

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Laboratoire de Commande des Processus



Département de Génie Electrique
Spécialité Automatique

Projet de fin d'études

***Pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'état en Automatique***

Thème

**Commande Robuste et Observateur Hybride
Pour les Convertisseurs Multicellulaires**

Proposé et dirigé par :

***Dr. O. BENZINEB
Pr. M.TADJINE***

Etudié par :

***BOUAZIZ Med farouk
TAIBI Fateh***

Promotion Juin 2008

***Laboratoire de commande des processus
Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie***

Remerciements

Nous remercions avant tout, notre Dieu qui nous a éclairé la bonne voie et nous a aidés à la parcourir.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à nos promoteurs M. Tadjine et M. Benzineb, pour nous avoir proposé ce sujet, leurs précieux conseils tout au long de notre travail, leur aide et leur confiance.

Nous tenons aussi à remercier monsieur K, Benmansour pour ses conseils précieux tout au long de ce projet.

Nous remercions très chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner notre travail.

Nous exprimons nos profondes reconnaissances à tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier nos enseignants de l'automatique : M. Tadjine, R. Illoul, F. Boudjema, H. Chekireb, M.S. Bouchrit, B. Himici, M. Berkouk, D. Boukhetala..., pour le savoir qu'ils nous ont transmis, pour leur disponibilité et leur gentillesse durant ces trois dernières années.

Nous aimerions adresser du fond du cœur nos plus fervents remerciements à nos parents, car nul autres qu'eux se sont plus sacrifiés pour notre bien et l'accomplissement de nos projets. Ils ont fait de nous ce que nous sommes aujourd'hui.

Enfin, tous nos remerciements à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce modeste travail. Nous leurs sommes très reconnaissants.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à ma très chère mère, à mon père que j'adore, et mes sœurs. Que Dieu les donne longue vie et une bonne santé.

Pour tous les membres de la famille, Bouaziz, Baza, Noui mhidi, Ben djedi, et Belmiloud, Que Dieu les garde et protège.

Aussi, je cite tous les professeurs et enseignants qui ont participé à ma formation de l'Ecole primaire à l'Ecole polytechnique et qui ont plantés et arrosés dans mon esprit l'arbre de la science, je cite en particulier : mon défunt grand père Farouk, M. Nasri, M. boukhalet, M. Zougliche, M. Bougera, et M. Arioua.

A tous mes amis et tous les étudiants de l'Ecole Nationale Polytechnique. Je leur souhaite à tous de très beaux succès dans la vie.

Merci également à mon ami et binôme Fateh, pour le travail que nous avons accompli cette année.

Je dédie enfin ce travail à tous ceux qui me sont chers, que j'aime et qui m'aiment.

BOUAZIZ Mohammed farouk

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Ma famille, en premier, à ma mère, à mon père et mes frères pour leur soutien.

A tous les enseignants d'automatique de L'Ecole Nationale Polytechnique.

A mon binôme pour tout le travail qu'on a accompli.

A tous mes amis et tous les étudiants de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Sommaire

Introduction générale	1
 Chapitre I : MODELISATION HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	
I.1. Convertisseurs multicellulaires	3
I.1.1. Apparition des convertisseurs multicellulaires série.....	3
I.1.2. Intérêt des convertisseurs multicellulaires.....	4
I.1.3. Principe de fonctionnement.....	4
I.1.4. Modèles mathématiques.....	5
I.1.4.1. Modèle instantané.....	5
I.1.4.2. Modèle moyen.....	8
I.1.4.3. Modèle harmonique.....	8
I.2. Approche hybride	9
I.2.1. Définition des systèmes hybrides.....	9
I.2.2. Classe des systèmes dynamiques hybride par morceaux.....	10
I.3. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules	11
I.3.1. Modèle du convertisseur.....	12
I.3.2. Modes de fonctionnement.....	13
I.3.3. Automate hybride du convertisseur.....	14
I.4. Analyse de la commande hybride d'un convertisseur à trois cellules	17
I.4.1. Simulation des systèmes hybrides.....	17
I.4.2. Résultats de simulation.....	18
I.5. Conclusion	20
 Chapitre II : COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	
II.1. Introduction	21
II.2. Critères de performances pour les systèmes en BF	21
II.3. Etude de la commandabilité	22

