.3 Choix des valeurs d'injection d'amortissement.

On va suivre les idées proposées dans la section II.3.3 à propos du choix des valeurs d'injection d'amortissement k_1 , k_2 et k_3 . D'après la subdivision (V.13), on a les matrices d'injection d'amortissement suivantes (voir section II.3.3) :

$$\mathbf{K}i_c = k_1$$

$$\mathbf{K}i_l = \begin{bmatrix} k_2 & 0 \\ 0 & k_3 \end{bmatrix}$$

On sait, par l'analyse petits signaux, que les valeurs d'injection ne rendent pas le système instable. On a vérifié, en simulation, que le choix $k_2 = 10$, $k_3 = 10$ est suffisant pour une bonne poursuite des variables d'état « libres ». En fait, si l'on fait le calcul proposé dans la section II.3.3 pour obtenir la constante de temps de convergence, on aboutit à :

$$\tau_2 = \frac{L_s}{R_s + k_2} = \frac{0.8 \cdot 10^{-3}}{0.02 + 10} \approx 80 \mu s$$

$$\tau_3 = \frac{C}{\frac{1}{R} + k_3} = \frac{1.5 \cdot 10^{-3}}{\frac{1}{156} + 10} \approx 150 \mu s$$

Ce qui veut dire que les variables libres « désirées » de la commande vont rejoindre les variables libres réelles du système en $150 \mu s$ au plus tard, ce qui est largement suffisant pour des fréquences fondamentales de l'ordre de 50 ou 60 Hz.

Pour le choix de k_1 , on va utiliser le critère de la dynamique maximale à partir de laquelle le modèle n'est plus valable. En effet, on voit bien que dans le système réel, la commande ne peut agir qu'une fois par commutation, et il y a six commutations par période. Supposons que l'on travaille à 60 Hz, on a alors une période de 16.7 ms. La constante de temps minimale du système (temps minimal de réponse) est :

$$\tau_{cmin} = \frac{16.7}{6} = 2.8 ms$$

L'inertie associée à la variable commandée ($\mathbf{H}_c = L_s$), son taux de dissipation naturelle ($\mathbf{K}_c = R_s$) et la constante de temps minimale (τ_{cmin}) définissent, d'après l'équation (II.35), la valeur maximale d'injection d'amortissement k_1 :

$$k_{1max} = \frac{L_s}{\tau_{cmin}} - R_s$$

Ce qui donne, pour les valeurs choisies, une injection maximale de $k_{1max} = 0.26$. On effectue deux essais avec des injections respectant cette limite, et un essai supplémentaire hors limite pour bien observer la dégradation de la réponse du modèle topologique (le seul qui ait une limitation effective du temps de réponse).

$$\text{essai } a \Rightarrow k_1 = 0, \quad k_2 = k_3 = 10$$

$$\text{essai } b \Rightarrow k_1 = 0.1, \quad k_2 = k_3 = 10$$

$$\text{essai } c \Rightarrow k_1 = 0.5, \quad k_2 = k_3 = 10$$

V.5.4 Filtrage des signaux pour l'obtention des harmoniques.

La synthèse de la commande a été réalisée à partir du MMG, une simplification qui ne reflète que l'évolution de la valeur moyenne de v_c et de l'amplitude du premier harmonique des courants alternatifs. Or, dans le modèle « réel » topologique, on a des signaux plus riches en harmoniques, ce qui peut poser des problèmes vis à vis de la commande développée. On aura donc intérêt à filtrer les signaux pour n'obtenir que l'évolution des harmoniques considérés.

Ce problème a été abordé et solutionné dans [PE-97.a]. La fréquence du réseau utilisé est de 60 Hz. Après quelques considérations importantes sur les effets d'un déphasage sur les mesures, on aboutit à la structure de filtrage de la Figure V.11 avec les filtres suivants :

- a) Le filtre passe bande pour les grandeurs triphasées est un filtre de Butterworth très large bande [0.72-5000 Hz] centré sur la fréquence fondamentale (déphasage nul).
- b) Le filtre réjeteur élimine les harmoniques de rang 2, 3, 6 (prépondérant), 12 et 24, tous présents après la transformée de Park. Il est formé par cinq filtres réjeteurs dont :
 - [119.5Hz-120.5Hz], ordre 2
 - [178Hz-182Hz], ordre 2
 - [333Hz-392Hz], ordre 4
 - [700Hz-740Hz], ordre 2
 - [1020Hz-1040Hz], ordre 2
- c) Pour finir, on élimine les harmoniques d'ordre supérieur par un filtre passe bas de fréquence de coupure 2kHz et d'ordre 2.

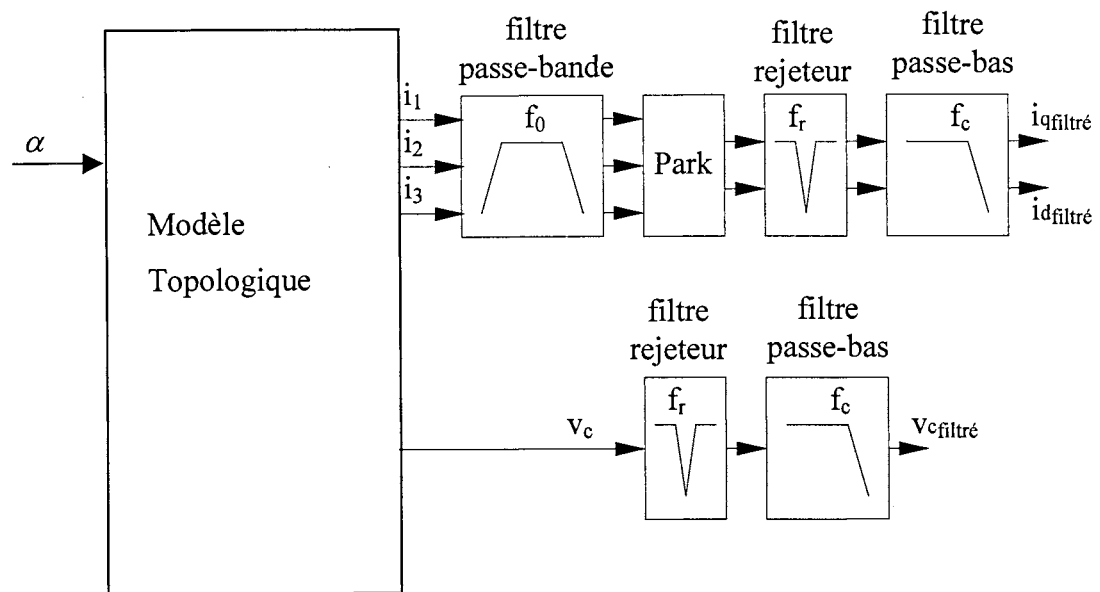


Figure V.11: restitution des valeurs moyennes par filtrage

Note : dans un STATCOM réel, formé de huit onduleurs travaillant à des angles α décalés, les formes d'onde de courants sont extrêmement proches de leur fondamental. Les filtres associés seront donc moins complexes.

V.5.5 Résultats en simulation.

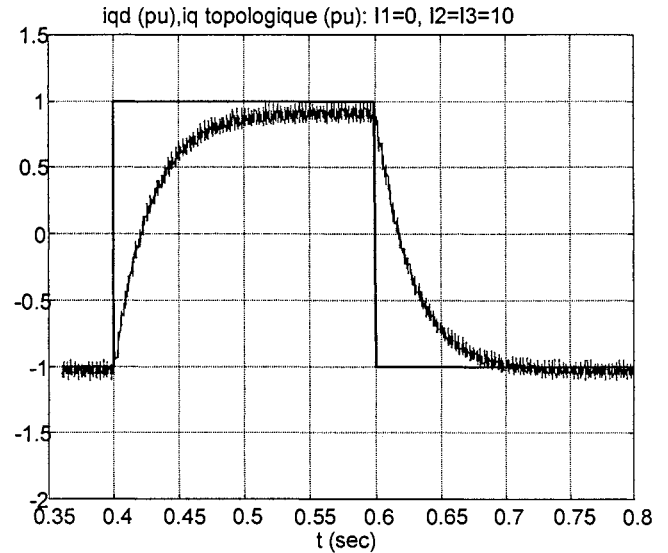
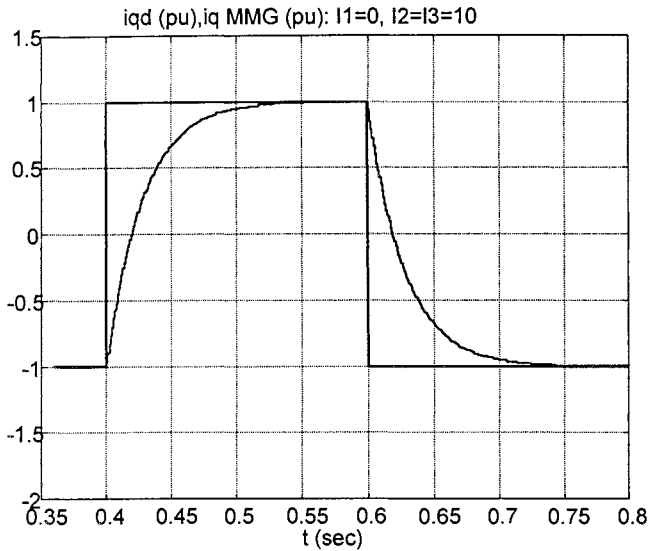
Nous avons effectué des simulations sur le MMG et le modèle exact pour les trois combinaisons des coefficients de la matrice **I** décrites plus haut. Dans la suite, on montre l'évolution de i_q , i_d et α dans les trois cas. Puisque la dynamique de v_c est la même que celle d' i_d (c'est i_d qui charge le condensateur C), on ne la présente qu'une fois (essai b) pour vérifier cette dernière affirmation.

V.5.5.1 Essai a : $k_1 = 0$, $k_2 = k_3 = 10$.

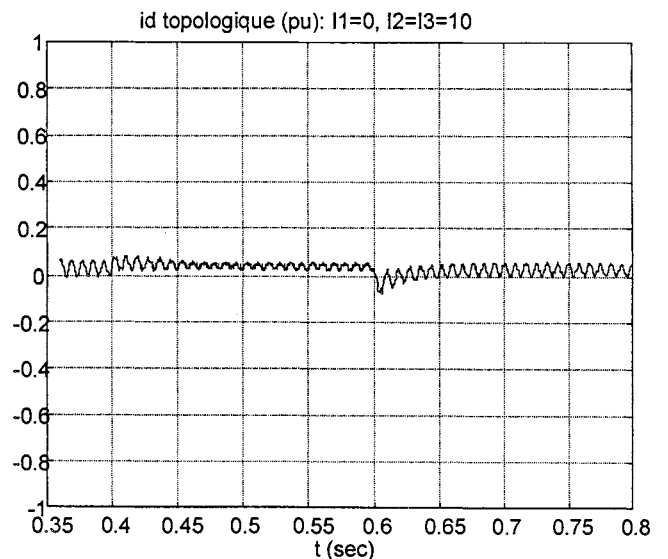
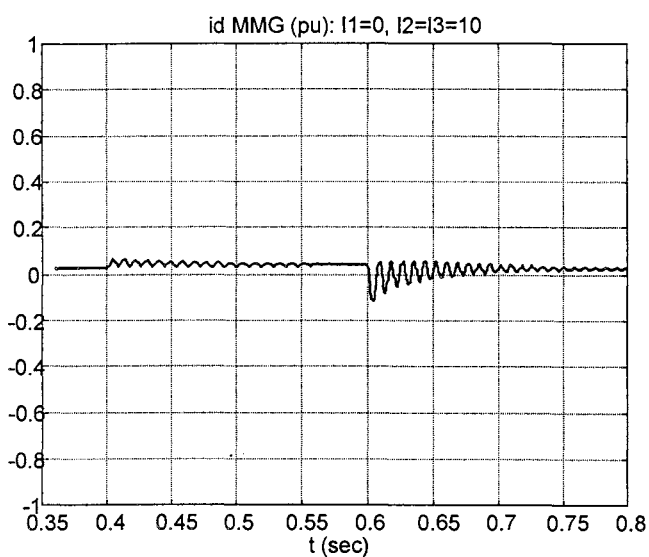
Ces valeurs d'injection correspondent à ce que l'on peut appeler le « pas 1 » de la commande passive : le « modelage » de l'énergie. On n'a pas injecté de l'amortissement sur la variable à commander mais, grâce à la commande passive, on obtient une évolution exponentielle de l'erreur (Figure V.12, MMG et Figure V.13, topologique). La constante de temps est donnée par l'inertie $H_c = L_s$ et par l'amortissement déjà existant, $K_c = R_s$.

$$\tau_c = \frac{L_s}{R_s} = 40ms$$

On peut vérifier aisément la validité de ce calcul dans la Figure V.12. On observe aussi une bonne correspondance entre les résultats obtenus avec le MMG et le modèle topologique.



L'échelon de consigne provoque des oscillations dans les variables « libres » (Figure V.14 et Figure V.15). Comme la dynamique demandée n'est pas élevée, ces oscillations restent dans un ordre de grandeur acceptable.



La commande, pour sa part, reste bien hors des valeurs de saturation (Figure V.16 et Figure V.17).