II.3.1. Commandabilité du modèle du convertisseur	22
II.3.2. Commandabilité d'un convertisseur à trois cellules.....	22
II.4. Commande par mode de glissement	23
II.4.1. Conception de la commande par mode glissant.....	23
II.4.2. Conditions de convergence et d'existence.....	23
II.4.3. Critère de Lyapunov.....	24
II.4.4. Fonctionnement en mode de glissement des convertisseurs statiques.....	24
II.4.5. Définition des surfaces à l'aide d'une fonction de Lyapunov.....	25
II.4.6. Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant.....	26
II.4.7. Commande par mode glissant d'un convertisseur à trois cellules.....	26
II.4.8. Résultats de simulation.....	28
II.4.9. Etude de la robustesse.....	30
II.4.10. Conclusion.....	32
II.5. Commande floue glissement	33
II.5.1. Terminologie de la logique floue.....	33
II.5.2. Structure de base d'un contrôleur floue.....	34
II.5.3. Avantages et désavantages du réglage par logique floue.....	35
II.5.4. Commande par le floue-glissement d'un convertisseur à trois cellules.....	36
II.5.5. Résultats de simulation.....	37
II.5.6. Etude de la robustesse.....	39
II.5.7. Conclusion.....	40
II.6. Commande H_∞	41
II.6.1. Principe de la commande H_∞	41
II.6.2. Formulation du problème H_∞ standard.....	42
II.6.3. Solution du problème standard.....	44
II.6.4. Problème de la sensibilité mixte.....	45
II.6.5. Commande H_∞ d'un convertisseur à trois cellules.....	46
II.6.6. Résultats de simulation.....	48
II.6.7. Etude de la robustesse.....	49
II.6.8. Conclusion.....	51
II.7. Etude comparative entre les différentes stratégies de commandes	51
II.8. Conclusion	52

**Chapitre III : OBSERVATEURS HYBRIDES POUR UN CONVERTISSEUR
MULTICELLULAIRE**

III.1. Introduction	53
III.2. Intérêt d’observer les tensions flottantes par l’approche hybride	53
III.3. Etude de l’observabilité	54
III.3.1. Observabilité d’un convertisseur à trois cellules	54
III.3.2. Observabilités à base du modèle hybride	55
III.4. Synthèse d’un observateur par mode glissant hybride	58
III.4.1. Principes et étapes de conception	58
III.4.2. Structure de l’observateur par mode de glissement	59
III.4.3. Dynamique des erreurs d’observations	61
III.4.4. Valeurs des paramètres et des gains	62
III.4.5. Résultats de simulation	62
III.4.6. Etude de la robustesse	66
III.5. Synthèse d’un observateur H_∞ hybride	71
III.5.1. Structure de l’observateur de <i>Luenberger</i>	71
III.5.2. Optimisation du gain d’observateur par H_∞	72
III.5.3. Application pour le convertisseur à trois cellules	73
III.5.4. Résultats de simulation	73
III.5.5. Etude de la robustesse	77
III.6. Etude comparative des commandes à base d’observateurs	82
III.7. Conclusion	82
Conclusion générale	83
Annexes	85
A. Algèbre de Lie et commandabilité des systèmes non linéaires	85
B. Observabilité des systèmes non linéaires	87
C. State flow	90
D. Commande d’un convertisseur à 5, et à 6 cellules	92
Bibliographie	94

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 : Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation	4
Figure I.2 : Cellule de commutation k	6
Figure I.3 : Prise en compte de l'effet des diodes	7
Figure I.4 : Evolution des tensions flottantes	7
Figure I.5 : La trajectoire $x(t)$ du système dynamique par morceaux.	10
Figure I.6 : Automate hybride représentant un oscillateur à valve.	11
Figure I.7 : Convertisseur à trois cellules.	12
Figure I.8,...,15 : Convertisseur dans les modes q_1, \dots, q_8	13
Figure I.16 : Modèle hybride pour un convertisseur 3 cellules	16
Figure I.17 : Schéma Simulink-Stateflow d'un convertisseur à trois cellules	17
Figure I.18 : Evolution des tensions V_{c1} et V_{c2}	18
Figure I.19 : Evolution du courant de charge I_s	19
Figure I.20 : Evolution des transitions	19
Figure I.21 : Evolution de la tension de sortie V_s	20