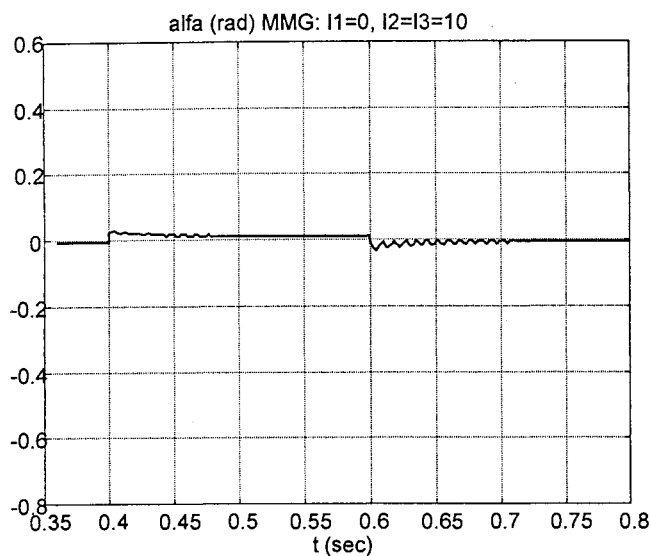


Figure V.16 : MMG, α avec $k_1 = 0$, $k_2 = k_3 = 10$

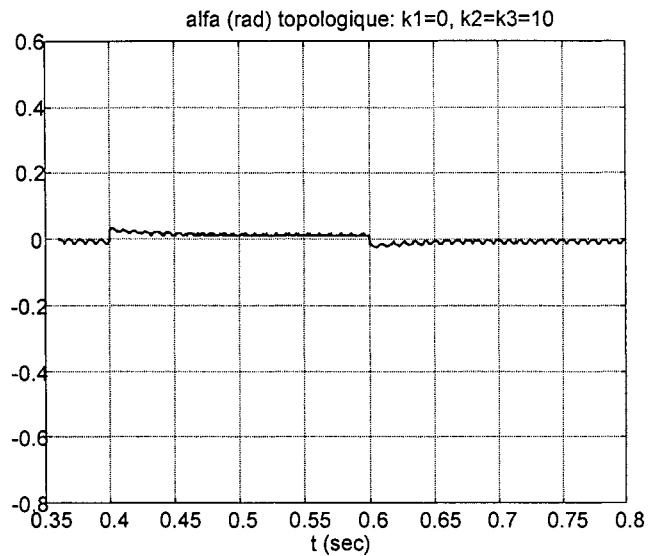


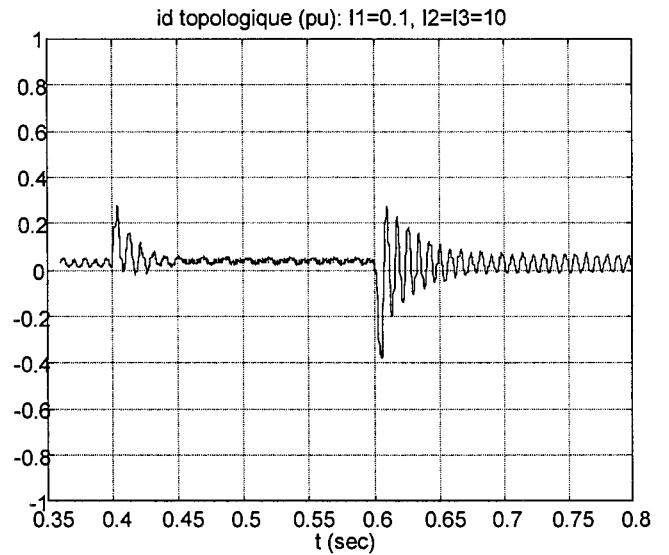
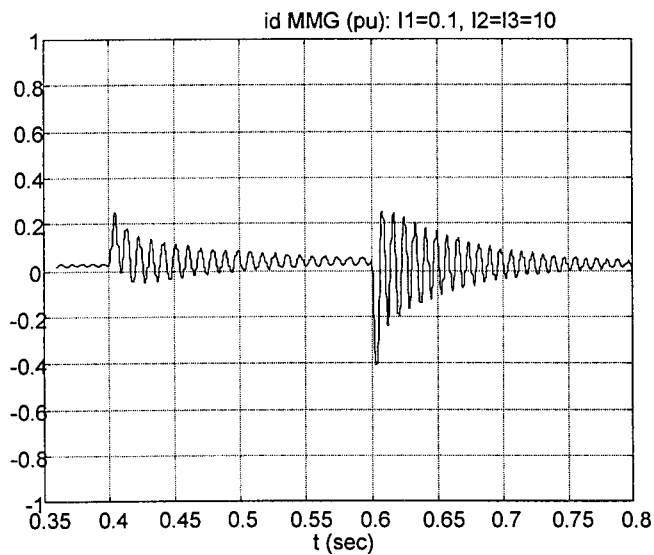
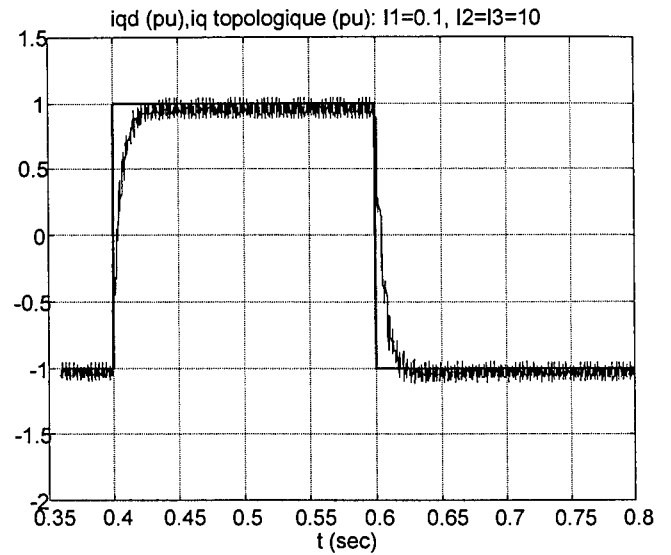
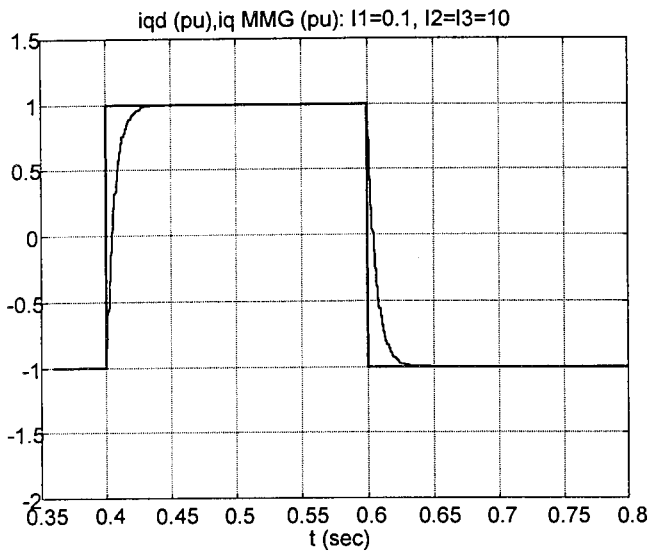
Figure V.17 : topologique, α avec $k_1 = 0$, $k_2 = k_3 = 10$

V.5.5.2 Essai b : $k_1 = 0.1$, $k_2 = k_3 = 10$.

Dans ce cas-là, en plus du « modelage » de l'énergie, on a injecté de l'amortissement à la variable commandée ($k_1 = 0.1$). On a donc accéléré la réponse. La constante de temps résultante est :

$$\tau_c = \frac{L_s}{R_s + k_1} = 6.6ms$$

Les réponses simulées (Figure V.18 et Figure V.19) montrent qu'effectivement le système est bien accéléré. La réponse à l'échelon du modèle topologique suit exactement celle du MMG.



Par contre, une telle accélération n'est atteinte qu'au prix d'une augmentation des oscillations des variables « libres » (Figure V.20 et Figure V.21). Dans l'essai (a), sans injection d'amortissement, on ne force pas le système, on « montre » tout simplement la façon d'utiliser son amortissement intrinsèque et on l'aide à se servir de sa passivité. Dans l'essai (b), par contre, on force le système au delà de sa passivité naturelle, on améliore la réponse d'une variable mais on dégrade l'évolution des autres.

On peut considérer le premier essai comme le compromis idéal puisque la réponse semble la plus rapide avec le moins d'oscillations. A partir de cette base on peut accélérer la convergence de la variable commandée autant que l'on veut (tout en respectant la limite calculée auparavant) si les oscillations générées sur les autres variables sont tolérables.

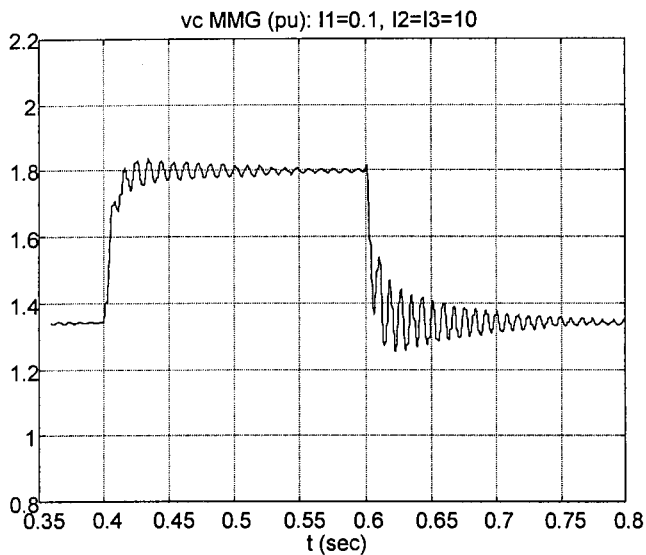


Figure V.22 : MMG, v_c avec $k_1 = 0.1$, $k_2 = k_3 = 10$

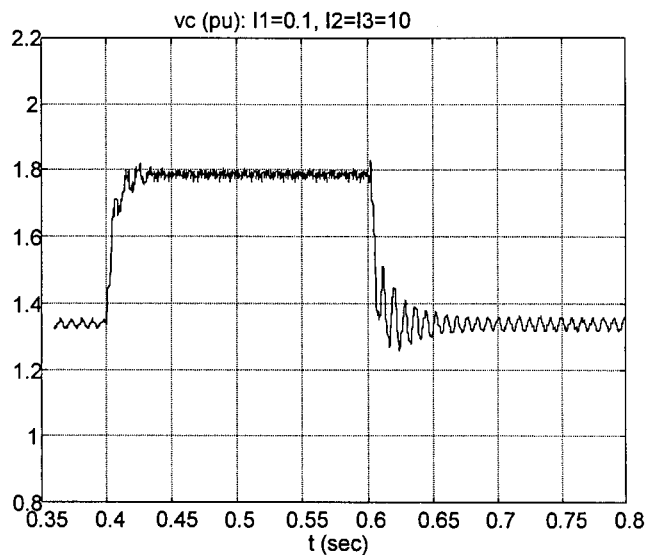


Figure V.23 : topologique, v_c avec $k_1 = 0.1$, $k_2 = k_3 = 10$

On peut vérifier l'équivalence de la dynamique de v_c (Figure V.22 et Figure V.23) et celle de i_d (Figure V.20 et Figure V.21). Effectivement, une grand partie du courant i_d compense les pertes dans la résistance R , il a donc une dynamique équivalente à celle de la tension v_c .

On montre aussi l'évolution de l'angle de commande, α (Figure V.24 et Figure V.25). Il reste aussi loin des limites de saturation.

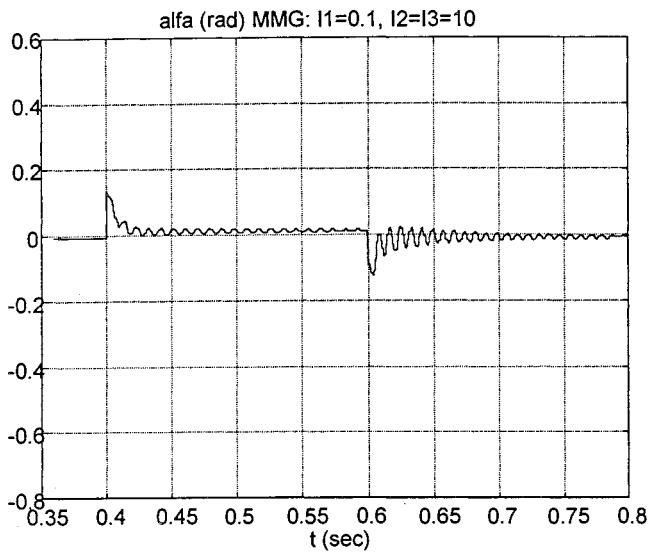


Figure V.24 : MMG, α avec $k_1 = 0.1$, $k_2 = k_3 = 10$

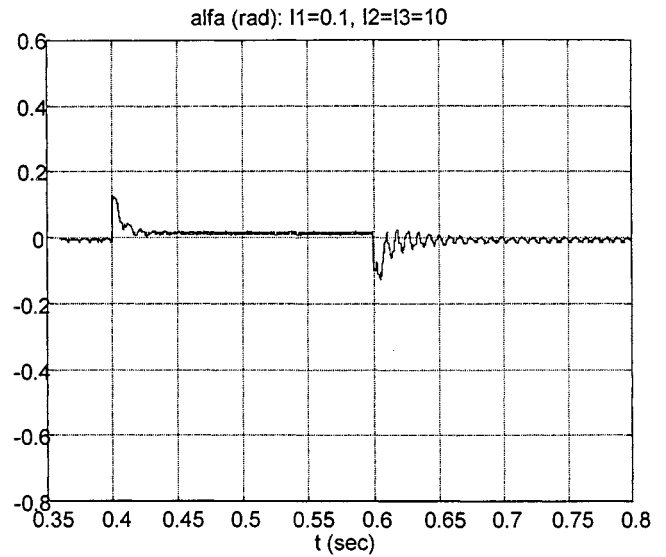


Figure V.25 : topologique, α avec $k_1 = 0.1$, $k_2 = k_3 = 10$

V.5.5.3 Essai c : $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$.

Pour finir, nous allons montrer les effets du dépassement de la valeur d'amortissement maximale admissible par le système réel. On a choisi une injection de $k_1 = 0.5$, c'est à dire plus de deux fois la valeur maximale calculée auparavant ($k_{1max} = 0.26$). Le MMG, lui, peut répondre à n'importe quelle fréquence, car il s'agit d'un modèle continu. La simulation donne une réponse parfaite (Figure V.26). Mais lorsque l'on visualise les résultats sur le modèle topologique (Figure V.27), on constate une dégradation.

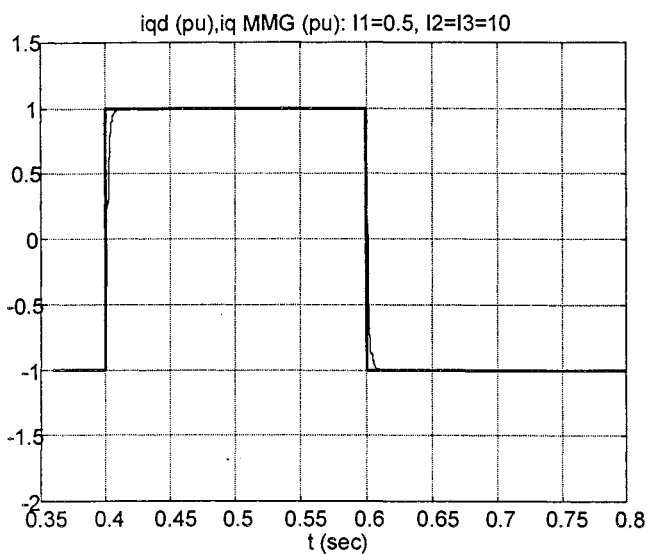


Figure V.26 : MMG, i_q avec $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$

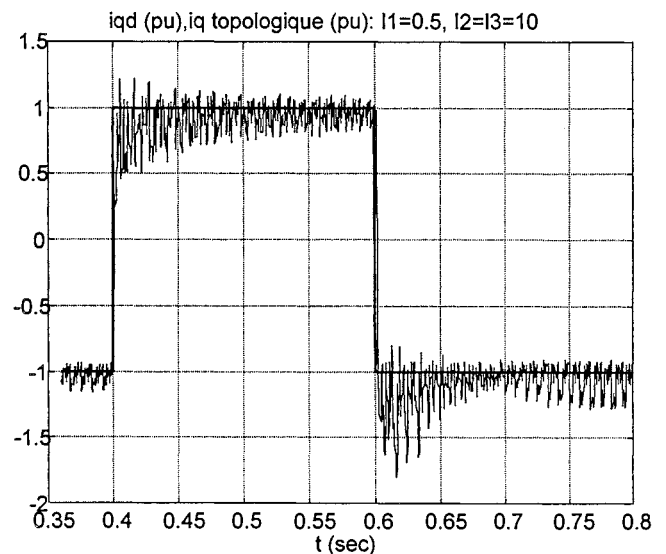


Figure V.27 : topologique, i_q avec $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$

Les variations de la commande calculée (par intermédiaire du MMG) sont plus rapides que celles admissibles dans la réalité du modèle topologique. Par conséquent, le retard ainsi généré provoque des oscillations qui peuvent aller jusqu'à l'instabilité. Ces effets sont visibles dans le reste des variables du modèle topologique (Figure V.29 et Figure V.31) tandis que pour le MMG, on n'observe que les oscillations dues à l'accélération de la dynamique commandée (Figure V.28 et Figure V.30).

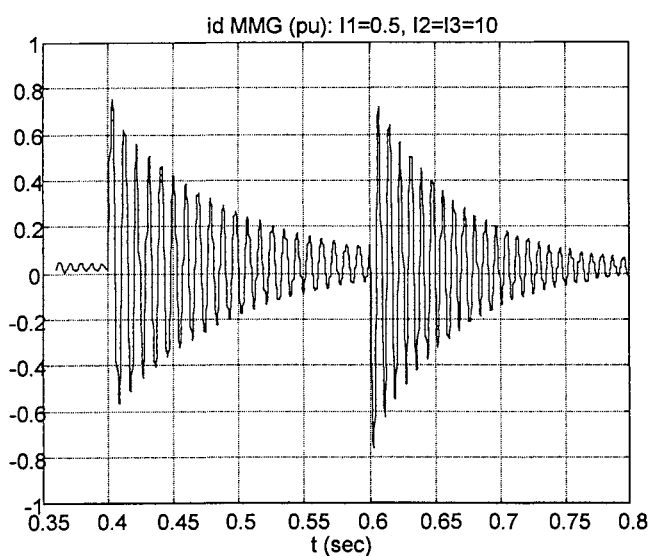


Figure V.28 : MMG, i_q avec $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$

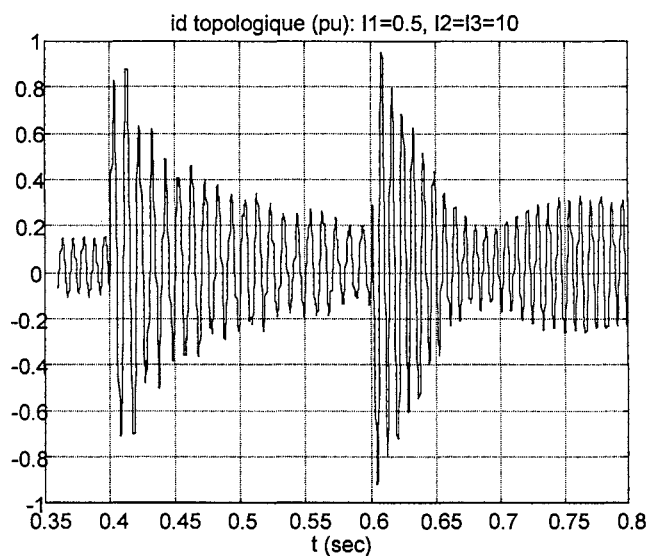


Figure V.29 : topologique, i_q avec $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$

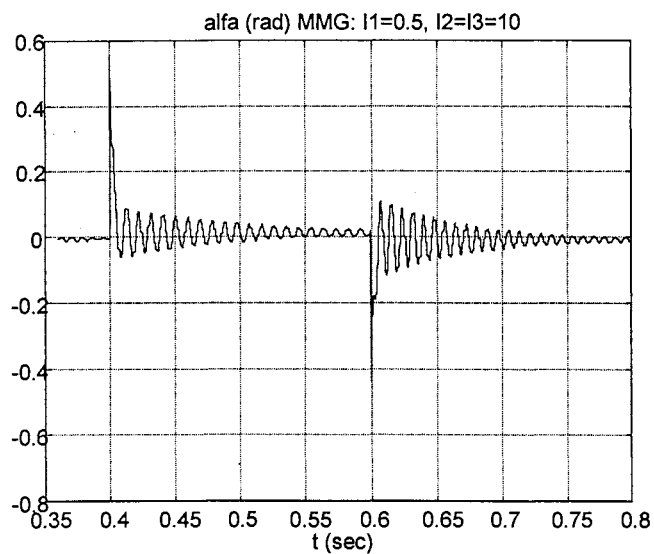


Figure V.30 : MMG, i_q avec $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$

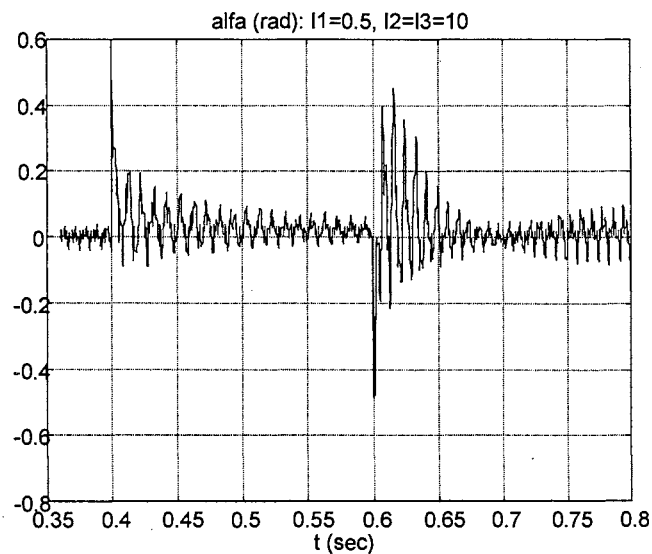


Figure V.31 : topologique, i_q avec $k_1 = 0.5$, $k_2 = k_3 = 10$

V.5.6 Robustesse de la commande passive.

On remarque que dans l'expression de la commande α , des paramètres du système y figurent. On peut donc affirmer que la commande n'est pas robuste vis à vis des erreurs sur les paramètres. C'est le cas notamment pour E , L_s et R_s . Un exemple de ce qui peut arriver quand E chute du 25% pendant 0.5 sec est présenté à la Figure V.32 : il existe alors une forte erreur statique.

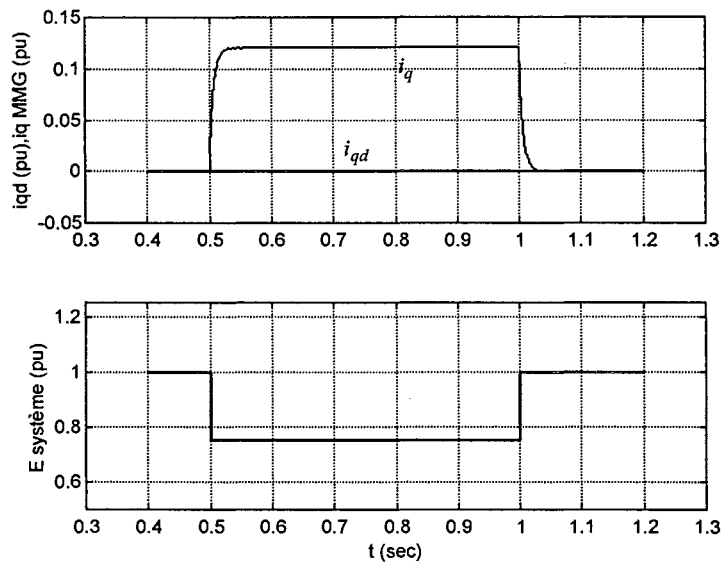


Figure V. 32 : évolution de i_q face à une perturbation du 25% de la valeur nominale de E

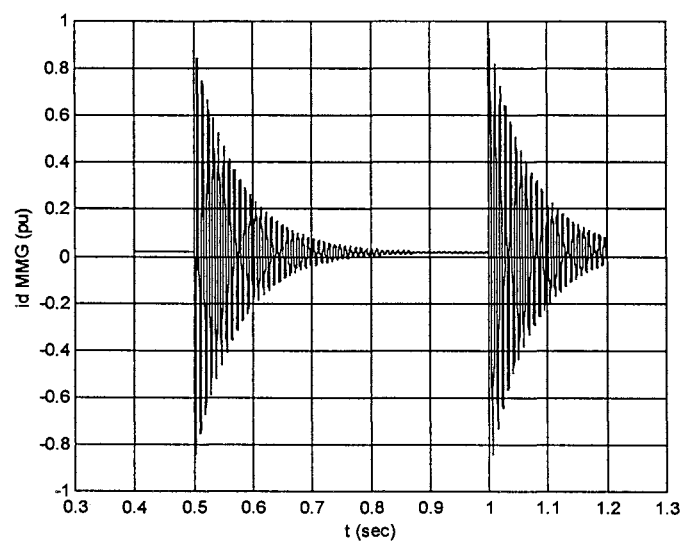


Figure V.33 : évolution de i_d face à une perturbation du 25% de la valeur nominale de E

Par ailleurs, de fortes oscillations d'énergie active sont générées (Figure V.33). On a donc intérêt à mettre au point une commande passive adaptative qui estime les paramètres variant dans le temps.

V.6 Commande passive adaptative de l'onduleur triphasé.

V.6.1 Synthèse de l'estimateur.

La structure adaptative associée à la commande passive est expliquée en II.3.5. On va utiliser directement les relations ainsi obtenues pour développer la commande passive adaptative de l'onduleur de tension triphasé.

Le premier pas consiste à paramétriser l'erreur d'estimation du système, tel qu'il est montré dans l'équation (II.38) :

$$\Delta\mathbf{G}(\mathbf{U}, \mathbf{E}) - \{\Delta\mathbf{H}\dot{\mathbf{x}}_d + \Delta\mathbf{F}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d + \Delta\mathbf{K}(\mathbf{U})\mathbf{x}_d\} = \mathbf{Y}(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}) \tilde{\Theta}$$

Si l'on considère que E , L_s et R_s sont les valeurs réelles des paramètres à estimer, et \hat{E} , \hat{L}_s et \hat{R}_s leurs valeurs estimées, on peut définir l'erreur des paramètres comme

$$\begin{aligned}\tilde{E} &= E - \hat{E} \\ \tilde{L}_s &= L_s - \hat{L}_s \\ \tilde{R}_s &= R_s - \hat{R}_s\end{aligned}$$

Ceci donne les matrices-erreur suivantes :

$$\begin{aligned}\Delta\mathbf{H} &= \begin{bmatrix} \tilde{L}_s & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & \Delta\mathbf{K} &= \begin{bmatrix} \tilde{R}_s & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{R}_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \Delta\mathbf{F}(\alpha) &= \begin{bmatrix} 0 & \omega \tilde{L}_s & 0 \\ -\omega \tilde{L}_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & \Delta\mathbf{G}(\mathbf{E}) &= \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \tilde{E} \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

D'après l'équation (II.38), on obtient la paramétrisation :

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}\tilde{E} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{L}_s & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_d - \begin{bmatrix} \tilde{R}_s & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{R}_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_d - \begin{bmatrix} 0 & \omega \tilde{L}_s & 0 \\ -\omega \tilde{L}_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_d = \\ & = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\mathbf{x}}_{d1} - \omega \mathbf{x}_{d2} & -\mathbf{x}_{d1} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & -\dot{\mathbf{x}}_{d2} + \omega \mathbf{x}_{d1} & -\mathbf{x}_{d2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E} \\ \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = Y(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d) \tilde{\Theta} \end{aligned}$$

Maintenant on peut directement calculer la loi d'estimation des paramètres, en utilisant le résultat (II.42) :

$$\begin{aligned} \hat{\Theta} &= \Gamma^{-1} Y^T(\dot{\mathbf{x}}_d, \mathbf{x}_d, \mathbf{U}) \tilde{\mathbf{x}} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{E} \\ \hat{L}_s \\ \hat{R}_s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 \\ 0 & 0 & g_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\dot{\mathbf{x}}_{d1} - \omega \mathbf{x}_{d2} & -\dot{\mathbf{x}}_{d2} + \omega \mathbf{x}_{d1} \\ -\mathbf{x}_{d1} & -\mathbf{x}_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \\ i_q - i_{qd} \\ i_d - i_{dd} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

On observe qu'un écart dans la tension de sortie n'a pas d'influence sur l'estimation des paramètres. Les termes g_1 , g_2 et g_3 devront être choisis en fonction de la vitesse d'estimation désirée. Pour éviter les oscillations, on a intérêt à chercher les valeurs minimales qui assurent une estimation acceptable.

On remarque l'existence de dérivées dans la dynamique de \hat{L}_s . Le terme g_2 devra être assez petit pour ne pas intensifier les oscillations.

V.6.2 Résultats en simulation.

On procédera au début de toute simulation à l'inhibition de la commande durant les premières 100 ms, ceci afin de permettre aux divers filtres (associés au modèle topologique) d'attendre leurs régimes permanents.

On a d'abord testé l'efficacité de la commande passive dans le cas où un seul paramètre est estimé, pour passer, par la suite, à l'estimation des trois paramètres simultanément. Pour finir, on vérifie si

la commande ainsi calculée garde ses propriétés dynamiques face aux échelons de consigne. Les valeurs d'injection d'amortissement sont fixées à $k_1 = 0.1$ et $k_2 = k_3 = 10$.

V.6.2.1 Estimation d'un seul paramètre.

On simule en premier la capacité d'estimation de R_s . On génère une dérive constante de $-2m\Omega/s$ sur le paramètre du MMG (10% de la valeur nominale par seconde). Après quelques essais, on vérifie qu'une valeur de $g_3 = 0.01$ donne une estimation correcte (Figure V.34). La valeur commandée (i_q) ne s'écarte presque pas de la consigne (Figure V.35).

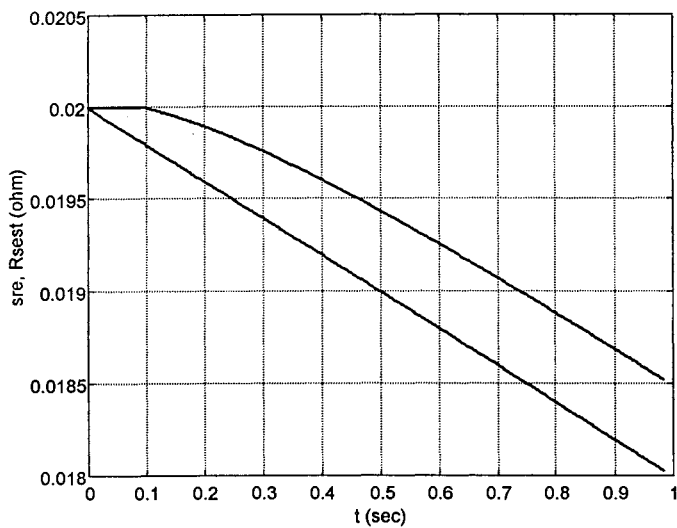


Figure V.34 : dérive et estimation de R_s

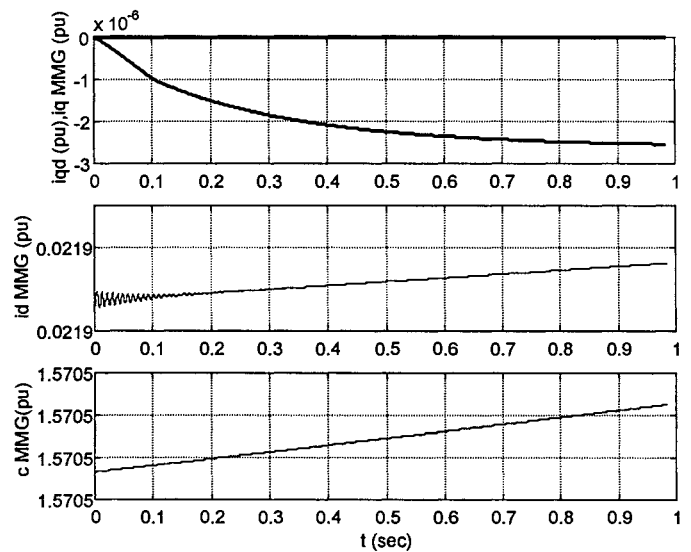


Figure V.35 : évolution de l'état avec dérive et estimation de R_s

On teste aussi la capacité d'estimation de L_s . On génère une dérive constante de $80\mu H/s$ sur le paramètre du MMG (10% de la valeur nominale par seconde). Toujours après quelques essais, on retient la valeur $g_2 = 10^{-9}$. Ceci donne l'estimation de la Figure V.36. On constate également que l'on ne s'écarte pas des valeurs d'équilibre (Figure V.37).

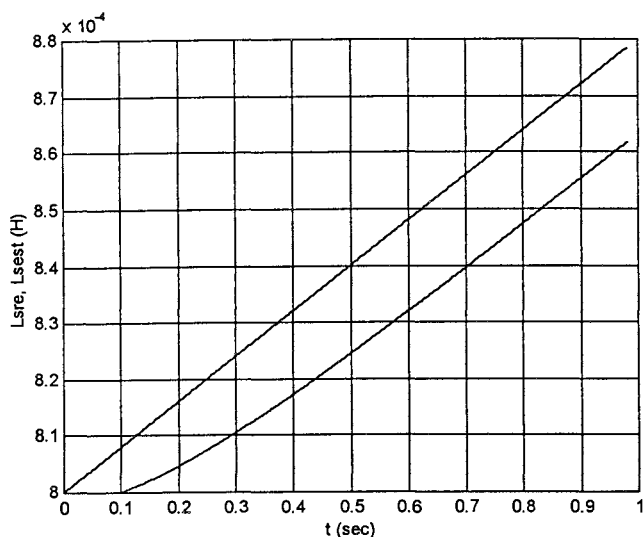


Figure V.36 : dérive et estimation de L_s

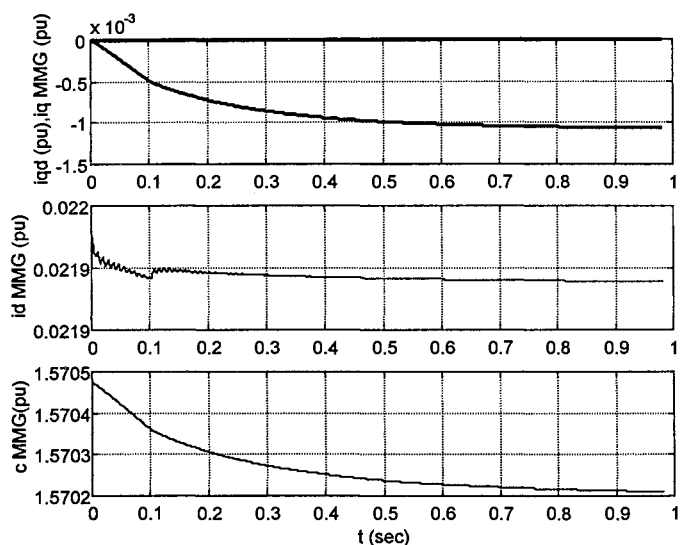


Figure V.37 : évolution de l'état avec dérive et estimation de L_s

Pour finir avec les tests « indépendants », c'est à dire avec la variation d'un paramètre à la fois, nous réalisons le même essai que dans la section V.5.6, en perturbant la tension réseau avec une chute de tension du 25% de la valeur nominale pendant 500 ms. La convergence d'estimation, cette fois-là, doit être importante, car il s'agit d'une perturbation-échelon. On a vérifié que le choix $g_1 = 1000$ donne de bons résultats d'estimation (Figure V.38). Le courant réactif ne bouge que de 5% de sa valeur d'équilibre pendant 30 ms environ (Figure V.39). Par contre, les oscillations des variables « libres » (i_d et v_c) ne sont pas amorties, elles continuent à être les mêmes que dans l'essai de la Figure V.33. Comme l'on a déjà expliqué, la commande passive ne donne pas de moyens de maîtriser la dynamique des variables « libres ».

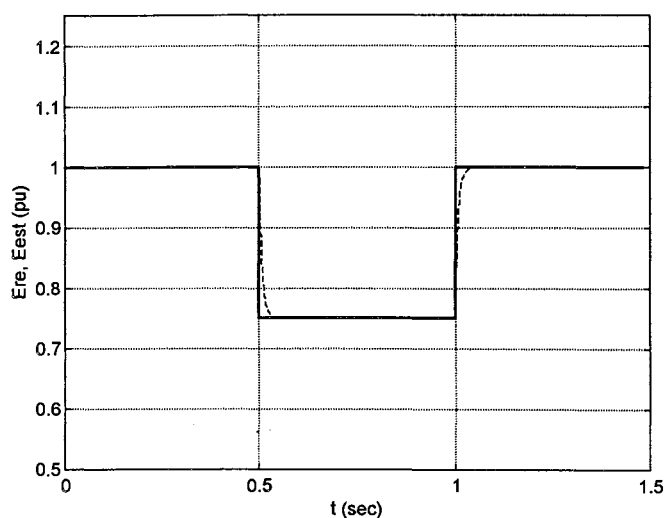


Figure V.38 : variation et estimation de E

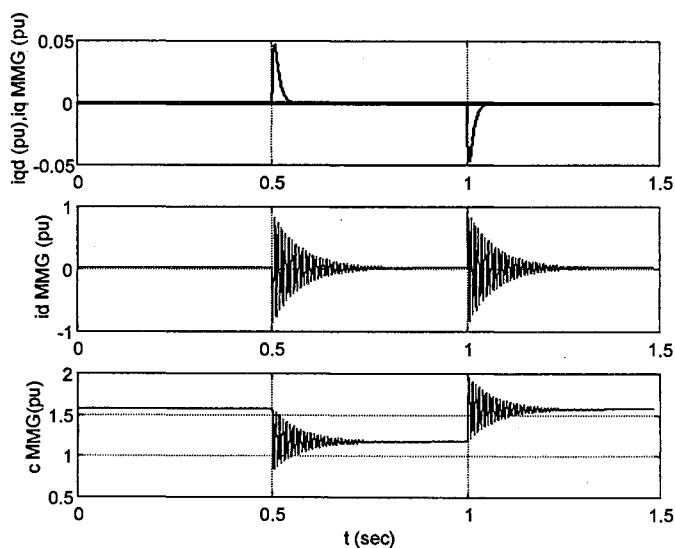


Figure V.39 : évolution de l'état avec variation et estimation de E

V.6.2.2 Estimation des trois paramètres.

Pour cet essai, on perturbe et on estime l'ensemble de trois paramètres mentionnés auparavant (E , L_s et R_s). Les taux d'estimation restent les mêmes : $g_1 = 1000$, $g_2 = 10^{-9}$, et $g_3 = 0.01$. A la Figure V.40, on observe le couplage entre les différentes perturbations. En effet, un échelon de E provoque de fortes oscillations sur i_d (Figure V.41), dont l'influence sur l'estimation de L_s et R_s est évidente. C'est surtout R_s qui reçoit une influence majeure ; ceci provoque des oscillations sur la valeur commandée, i_d (Figure V.41).

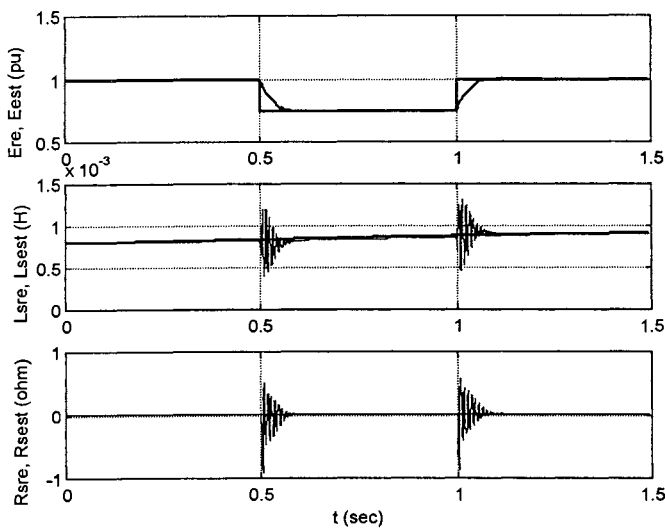


Figure V.40 : perturbation et estimation de E , L_s et R_s

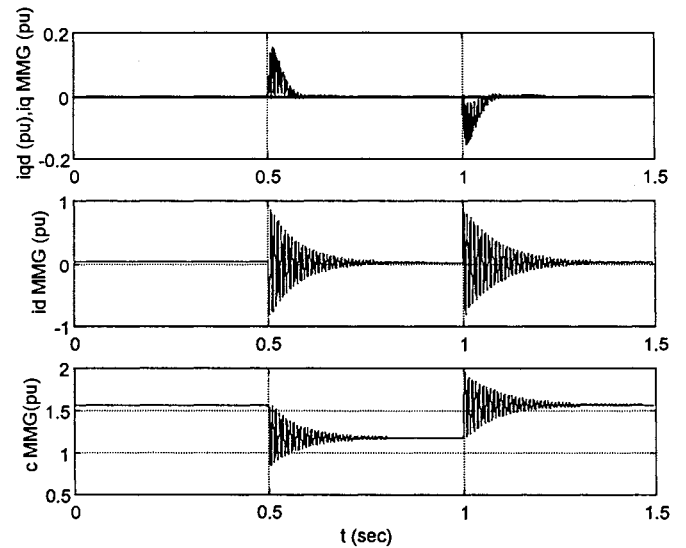


Figure V.41 : évolution de l'état avec perturbation et estimation de E , L_s et R_s

On a réalisé un essai simulant l'existence de sous-harmoniques de réseau d'amplitude de 10% de la tension nominale et de 1 Hz de fréquence. En utilisant le même réglage que dans l'essai précédent, on obtient les résultats de la Figure V.42 et Figure V.43. Après un petit transitoire dû à l'inhibition, le courant régulé possède 0.5% d'erreur maximale. Il n'y pas de perturbations rapides, et donc, pas d'oscillations dans la dynamique libre. Le couplage entre les différents paramètres estimés continue à générer des oscillations sur l'estimation de R_s .

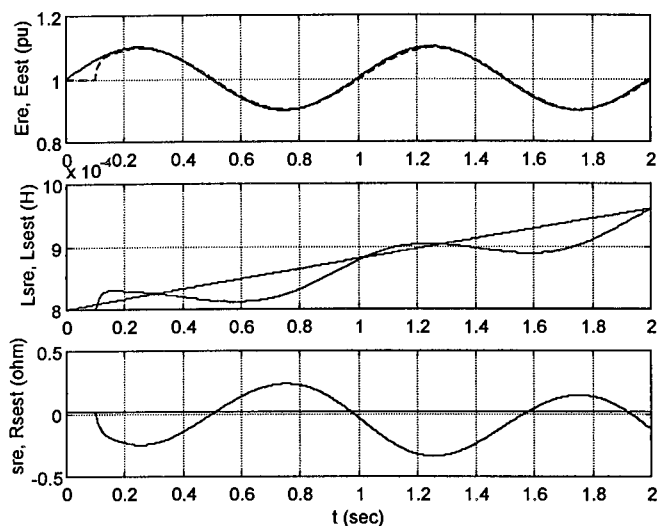


Figure V.42 : perturbation et estimation de E , L_s et R_s

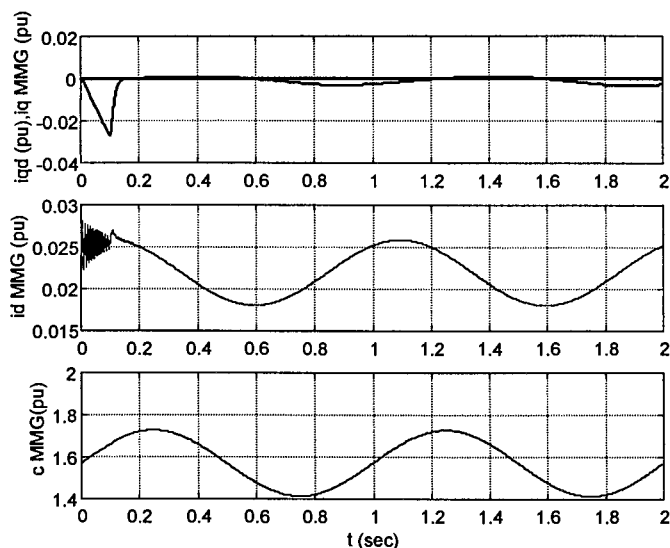


Figure V.43 : évolution de l'état avec perturbation et estimation de E , L_s et R_s

Pour valider les valeurs de réglage obtenus avec le MMG, on réalise le même essai avec le modèle topologique. On obtient la même évolution pour les variables d'état du système, mais on observe certaines différences dans l'estimation de L_s .

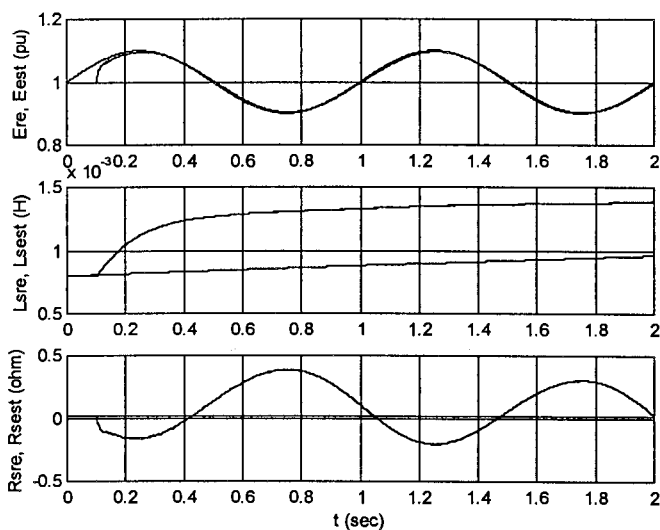


Figure V.44 : perturbation et estimation de E , L_s et R_s , modèle topologique

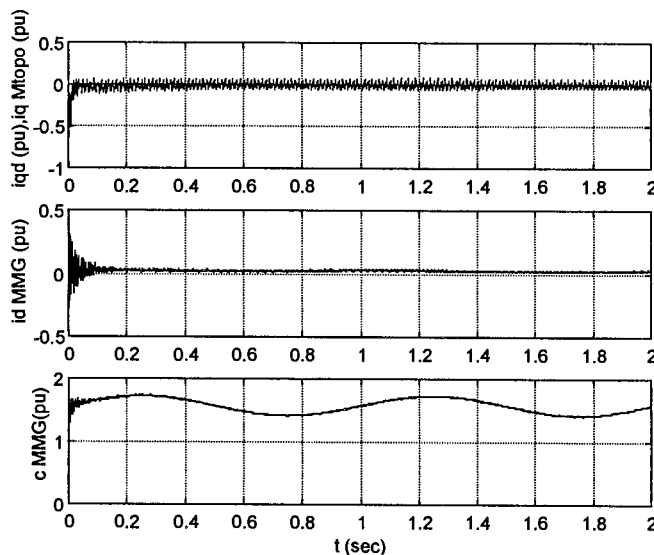


Figure V.45 : évolution de l'état face aux perturbations sur E , L_s et R_s , avec estimation, modèle topologique

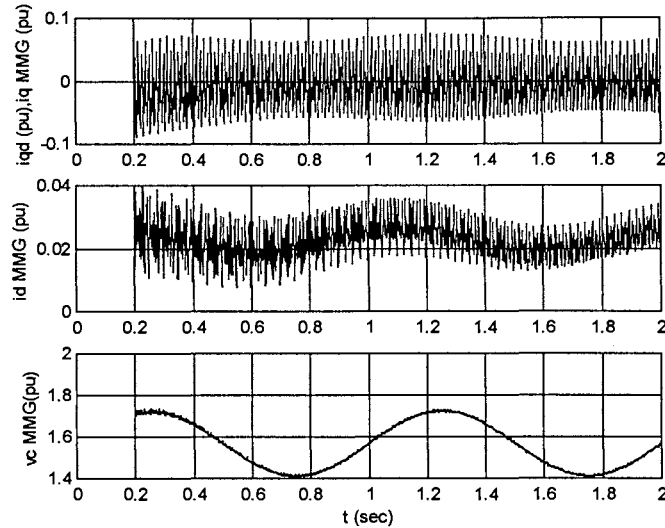


Figure V.46 : Détail de la Figure V.45.

V.6.2.3 Réponse en asservissement de la commande passive adaptative.

On a vérifié que le réglage proposé marche bien pour la régulation. Par contre, il faudrait s'assurer que la présence de l'estimateur ne dégrade pas la réponse en asservissement obtenue auparavant. Or, si l'on met des échelons de consigne de $i_{qd} = \pm 1 pu$, le système diverge lors de l'échelon positif (Figure V.47 et Figure V.48).

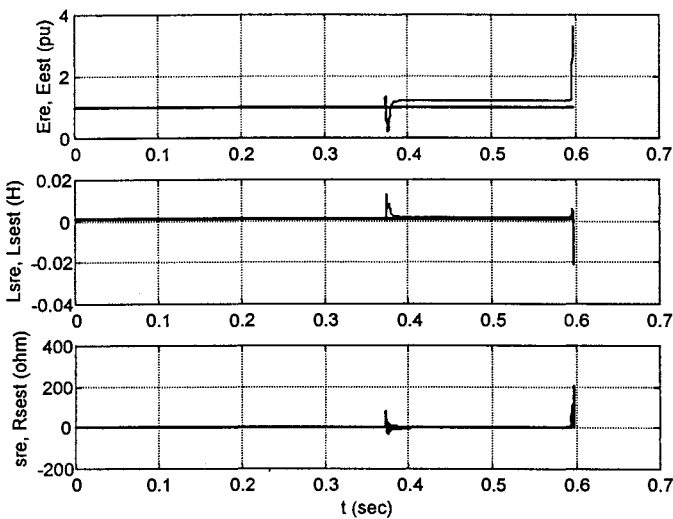


Figure V.47 : estimation de E , L_s et R_s pendant des transitoires de consigne

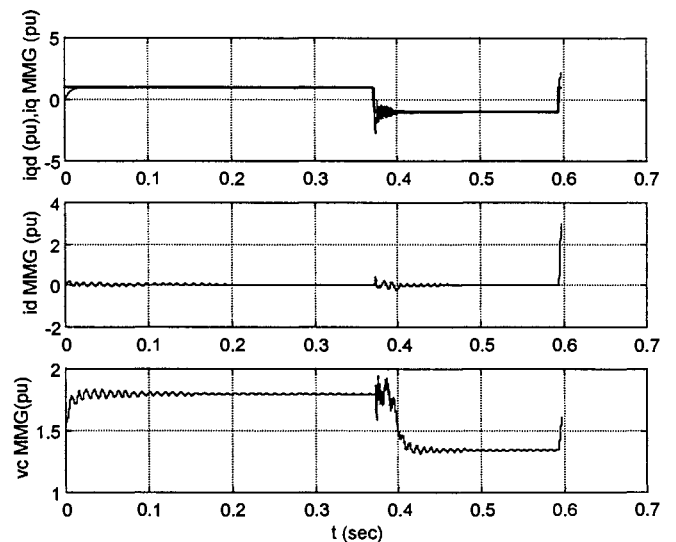


Figure V.48 : évolution de l'état face aux échelons de consigne avec estimation de E , L_s et R_s

Une solution possible pour rendre stable le système est la diminution des taux d'estimation concernés. Mais ceci pénalise considérablement la réponse du système en régulation. La solution passe par une diminution de la dynamique transitoire demandée en asservissement, autrement dit, il faut limiter la dérivée de la consigne.

Il faut tout d'abord essayer d'obtenir la dynamique maximale du système, soit une évolution de 6000 Ampères en 2.8 millisecondes. Cette limitation rend le système stable (voir Figure V.49 et Figure V.50), mais par contre il génère encore de fortes oscillations sur les variables libres lors d'un échelon positif.

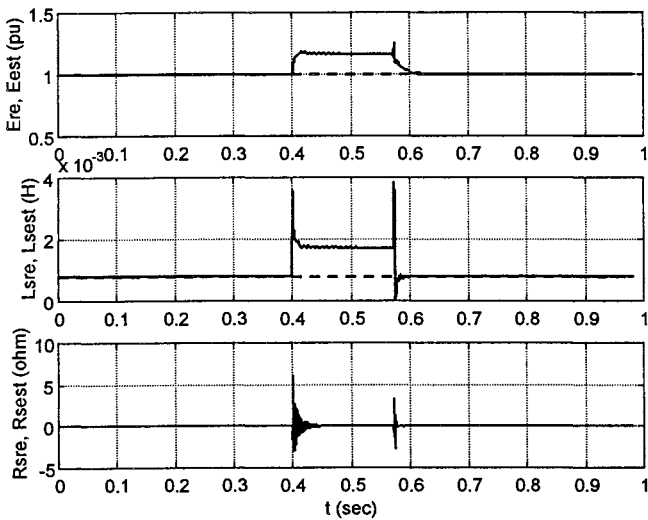


Figure V.49 : estimation de E , L_s et R_s pendant transitoires de consigne, avec limitation de la dérivée de la consigne de 6000A/2.8ms

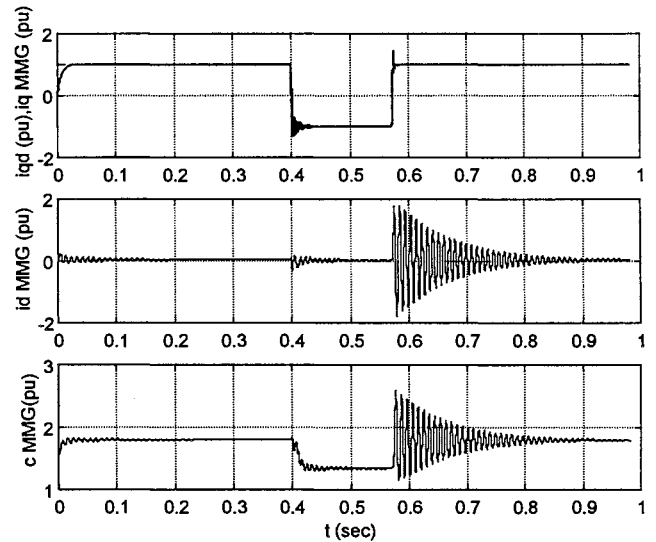


Figure V.50 : évolution de l'état face aux échelons de consigne avec estimation de E , L_s et R_s , et limitation de la dérivée de la consigne de 6000A/2.8ms

Pour éviter ces oscillations, on a fixé la limitation de la dérivée de consigne jusqu'à 1000A/2.8ms. Ceci nous permet d'avoir une bonne poursuite de consigne sans perdre les caractéristiques de régulation, et ce, tout en limitant les oscillations des variables libres (Figure V.51 et Figure V.52). Par contre, on observe que les transitoires ont encore une influence sur les valeurs estimées. Ceci vient du fait que la synthèse de la commande n'assure pas une convergence asymptotique des paramètres estimés vers les valeurs réelles du système mais une stabilité simple de ces valeurs-là.

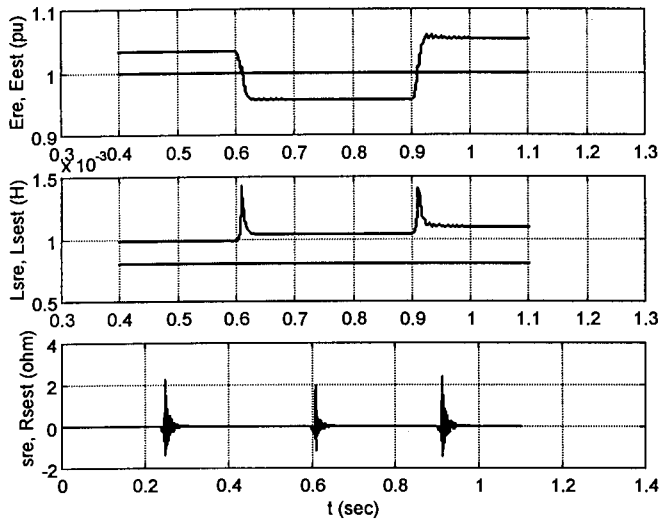


Figure V.51 : estimation de E , L_s et R_s pendant transitoires de consigne, avec limitation de la dérivée de la consigne de 1000A/2.8ms

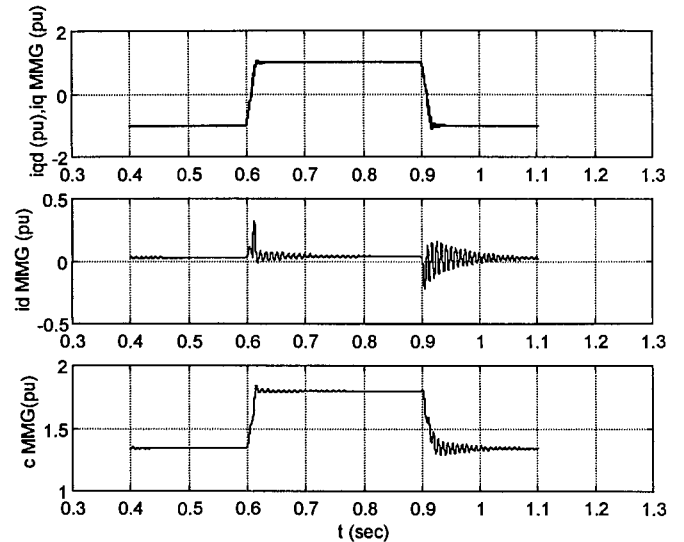


Figure V.52 : évolution de l'état face aux échelons de consigne avec estimation de E , L_s et R_s , et limitation de la dérivée de la consigne de 1000A/2.8ms

V.7 Commande passive pondérée.

Si la commande passive adaptative permet de s'affranchir des erreurs statiques dues à une mauvaise estimation des paramètres, elle est toutefois sujette à certaines limitations qui se traduisent par des oscillations des variables libres. Nous pouvons ainsi remarquer dans la Figure V.39 les oscillations des variables libres I_d et V_c provoquées par une perturbation sur la tension de réseau (E).

Si l'amortissement rapide de la dynamique des zéros n'est pas un critère prépondérant dans la synthèse de la commande, la solution passive adaptative standard est satisfaisante. Sinon il faudra apporter des modifications en introduisant une part de la dynamique libre dans la synthèse de la commande.

Nous avons commencé à explorer les solutions possibles qui pourraient, de manière générique, donner des réponses à ce type de contrainte. C'est dans cet esprit que nous avons mis au point une approche que l'on qualifiera de « commande passive pondérée ». L'idée n'est pas neuve en ce sens qu'elle a déjà été utilisée dans diverses structures de commande.

Le STATCOM servira à illustrer la technique proposée. Il s'agit de retenir comme variable commandée (x_c) toute variable dont la dynamique doit être maîtrisée (en plus de la variable de sortie). Dans le cas du STATCOM, on est intéressé par la maîtrise du courant réactif (i_q) tout en minimisant les oscillations du courant direct (i_d). On aboutit à la subdivision suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_c &= \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \\ \mathbf{x}_l &= [v_c] \end{aligned} \quad (\text{V.20})$$

En utilisant les relations (II.31), (II.32) et les composants d'E-L (V.8), comme toujours, on peut calculer les *deux* valeurs de commande correspondantes aux *deux* variables commandées.

$$\begin{aligned} u_1 = \sin(\alpha_1) &= \frac{\pi}{\sqrt{6} v_{cd}} [R_s i_{qd} + \omega L_s i_{dd} - k_1 (i_q - i_{qd})] \\ u_2 = \sin(\alpha_2) &= \sqrt{1 - \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{6} v_{cd}} [-R_s i_{dd} + \omega L_s i_{qd} + k_2 (i_d - i_{dd})] \right\}^2} \end{aligned} \quad (\text{V.21})$$

On aura aussi l'expression de la dynamique libre désirée (il ne reste plus que v_{cd}),

$$\frac{d v_{cd}}{dt} = \frac{1}{C} \left\{ \frac{\sqrt{6} \cos(\alpha)}{\pi} i_{dd} - \frac{v_{cd}}{R} - \frac{\sqrt{6} \sin(\alpha)}{\pi} i_{qd} + k_3 (v_c - v_{cd}) \right\} \quad (\text{V.22})$$

Bien sûr, nous n'avons qu'une variable de commande, α , qui doit être calculée à partir des équations (V.21). La manière la plus simple d'obtenir α est de moyenner les valeurs u_1 et u_2 (plus linéaires que les angles correspondants) tout en pondérant leur influence dans le résultat final en fonction de leur importance relative. En utilisant les coefficients de pondération p_1 et p_2 (avec $p_1, p_2 > 0$ et $p_1 + p_2 = 1$) ce moyennage peut s'exprimer par :

$$u_e = p_1 u_1 + p_2 u_2$$

et on obtient la commande équivalente

$$\alpha_e = \text{asin}(u_e)$$

A la Figure V.53, on peut observer le résultat d'une telle commande face aux perturbations de E et changement de consigne. On a ajouté l'estimation de E , qui joue le rôle d'une action intégrale. Le réglage retenu après plusieurs simulations est le suivant :

$$p_1 = p_2 = 0.5, \quad k_1 = k_2 = 1, \quad k_3 = 10, \quad g = 50$$

On ne retrouve plus l'évolution exponentielle du courant i_q ni le même vitesse de rejection de perturbations mais par contre, on obtient un amortissement notable des oscillations du courant direct (i_d). A titre de comparaison, nous montrons la réponse de la commande passive adaptative standard avec estimation de E (Figure V.54).

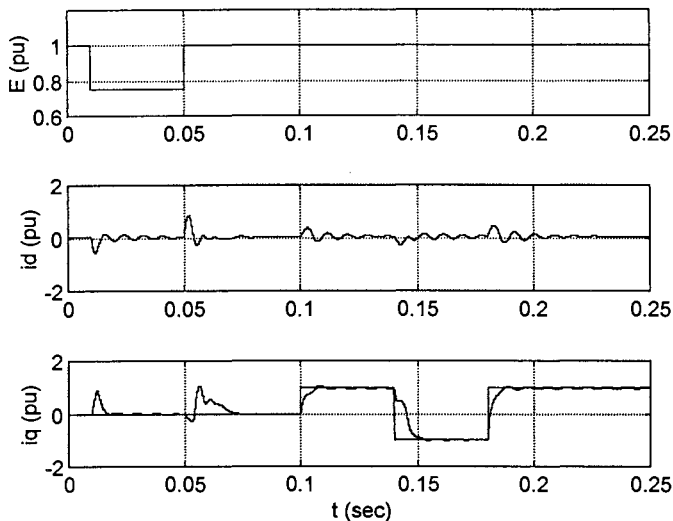


Figure V.53 : Evolution des courants face aux échelons de consigne et perturbation sur E .

MMG, commande passive pondérée avec estimation de E :

$$p_1 = p_2 = 0.5, \quad k_1 = k_2 = 1, \quad k_3 = 10, \quad g = 50$$

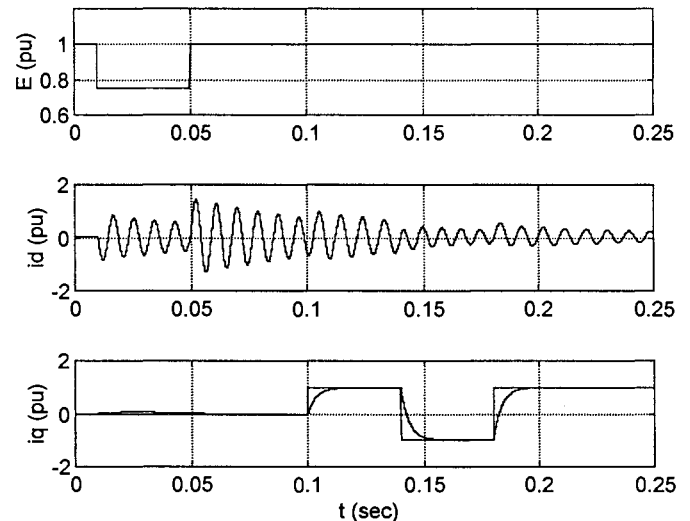


Figure V.54 : Evolution des courants face aux échelons de consigne et perturbation sur E .

MMG, commande passive adaptative standard avec estimation de E :

$$k_1 = 0.2, \quad k_2 = k_3 = 10, \quad g = 50$$

Pour conclure sur cette technique de pondération, nous dirons qu'une fois de plus, il reste à trouver une méthode générale pour optimiser les coefficients de pondération.

V.8 Conclusion.

L'exemple de l'onduleur de tension triphasé nous semble un bon sujet de test et d'évaluation de la commande passive et passive adaptative. En effet, sur le précédent exemple abordé (hacheur), il est difficile de montrer les améliorations apportées par notre commande comparativement à d'autres techniques ; il en est de même sur les commandes construites sur la base du générateur moyen équivalent de l'alimentation à résonance série.

Une nouvelle technique qui vise la stabilisation de la dynamique libre a été proposée : la commande passive pondérée. Avec des premiers résultats encourageants, il serait avantageux de creuser d'avantage cette voie.

La commande, surtout dans sa version adaptative et pondérée amène à des résultats intéressants et équivalents à ceux d'une commande linéarisante déjà traitée dans [PE-97]. Nous en profitons à cet égard pour renforcer notre allégation concernant la similitude existante entre les diverses commandes non linéaires.

Nous avons ainsi récupéré l'expression de la commande calculée dans [PE-97] :

$$\alpha = \text{asin} \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{6} v_c} [R_s i_q + \omega L_s i_d + v] \right\}$$

où :

$$v = -k(i_q - i_{qd})$$

Si l'on compare maintenant à notre commande :

$$\alpha = \text{asin} \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{6} v_{cd}} [R_s i_{qd} + \omega L_s i_{dd} - k_1 (i_q - i_{qd})] \right\}$$

Et si, par ailleurs, on pousse l'injection d'amortissement des variables libres \mathbf{x}_l de manière à les assimiler à leurs valeurs « désirées » ($\mathbf{x}_{dl} = \mathbf{x}_l$) -autrement dit pour notre cas : $i_{dd} = i_d$ et $v_{cd} = v_c$ - alors les deux commandes sont quasiment identiques mis à part le terme multiplicatif sur R_s .

La commande linéarisante qui, elle, est bien plus simple dans sa synthèse et dans son expression, nous conduit à rester modestes quant à l'apport de la commande passive. L'intérêt, une fois de plus, réside dans la version adaptative qui permet de s'affranchir des erreurs paramétriques et de certaines mesures. Un reproche demeure : il s'agit de la complexité de mise en œuvre. A cet égard, nous ne pouvons que nous fier à l'implantation pratique, sujet du prochain chapitre.

Chapitre VI

Résultats expérimentaux

VI RESULTATS EXPERIMENTAUX.

VI.1 Introduction.

Afin de montrer la faisabilité de la commande passive, nous avons pris comme structure l'onduleur de tension utilisé comme compensateur d'énergie réactive (STATCOM). L'homothétie n'est toutefois pas respectée dans ce sens où :

- a) Le procédé réel, fonctionnant également en pleine onde, est en réalité composé d'au moins quatre onduleurs, huit dans le cas du dispositif installé à la Sullivan Valley (USA) [SC-94]. Néanmoins, si nous arrivons à commander une structure onduleur unique, les résultats ne seront que meilleurs avec une structure à onduleurs multiples. Cela est dû au fait que les formes d'ondes de cette dernière sont très proches de la sinusoïde ce qui renforce la validité du MMG et donc de la commande.
- b) Le procédé réel est basé sur des thyristors GTO et est caractérisé par un faible amortissement. Notre dispositif expérimental fonctionne avec des transistors IGBT et pour obtenir une plage de variation suffisante de l'angle de commande α , nous avons rajouté des résistances côté continu.

Nous retiendrons que le but essentiel est de montrer que, malgré son apparente complexité, la commande passive, ainsi que sa variante adaptative peuvent être intégrées en temps réel dans la chaîne de commande.

VI.2 Plate-forme expérimentale

La plate-forme d'essais (Figure VI.1) a été construite au Laboratoire d'Electronique de l'Ecole Polytechnique de Mondragon (Pays Basque-Espagnol). L'onduleur de tension est composé de trois branches complètes d'IGBT. La commande rapprochée est gérée par des drivers Semikron.

Le banc capacitif est composé de deux condensateurs de $1500\mu F$ en série, ce qui donne une valeur équivalente de $C = 750\mu F$. Les résistances $R_1 = R_2 = 22k\Omega$ distribuent uniformément la tension

du bus entre les deux condensateurs. La résistance R , variable, permet de réaliser des essais avec des taux d'amortissement différents. Pour notre étude, cette dernière est fixée à $R = 75\Omega$.

On a intercalé divers dispositifs entre le réseau et l'onduleur. Un générateur de chutes de tension programmable permet de perturber le réseau avec des chutes de tension monophasées ou polyphasées allant jusqu'à 25% de la tension nominale et sur une durée maximale de 25 cycles de réseau. Il dispose également d'un signal de synchronisation de perturbation.

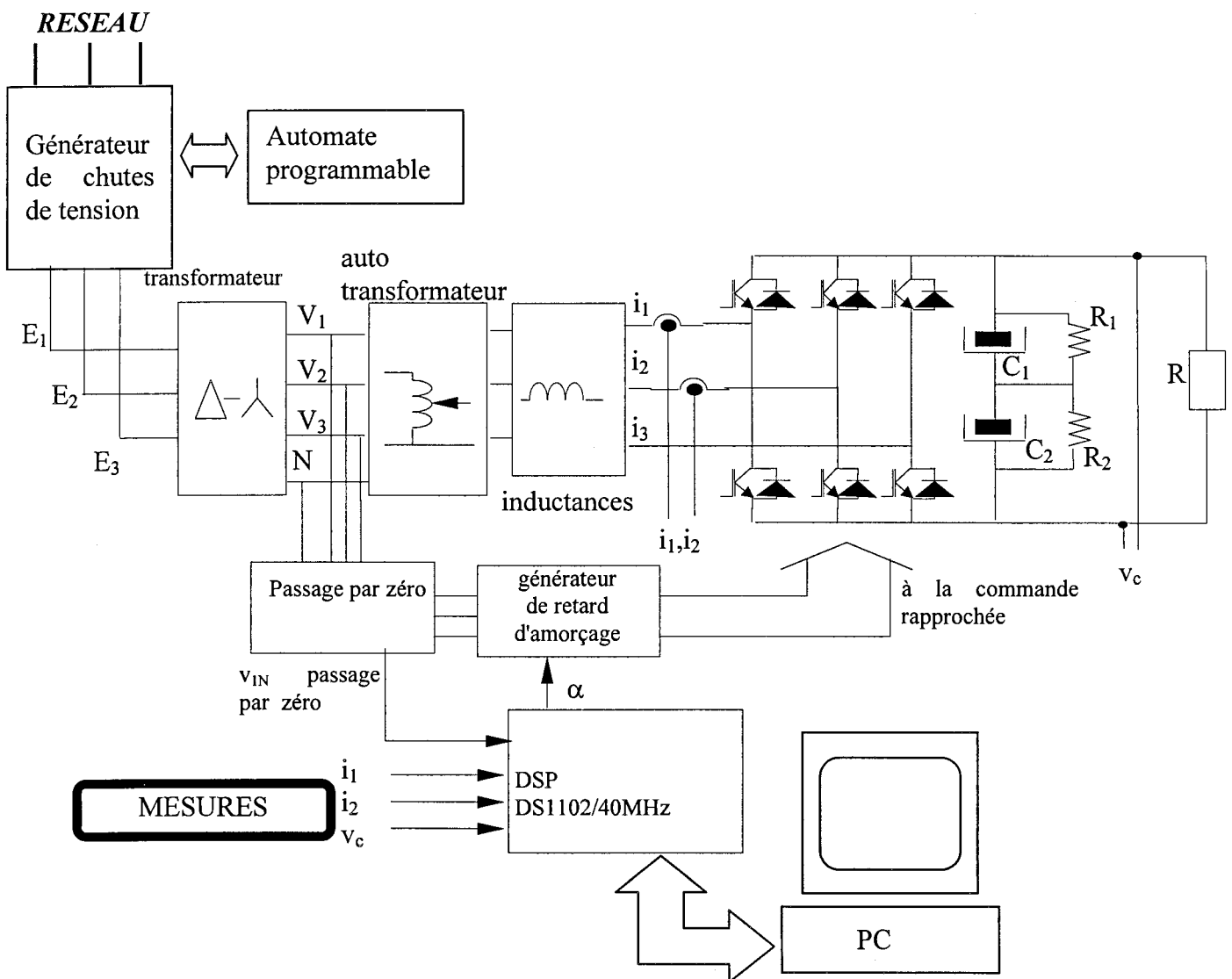


Figure VI.1 : plate-forme d'essais

Le transformateur triangle-étoile donne accès au neutre (non nécessaire pour cet essai) et isole galvaniquement le système. Un autotransformateur permet le choix d'une tension d'essai convenable. On dispose aussi d'un banc d'inductances de 10 mH chacune.

A partir des essais en court circuit et à vide de l'ensemble des éléments intercalés entre le réseau et l'onduleur, on obtient les valeurs des composants du circuit équivalent : $R_s = 1.5 \Omega$ et $L_s = 15 \text{ mH}$. La tension du réseau est réglée à une valeur « confortable », $E = 64 \text{ V}$. Cette dernière valeur nous permet de travailler à des tensions côté continu acceptables ($V_{c_{max}} = 400 \text{ v}$).

Le tout est commandé par une carte Dspace DS1102 [HA-96] composée du DSP TMS320C31 de Texas Instruments et de quatre entrées et sorties analogiques. Les algorithmes de commande sont développés dans l'environnement Matlab-Simulink pour être ensuite codés, compilés et chargés dans la carte automatiquement. Les trois conversions A/N et les tâches de surveillance par le PC (master) demandent $120 \mu\text{s}$ de temps de calcul. Avec l'algorithme complet de commande passive adaptative (filtres inclus) plus quelques tâches de sauvegarde et monitorisation des signaux, la période de calcul est poussée jusqu'à $200 \mu\text{s}$.

Les mesures analogiques se limitent à deux courants de ligne, i_1 et i_2 , et la tension du bus continu. Une carte se charge de détecter le passage par zéro des trois tensions de ligne. Cette information est fournie à la carte analogique qui génère les retards d'amorçage des trois branches en fonction de l'angle de commande α .

La méthode de commande choisie est très sensible aux erreurs de phase, ce qui exige une grande fiabilité dans le calcul du temps de retard d'amorçage. C'est pour cela que l'on a pensé à une carte analogique, plus précise que les $200 \mu\text{s}$ de temps de calcul minimal du processeur de signaux. Mais il faut dire que la carte implantée ne remplit pas correctement cette tâche. En effet, différentes dérives et autres aléas dues au bruit imposent un réglage avant chaque essai. La précision maximale atteinte est d'environ $40 \mu\text{s}$, équivalent à 0.016 rad . Ceci est valable pour la commande de l'onduleur expérimental (dont la plage de variation de α est large), mais est tout à fait insuffisant pour un vrai STATCON, car rappelons-nous, la plage de travail du cas étudié dans le chapitre précédant varie de -0.0073 rad à 0.012 rad ! Nous envisageons, à moyen terme, d'améliorer la précision par l'implantation d'une carte numérique à grande vitesse.

VI.3 Analyse de la plage de stabilité.

En utilisant les équations développées dans le chapitre précédent, on calcule les valeurs d'équilibre du convertisseur (Figure VI.2 et Figure VI.3). On présente ces valeurs pour une plage de variation de l'angle de $\alpha = -\frac{\pi}{2} \rightarrow \frac{\pi}{2}$. Du fait que la tension du condensateur ne peut pas être négative, la plage de fonctionnement doit être restreinte à $i_{qe} > -15 A$. On remarquera que l'angle α correspondant est de $-0.3 rad$. La borne supérieure de variation de α est $\frac{\pi}{4}$. Ceci correspond au courant $i_{qe} = 15 A$ (Figure VI.4 et Figure VI.5).

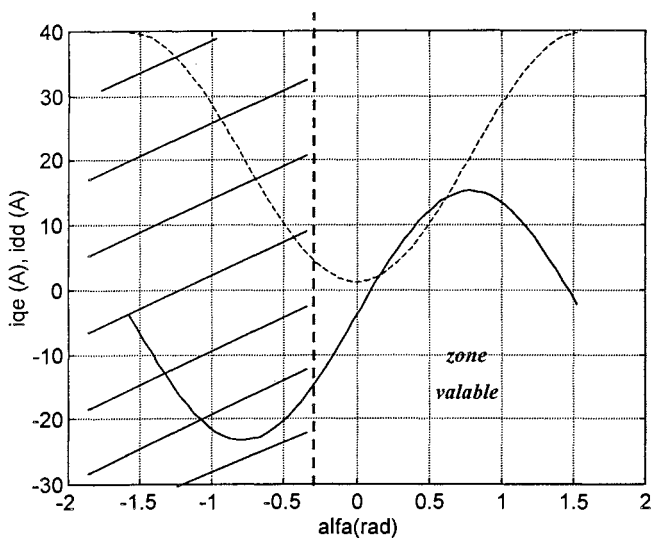


Figure VI.2 : valeurs d'équilibre i_{qe} et i_{de} en fonction de α

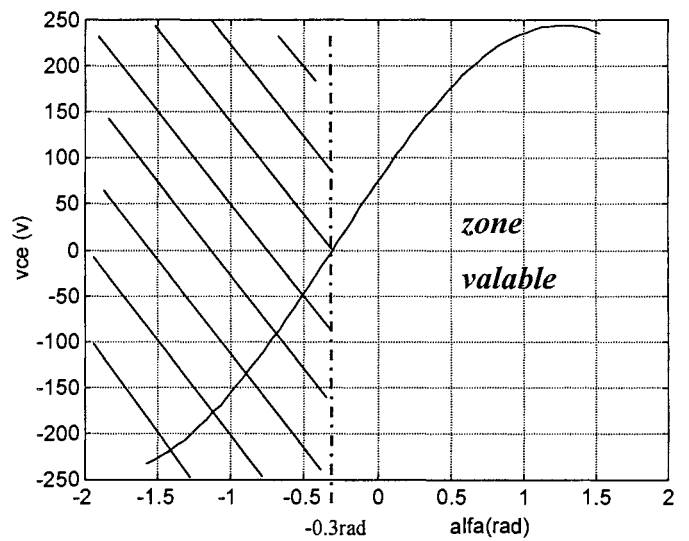


Figure VI.3 : valeurs d'équilibre v_{ce} en fonction de α

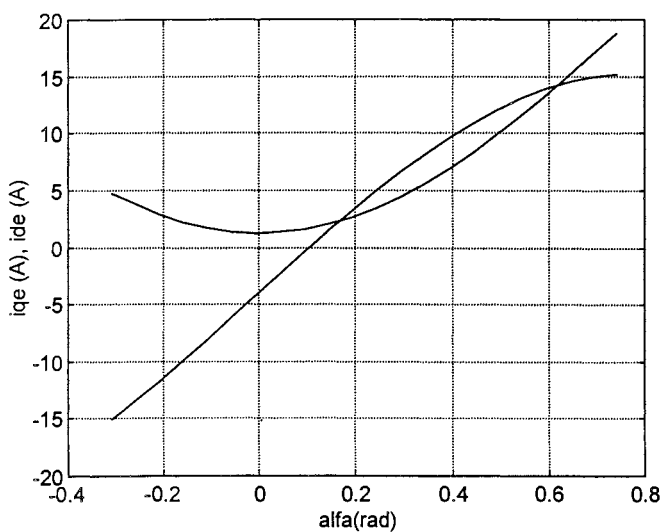


Figure VI.4 : valeurs d'équilibre i_{qe} et i_{de} en fonction de α . Zone valable.

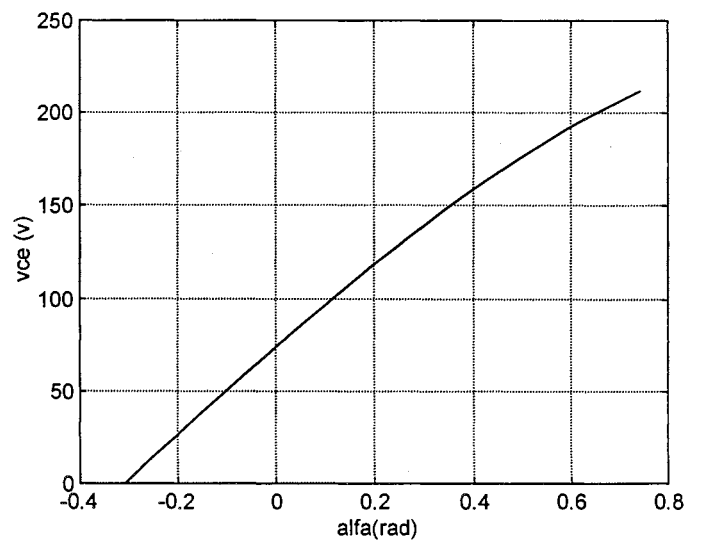


Figure VI.5 : valeurs d'équilibre v_{ce} en fonction de α . Zone valable

A la Figure VI.6, on montre le lieu de pôles du modèle petits signaux en boucle fermée pour la plage de variation décrite ci-dessus. Il y a des valeurs d'équilibre pour lesquelles le système perd sa stabilité. L'agrandissement du graphe des parties réelles des pôles en fonction de la valeur d'équilibre (Figure VI.7) montre bien que la plage de fonctionnement doit être encore restreinte à $-12.7 < i_{qe} < 7A$.

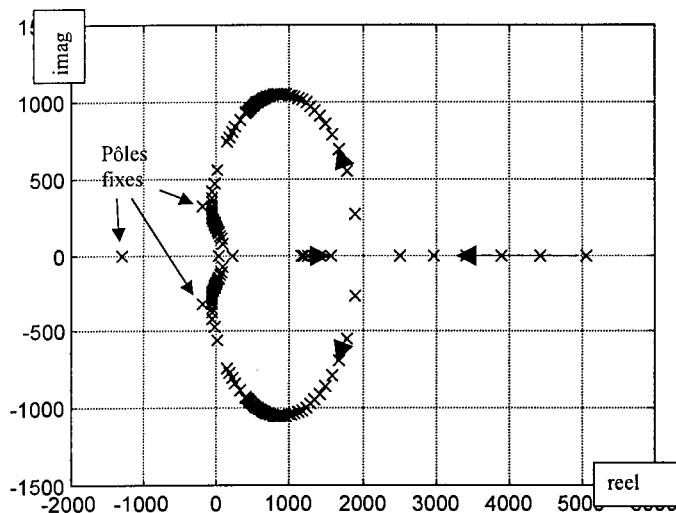


Figure VI.6 : lieu de pôles du modèle petit signal en boucle fermée : $i_{qe} = -15A \rightarrow 15A$

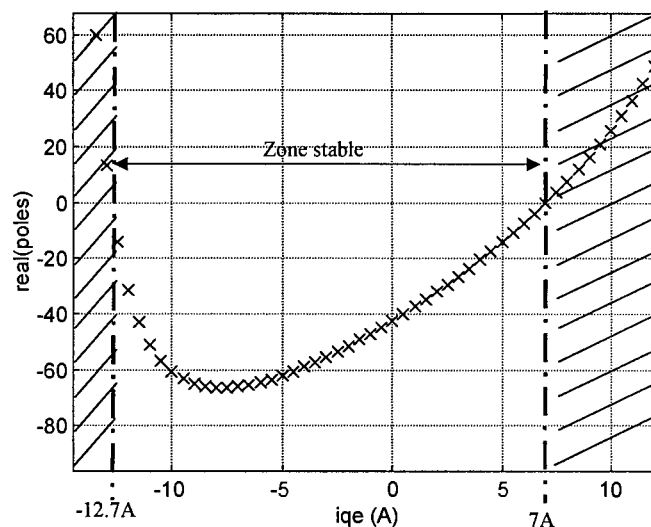


Figure VI.7 : parties réelles des pôles en fonction de la valeur d'équilibre

On vérifie ces valeurs-limites en simulation. Dans la simulation de la Figure VI.8, on a introduit un échelon de consigne de 0.5 A sur un valeur d'équilibre de $i_{qde} = 6A$. On est dans la zone stable et les différentes variables convergent comme prévu vers leurs valeurs d'équilibre.

Par contre, si l'on se met à $i_{qde} = 7A$ (Figure VI.9), on observe bien que les valeurs divergent suite à une perturbation de consigne de +0.5 A. Nous montrons également dans les Figure VI.10 et Figure VI.11 la limite inférieure de stabilité pour respectivement $i_{qde} = -12A$ (zone de stabilité) et $i_{qde} = -13A$ (zone d'instabilité).

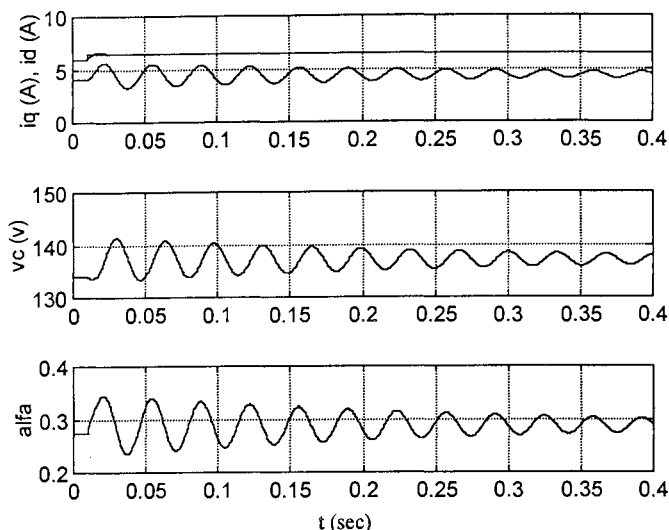


Figure VI.8 : réponse stable à l'échelon de consigne de 0.5 A sur une valeur d'équilibre $i_{qde} = 6A$.

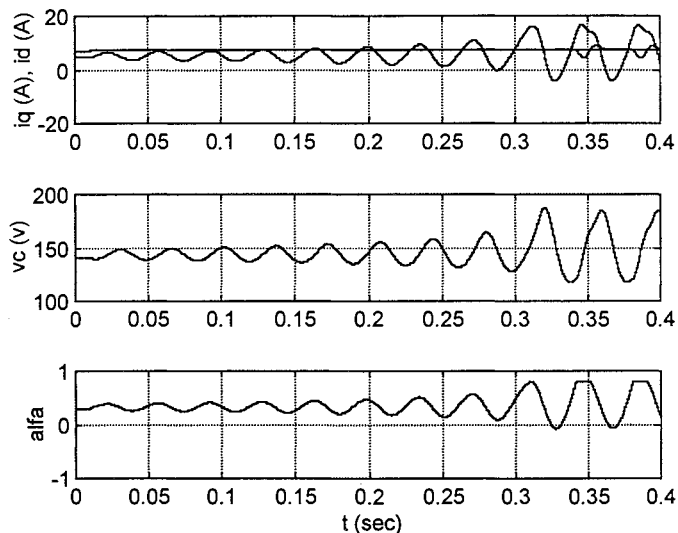


Figure VI.9 : réponse instable à l'échelon de consigne de 0.5 A sur une valeur d'équilibre $i_{qde} = 7A$.

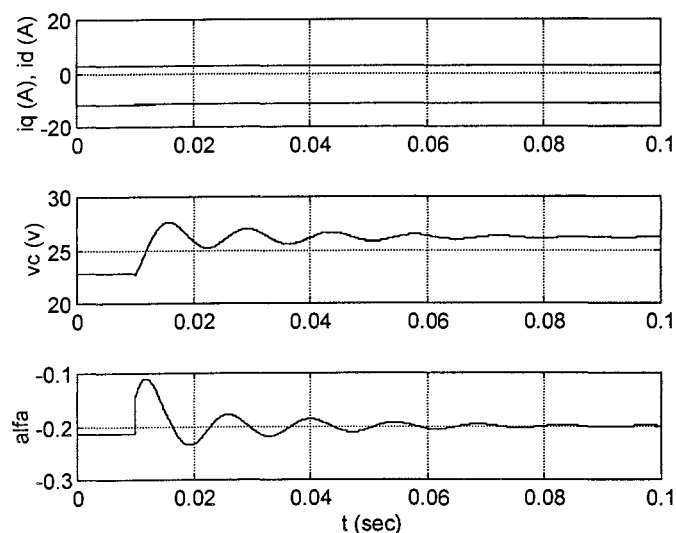


Figure VI.10 : réponse stable à l'échelon de consigne de 0.5 A sur une valeur d'équilibre $i_{qde} = -12A$.

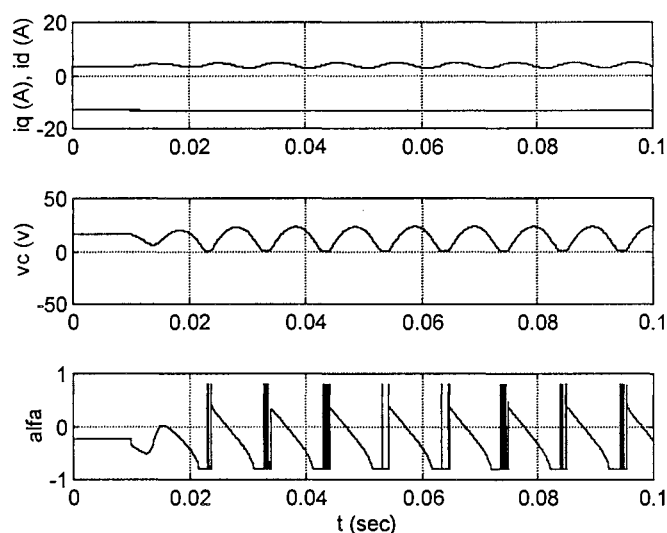


Figure VI.11 : réponse instable à l'échelon de consigne de -0.5 A sur une valeur d'équilibre $i_{qde} = -13A$.

Comme conclusion, on voit qu'il faut effectivement limiter les valeurs de consigne dans la zone $-12.7 < i_{qe} < 7A$. Ceci implique que les régimes transitoires doivent être confinés à cette zone. Afin d'assurer ce confinement sans pour autant pénaliser excessivement la dynamique avec une saturation de commande, nous avons imposé une limitation de pente de consigne de $\pm 300 A/s$ ($\pm 6 A/cycle$).

VI.4 Résultats expérimentaux et comparaison avec les simulations.

Le modèle utilisé pour simuler le convertisseur est toujours le modèle topologique avec des intégrateurs continus. Si l'on tient en compte que tous les autres blocs sont implantés, dans la pratique, dans une carte DSP avec une période d'échantillonnage de $T_{ech} = 200 \mu s$, on a intérêt à assimiler ces derniers à des blocs discrets pour la simulation.

La période d'échantillonnage $T_{ech} = 200 \mu s$ implique, selon Shannon, la possibilité de traiter des signaux d'une fréquence maximale de 2500 Hz . Or, le filtre passe-bande utilisé pour la récupération des composantes qd des courants a une bande passante qui dépasse cette limite : $[0.72-5000 \text{ Hz}]$. Dans la simulation et en implantation pratique, nous avons ramené cette bande passante à $[1.8-2000 \text{ Hz}]$.

La commande développée a un caractère local de la stabilité c'est à dire, que pour que le système soit stable, l'état initial $\mathbf{x}(0)$ doit être situé dans la zone d'attraction. Or, on ne peut pas initialiser la commande passive de l'onduleur avant d'être sûr que les filtres et les divers signaux présents dans le circuit ont atteint leur valeur d'équilibre correspondante à un état qui soit dans le domaine d'attraction. Dans le démarrage de chaque essai, on inhibe la commande et l'estimateur, on fait évoluer l'onduleur comme un redresseur, les signaux du processeur arrivent aux valeurs d'équilibre et par la suite, on lance la commande.

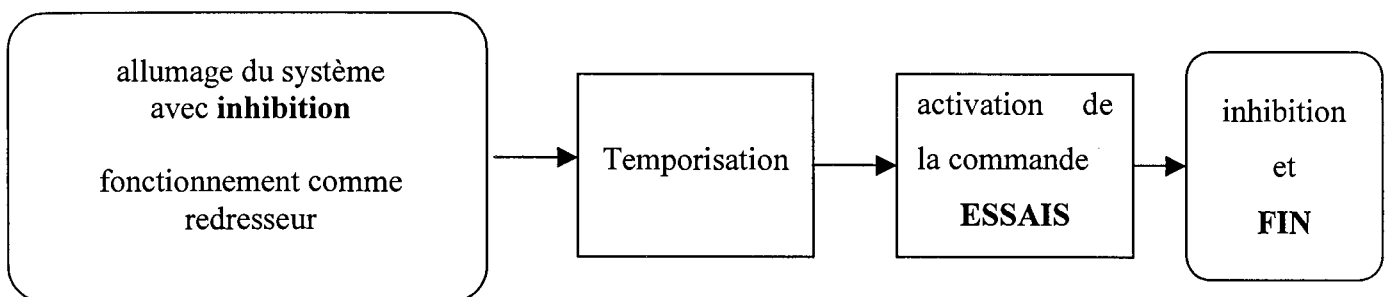


Figure VI.12: séquence d'essai

VI.4.1 Résultats sans algorithme adaptatif.

On a réalisé en simulation et avec la plate-forme expérimentale des variations de consigne de 6A. Les valeurs d'injection d'amortissement utilisés sont : $k_1 = 0.1$, $k_2 = 10$ et $k_3 = 1$. Ces valeurs correspondent aux constantes de temps de convergence suivantes :

$$\tau_1 = \frac{L_s}{R_s + K_1} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{1.5 + 0.1} \approx 10 \text{ ms}$$

$$\tau_2 = \frac{L_s}{R_s + K_2} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{1.5 + 10} = 1.3 \text{ ms}$$

$$\tau_3 = \frac{C}{\frac{1}{R} + K_3} = \frac{750 \cdot 10^{-6}}{\frac{1}{75} + 1} = 0.75 \text{ ms}$$

La variable commandée (i_q) est déjà bien amortie du fait de la résistance R_s présente dans le circuit. On obtient une dynamique de convergence équivalente à un demi-cycle de réseau (La valeur $k_1 = 0.1$ ne joue aucun rôle dans ce cas-là). La convergence de l'erreur des variables libres est environ dix fois plus rapide.

Dans la Figure VI.13, on présente les résultats en simulation face à des variations de consigne de $\pm 6 A$ et dans la Figure VI.14, on a la réponse expérimentale correspondante. On observe une bonne correspondance entre les deux réponses. Ceci indique que :

- l'étude théorique est validée
- les paramètres du système sont à peu près bien identifiés

Par rapport à ce dernier point il faut dire, quand même, qu'il y a une petite différence appréciable dans la valeur d'équilibre pour $i_{qd} = -3A$. En effet, on voit un décalage de la valeur moyenne de la réponse réelle vers le haut. Ce décalage est dû à une estimation non parfaite de R_s et L_s . On observe aussi que, grâce à la limitation de pente de consigne, la commande reste hors saturation.

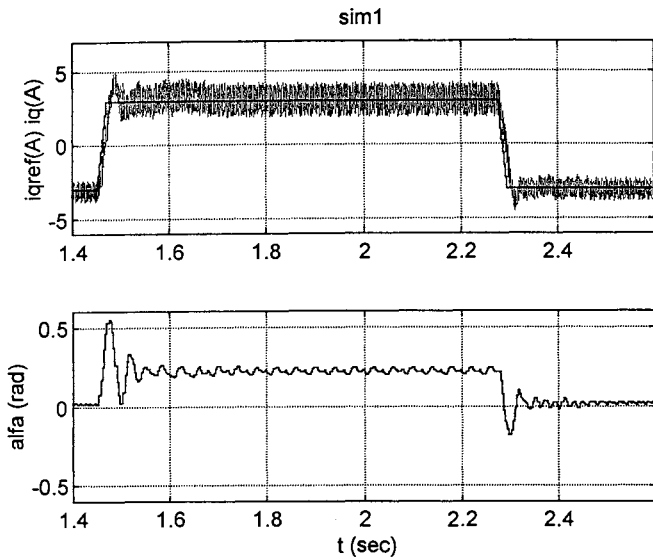


Figure VI.13 : réponse en simulation (sans adaptatif) : i_q et α pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

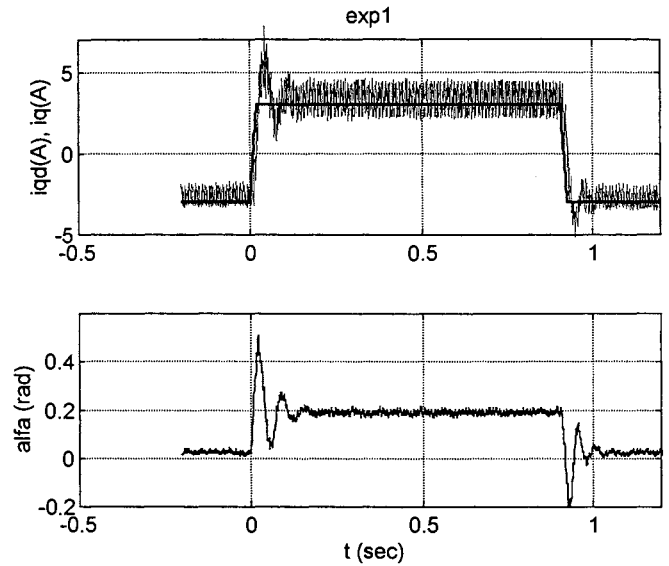


Figure VI.14 : réponse expérimentale (sans adaptatif) : i_q et α pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

Dans la Figure VI.15 et la Figure VI.16, on compare l'évolution du courant actif. Mis à part une petite différence dans la valeur maximale du dépassement, il n'y a pas d'écart significatif.

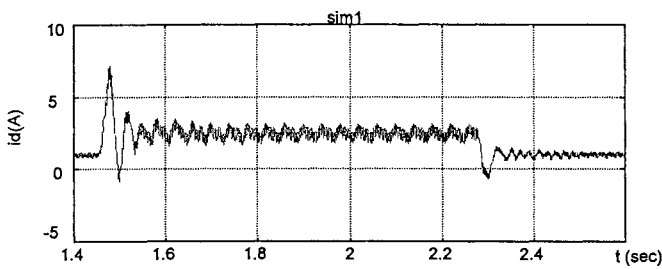


Figure VI.15 : réponse en simulation (sans adaptatif) : i_d pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

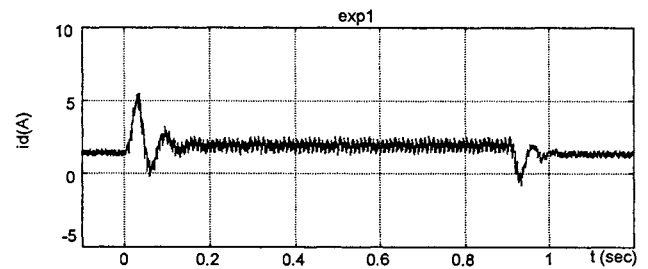


Figure VI.16 : réponse expérimentale (sans adaptatif) : i_d pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

On a réalisé un test expérimental pour montrer la non robustesse de la commande vis à vis des erreurs de paramètres. Le paramètre concerné est la tension du réseau E . On a introduit la perturbation la plus forte permmissible par le générateur de chutes de tension : 25% de la valeur nominale pendant 25 cycles du réseau, soit 16 V pendant 500 ms. La consigne de courant étant fixée à 0 A, on peut observer les effets d'une telle perturbation dans la Figure VI.17 (simulation) et Figure VI.18 (expérimental).

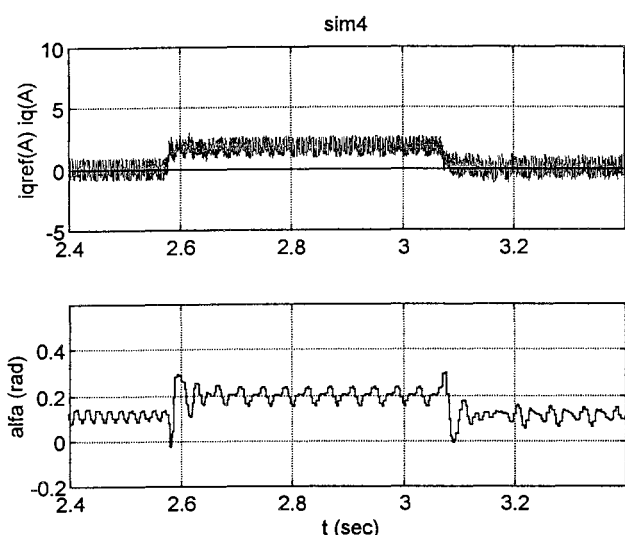


Figure VI.17 : réponse à une erreur sur E de 25% (simulation)

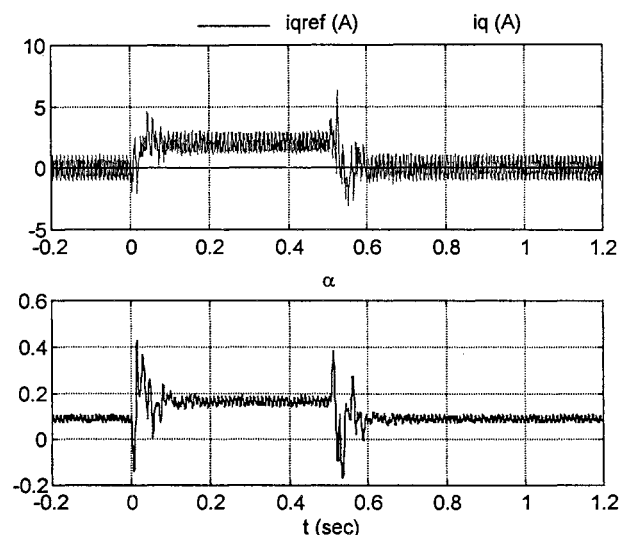


Figure VI.18 : réponse à une erreur sur E de 25% (expérimental)

On voit bien que la commande passive simple n'est pas suffisante pour la régulation de courant. On remarquera aisément l'erreur permanente sur i_q . L'approche adaptative, par contre, nous affranchira de cette erreur.

VI.4.2 Résultats de la commande passive adaptative.

La commande passive adaptative implantée a été proposée au chapitre précédent. Les valeurs d'injection d'amortissement restent les mêmes que pour l'essai précédent ($k_1 = 0.1$, $k_2 = 10$ et $k_3 = 1$). Les grandeurs à estimer seront :

- E , on va provoquer des échelons de perturbation de test.
- L_s , car on n'a pas pris en compte l'inductance parasite du générateur de chutes de tension.
- R_s , de même, on n'a pas d'information sur les diverses résistances en amont (hormis celle du transformateur) et les pertes de conduction ne sont pas bien cernées.

Pour le choix des taux de convergence des valeurs estimées, on n'a pas de moyen de calculer les valeurs les plus convenables. Même si la simulation systématique reste le seul moyen pour trouver ces valeurs, quelques critères peuvent en faciliter la tâche. Ainsi, pour une dynamique rapide comme E , on aura besoin d'un taux de convergence plutôt haut. Par contre, L_s ne bougera pas trop

pendant le fonctionnement normal du convertisseur, et il suffira donc de choisir un taux de convergence bas.

On peut penser que le rôle de R_s peut être le même. Ceci dit, comme elle ne bouge pas beaucoup, on pourrait faire le choix d'une convergence lente. Par contre, dans les essais pratiques, on a observé que le système se comporte mieux avec un taux plus élevé. Ceci peut être dû à l'existence de variation de certains paramètres non estimés. Par exemple, les pertes de conduction et de commutation dans l'onduleur peuvent bouger de manière non-linéaire, suivant le point de fonctionnement. La variation de la valeur estimée de R_s peut donc chercher à compenser des imprécisions du modèle concernant les autres paramètres. Les valeurs finales de convergence choisies ont été:

$$E \Rightarrow g_1 = 100$$

$$L_s \Rightarrow g_2 = 0.00001$$

$$R_s \Rightarrow g_3 = 10$$

La première vérification à faire est de savoir si la structure adaptative n'altère pas la dynamique auparavant obtenue sans structure adaptative. Dans la Figure VI.19 et Figure VI.20, on montre les résultats en simulation et expérimentaux.

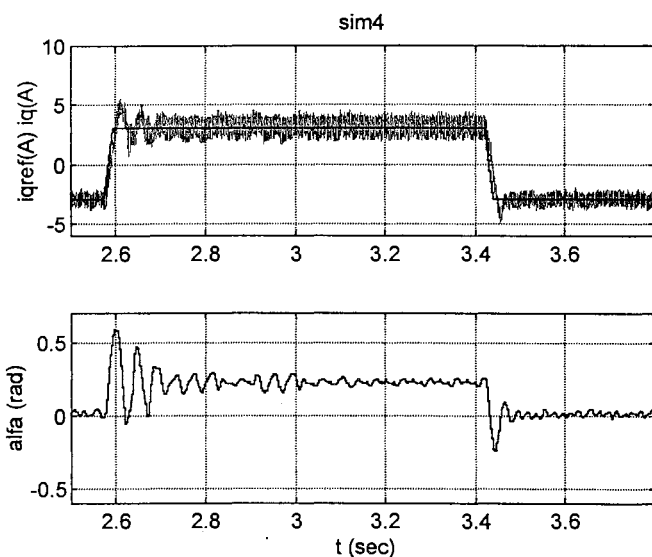


Figure VI.19 : réponse en simulation (avec adaptatif) : i_q et α pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

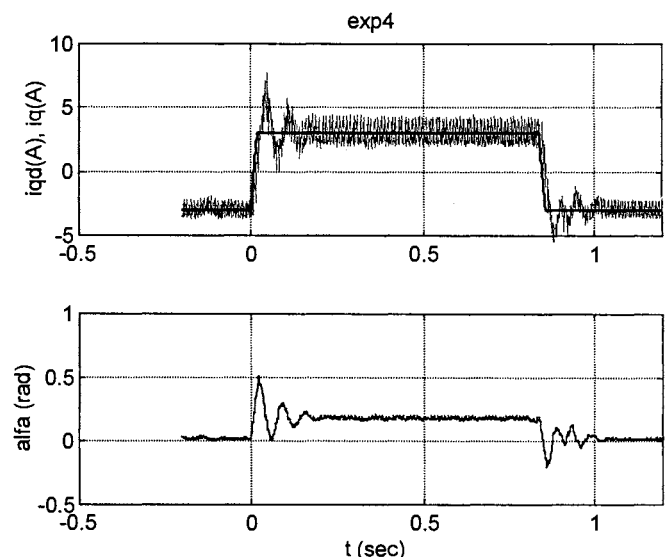


Figure VI.20 : : réponse expérimentale (avec adaptatif) : i_q et α pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

On vérifie que l'on n'a pas beaucoup changé la dynamique précédente. On a certainement un peu plus d'oscillations, mais ces dernières ne reflètent que la dynamique que l'on vient d'ajouter sous forme d'estimateur. Une amélioration est par contre visible : il s'agit de l'annulation de l'erreur statique auparavant observée dans la Figure VI.14. La commande a bien corrigé les imprécisions d'estimation de paramètres. La commande, pour sa part, évolue comme avant sans saturation.

En ce qui concerne le courant actif (Figure VI.21 pour la simulation et Figure VI.22 pour le résultat expérimental), il n'y a pas non plus de différences remarquables.

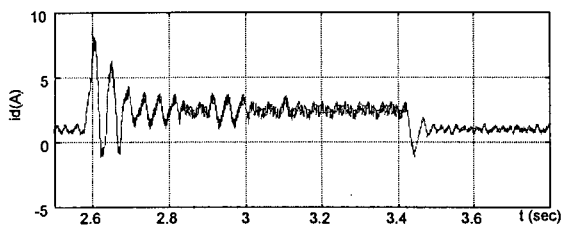


Figure VI.21 : réponse en simulation (avec adaptatif) : i_d pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

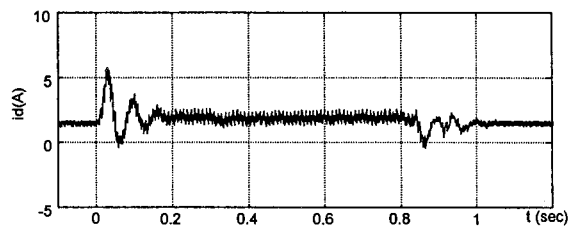


Figure VI.22 : réponse expérimentale (avec adaptatif) : i_d pour $\Delta i_{qd} = \pm 6 A$

Pour finir, on a perturbé le réseau avec la même chute de tension que dans la section précédente. On voit bien que cette fois-ci la commande passive adaptative arrive à réguler la valeur désirée (voir Figure VI.23 en simulation et la Figure VI.24 pour l'essai expérimental).

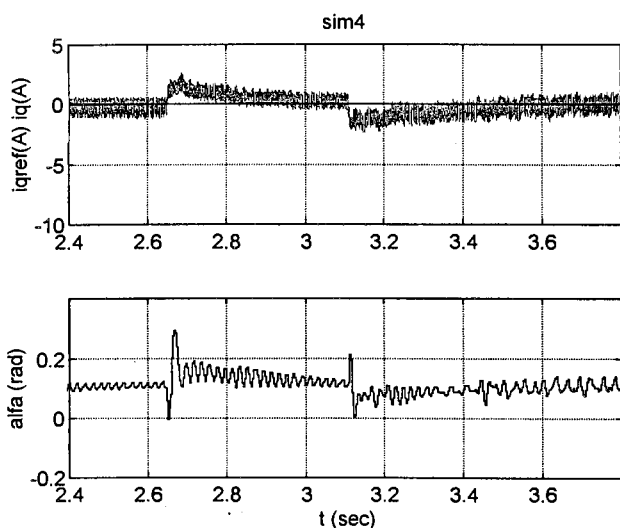


Figure VI.23 : réponse à une erreur sur E de 25% (simulation) : avec structure adaptative

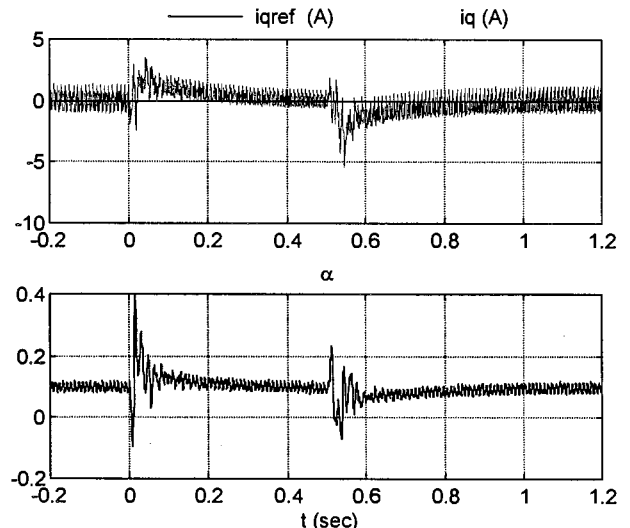


Figure VI.24 : réponse à une erreur sur E de 25% (expérimental) : avec structure adaptative

VI.5 Conclusion.

Le but de ce chapitre a été de montrer la faisabilité de la commande passive et surtout de sa version adaptative. L'apparente complexité de l'expression des commandes n'a pas été finalement un frein à leur implantation. Nous pouvons aussi affirmer que cela a été fait pour la première fois sur des procédés de l'électronique de puissance.

Toutefois, nous avons commis une erreur, bien que sans grandes conséquences, relative à la synthèse des filtres d'acquisition des courants moyens directs et en quadrature. Nous avons pris pour base certaines valeurs inhérentes à un STATCOM implanté aux Etats Unis, autrement dit fonctionnant à une fréquence de 60 Hz. Nous pouvons toutefois nous targuer de résultats plus intéressants : malgré la richesse en harmoniques des signaux mesurés, la commande demeure robuste.

Il reste encore à améliorer le banc expérimental d'une part en renforçant l'homothétie avec des systèmes existants et d'autre part en améliorant la carte de génération de l'angle de retard à l'amorçage, lequel doit être dans la réalité extrêmement précis.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse a mis en évidence des propriétés génériques des convertisseurs de l'EP. Ces propriétés font que la commande passive y trouve un champ d'application naturel. Il s'est vite avéré que la version simple de cette commande ne suffit pas à garantir des résultats satisfaisants. Ainsi, sa version adaptative a été mise à contribution afin de palier ses défauts. Les divers résultats d'application sur divers convertisseurs de familles différentes ont montré alors l'intérêt du travail. Il reste toutefois à évaluer plus finement et peut être au cas par cas les apports de la commande passive adaptative comparativement à d'autres techniques.

Par ailleurs, si l'on peut parfois reprocher le caractère complexe de l'expression de la commande, nous avons pu montrer expérimentalement que la mise en oeuvre pratique est aisée.

Enfin, plusieurs voies restent à explorer :

- 1) L'optimisation des coefficients de réglage de la commande et de son estimateur. Il faudra trouver une méthode générale basée sur des critères à définir. Il faut néanmoins souligner que nous avons proposé une méthode, qui sans être miraculeuse, améliore le dimensionnement de la commande.
- 2) Optimiser les surfaces (consignes) de référence en ce sens que l'on pourrait y inclure de manière pondérée, en plus de l'état commandé, une expression d'une ou de plusieurs variables libres. Nous avons montré que si cela détériorait un peu les qualités de poursuite, le rejet de perturbation devenait plus performant. Il reste donc des problèmes ouverts quant à la maîtrise de la dynamique libre.
- 3) Explorer d'avantage la commande passive sous son aspect commande à structure variable. Nous avons abordé la commande à structure variable passive toutefois sans que cette dernière, malgré une expression de commande plus élaborée, n'ait pas apporté plus qu'une simple commande par modes glissants. Ceci a conduit à ne pas en faire état dans le corpus de la thèse.

- 4) Etendre le concept à d'autres structures de l'EP en particulier et dans le champ de l'électrotechnique de manière plus générale. Car, si les résultats obtenus nous poussent à une certaine modestie au vu de leur caractère non exceptionnel, il peut être possible de trouver des structures pour lesquelles la commande passive s dimensionnement de la commande.chniques.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [BA-92] S. Bacha, S. Chniba, A. Hassan, M. Brunello, J.P. Ferrieux : « Modélisation grands signaux de convertisseurs à résonance série », J. de Phys. III 2 (1992) 821-839
- [BA-93] S. Bacha, « Sur la modélisation et la commande des alimentations à découpage symétrique », Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'INPG, 1993
- [BA-97] S. Bacha, D. Georges, E. Oyarbide, J.P. Rognon, « Some Results on Nonlinear Control in Power Electronics Applications », IFAC Conference on Control of Industrial Systems, Belfort, France, Mai 1997
- [BR-74] R.W. Brockett, J.R. Wood, "Electrical networks containing controlled switches", Addendum to IEEE Symposium on Circuit Theory, Avril 1974
- [BY-91] C.I. Byrnes, A. Isidori, J.C. Willems, "Passivity, feedback equivalence, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, no. 11, pp. 1228-1240, 1991
- [EM-70] S.V. Emelyanov, « Systèmes à structure variable », De Nauka, 1970
- [FE-84] J.P. Ferrieux, "Modélisation des convertisseurs continu-continu à découpage", Thèse de Doctorat 3^e Cycle INPG 1984
- [FI-60] A.F. Filipov, « Application of theory of differential equations with discontinuous righthand side to nonlinear control problems », Proc. Of 1st IFAC, Inzd, AMSSSR, 1960
- [GE-97] D. Georges, E.Oyarbide, S. Bacha, « Passivity-Based Adaptive Control for Static Condensers », European Control Conference ECC'97, July 1997
- [GY-94] L. Gyugyi ; « Dynamic Compensation of AC Transmission Lines by Solid-State Synchronous Voltage Sources », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 9, N^o 2, Avril 1994, pp904-911
- [IS-89] A. Isidori, « Nonlinear Control System : an introduction », 2nd edition, Springer-Verlag, 1989

- [KR-90] P.T. Krein, R.M. Bass, "Geometric formulation , classification and methods for power electronic systems", IEEE 1990, pp499-505.
- [MA-95] B.M. Maschke, A.J. Van der Schaft, P.C. Breedveld, "An intrinsic Hamiltonian formulation of the dynamics of LC-circuits", IEEE Transactions on circuits and systems-I: Fun. The. and Appl., Vol. 42, No. 2, 1995
- [NI-95] B. Nicolas, M. Fadel, Y. Chéron, « Sliding mode control of DC-DC converters with input filter based on the Lyapunov-function approach », EPE'95, pp 1.338-1.343
- [OR-89] R. Ortega, M.W. Spong, "Adaptive motion control or rigid robots: a tutorial", Automatica, Vol. 25, No. 6, pp. 877-888, 1989
- [OR-93] R. Ortega, G. Espinosa, "Torque regulation of induction motors", Automatica, Vol. 29, No. 3, pp. 621-633, 1993
- [OR-94] R. Ortega, A. Loria, R. Kelly, L. Praly, "On passivity-based output feedback global stabilization or E-L systems", Proceedings of the 33rd Conference on Decision and Control, Lake Buena Vista, pp. 381-386, 1994
- [OR-96] R. Ortega, H. Sira-Ramirez, "Lagrangian modeling and control of switch regulated DC-to-DC power converters", Control using logic-basedswitching, Springer-Verlag, 1996
- [PE-70] P. Penfiel, R. Spence, S. Duinker, « Tellegen's Theorem and Electrical Networks », Research Monograph No. 58, The M.I.T. Press, 1970.
- [PE-96] P. Petitclair, S. Bacha, J.P. Rognon, "Averaged modelling and nonlinear control of a STATCON", PESC'96 – IEEE, Juin 1996, Italie
- [PE-97.a] P. Petitclair, « Modélisation et Commande de structures FACTS : Application au STATCOM », Thèse de Doctorat de l'INPG, Grenoble 1997.
- [PE-97.b] P. Petitclair, S. Bacha, J.P. Ferrieux: « Optimized linearization via feedback control law for a STATCOM », IEEE Industrial Applications Society, IEEE-IAS'97, Proc. pp 881-885, 1997

- [PE-97.c] P. Petitclair, Y. Bezanger, S. Bacha, N. Hadjsaid: « FACTS Modelling and Control: Application to the insertion of a statcom on power system », IEEE-IAS'97, Proc. pp 2213-2217, 1997
- [SA-89] S.R. Sanders, G.C. Verghese, D.E. Cameron: "Nonlinear control of switching power converters", Control Theory and Advanced Technology, Décembre 1989, pp 601-627
- [SA-90] S.R. Sanders, G.C. Verghese: "Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters", PESC'90, pp 51-58
- [SA-91] S.R. Sanders, J.M. Noworolski, X. Z. Liu, G.C. Verghese : « Generalized averaging method for power conversion circuits », IEEE Transactions on Power Electronics, vol 6, No 2, pp 251-258, 1991
- [SC-94] C.D. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T. Lemark, L. Gyugyi, T.W. Cease, A. Edris : « ± 100 Mvar Static Condenser Installation For Sullivan Substation » EPRI Proceeding FACTS Conference 3 Oct 94
- [SC-96] A. van der Schaft, « L_2 -Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control », Lecture Notes in Control and Information Sciences 218, Springer 1996
- [SI-90] H. Sira-Ramirez, « Differential geometric methods in variable-structure control », Int. J. Control, 1988, Vol. 48, No. 4, 1359-1390
- [SI-95] H. Sira-Ramirez, R. Ortega, « Passivity-Based Controllers for the Stabilization of DC-to-DC Power Converters », 34th Conference on Decision & Control, New Orleans; LA-December 1995, pp 3471-3476
- [SI-97] H. Sira-Ramirez, R. Ortega, R.A: Pérez-Moreno, M. García-Esteban, « Passivity-Based Controllers for the Stabilization of DC-to-DC Power Converters », Automatica 1997
- [ST-96] A.M. Stankovic: "A Dissipativity-Based Controller for Series Resonant DC/DC Converters", PESC'96, pp1844-1849.
- [SU-92] J. Sun, H. Grotstollen, « Averaged modelling of switching power converters : reformulation and thoretical basis », IEEE 1992

- [SU-93] J. Sun, H. Grostollen : « Averaged modelling and analysis of resonant converters », IEEE PESC'93, pp707-713
- [TA-81] M. Takegatki, S. Arimoto, "A new feedback method for dynamic control manipulators", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 102, pp 119-125, 1981
- [UT-71] V.A. Utkin, « Equations of sliding mode control in discontinuous systems », Automation and Remote Control, Vol 1, N° 12, pp 1897-1907, 1971.
- [VE-89] G.C. Verghese, C.A. Bruzos, K.N. Mahabir. « Averaged and sampled-data models for current mode control : a reexamination », IEEE 89
- [WI-72.a] J.C. Willems, « Dissipative dynamical systems. Part I : General theory », Arch. Rational Mech. Anal., 45, 5, pp321-351, 1972.
- [WI-72.b] J.C. Willems, « Dissipative dynamical systems. Part II : Linear systems with quadratic supply rates », Arch. Rational Mech. Anal., 45, 5, pp 352-393, 1972.
- [WY-81] J.L. Wyatt, JR., L.O. Chua, J.W. Gannett, I.C. Gökner, D.N. Green, « Energy concepts in the state-space theory of nonlinear n -ports : part I-Passivity », IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-28, No. 1, 1981
- [WY-82] J.L. Wyatt, JR., L.O. Chua, J.W. Gannett, I.C. Gökner, D.N. Green, « Energy concepts in the state-space theory of nonlinear n -ports : part II-Losslessness », IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-29, No. 7, 1982

Résumé de la thèse

Cette thèse est une étude exploratoire autour des apports de la commande passive et de sa version adaptative dans le champ de l'électronique de puissance. En première partie, après des rappels théoriques, les propriétés génériques des convertisseurs sous le formalisme d'Euler-Lagrange sont présentées. Ces propriétés rendent l'application de la commande passive naturelle. En seconde partie, des exemples d'application sont traités, ils sont choisis de manière à englober un large éventail de familles de convertisseurs. Les modèles de réglage vont du modèle moyen standard au modèle moyen généralisé en passant par des transformations usuelles. Enfin, dans le dernier chapitre, la faisabilité des commandes passive et passive-adaptative est testée sur un exemple de compensateur statique d'énergie réactive (STATCOM).

Mots clés :

Commande non linéaire – Commande Passive – Commande passive adaptative – Convertisseurs – Electronique de puissance – Modélisation – Systèmes d'Euler-Lagrange

Abstract

This work deals with the passivity based control and with its adaptive version for control of power electronics devices. First, after some theoretical discussions, power electronics converter's special properties are issued from general Euler-Lagrange models. One of these properties allows a straightforward passivity based control implementation. Next, several converters which take into account a large family of applications are selected and the passivity based control is then tested. For this, several tuning models, from averaged model to generalised averaged one, are used. Finally, some practical results concerning the Static Reactive Power Compensator (STATCOM) control are showed. This way, passivity based control's real implementation turns to be possible.

Keywords :

Nonlinear control – Passivity based control – Passivity based adaptive control – Converters – Power Electronics – Modelling – Euler-Lagrange systems