Chapitre II

Figure II.1 : Schéma bloc de la commande par mode de glissement	24
Figure II.2 : Tension flottante V_{c1} (modèle sans diodes)	28
Figure II.3 : Tension flottante V_{c2}	28
Figure II.4 : Le courant de charge i_s	28
Figure II.5 : La tension de charge V_s	28
Figure II.6 : Convergence des surfaces de glissement	29
Figure II.7 : Evolution des interrupteurs	29
Figure II.8 : Tension flottante V_{c1} (test 1_modèle avec diodes)	30
Figure II.9 : Tension flottante V_{c2}	30
Figure II.10 : Le courant de charge i_s	30
Figure II.11 : La tension de charge V_s	30
Figure II.12 : Convergence des surfaces	31
Figure II.13 : Tension flottante V_{c1} (test 2_variations paramétriques)	31
Figure II.14 : Tension flottante V_{c2}	31
Figure II.15 : Le courant de charge i_s	32
Figure II.16 : La tension de charge V_s	32
Figure II.17 : Convergence des surfaces	32
Figure II.18 : Structure d'un contrôleur flou	34
Figure II.19 : Bande du floue glissant	37
Figure II.20 : Calculateur flou	37
Figure II.21 : Tension flottante V_{c1} (modèle sans diodes)	38
Figure II.22 : Tension flottante V_{c2}	38
Figure II.23 : Le courant de charge i_s	38
Figure II.24 : La tension de charge V_s	38
Figure II.25 : Convergence des surfaces de glissement	38
Figure II.26 : Evolution des interrupteurs	39
Figure II.27 : Tension flottante V_{c1} (variations paramétriques)	39
Figure II.28 : Tension flottante V_{c2}	39

Figure II.29 : Le courant de charge i_s	40
Figure II.30 : La tension de charge V_s	40
Figure II.31 : Convergence des surfaces	40
Figure II.32 : Structure de la boucle fermée classique	41
Figure II.33 : Schéma de commande standard	42
Figure II.34 : Problème standard de sensibilité mixte	45
Figure II.35 : Lieu de BODE des gains de la fonction sensibilité $S(s)$	47
Figure II.36 : Lieu de BODE des gains de la fonction sensibilité complémentaire $T(s)$	47
Figure II.37 : Tension flottante V_{c1} (modèle sans diodes)	48
Figure II.38 : Tension flottante V_{c2}	48
Figure II.39 : Le courant de charge i_s	48
Figure II.40 : La tension de charge V_s	48
Figure II.41 : Evolution des interrupteurs	48
Figure II.42 : Tension flottante V_{c1} (test 1_modèle avec diodes)	49
Figure II.43 : Tension flottante V_{c2}	49
Figure II.44 : Le courant de charge i_s	49
Figure II.45 : La tension de charge V_s	49
Figure II.46 : Tension flottante V_{c1} (test 2_variations paramétriques)	50
Figure II.47 : Tension flottante V_{c2}	50
Figure II.48 : Le courant de charge i_s	50
Figure II.49 : La tension de charge V_s	50

Chapitre III

Figure III.1,...,8 : Les modes $q_2, q_7, q_4, q_5, q_3, q_6, q_1, q_8$	56
Figure.III.9 : Schéma bloc d'un observateur hybride	58
Figure III.10 : Estimation des variables d'états [Obs_MG] (modèle sans diodes)	63
Figure III.11 : Zoom sur l'estimation des variables d'états	63
Figure III.12 : Les erreurs d'observation	64
Figure III.13 : Etat de l'observateur hybride	64
Figure III.14 : Estimation des variables d'états (modèle avec diodes)	65
Figure III.15 : Zoom sur l'estimation des variables d'états	65
Figure III.16 : Les erreurs d'observation	66
Figure III.17 : Etat de l'observateur hybride	66
Figure III.18 : Estimation des variables d'états [MG-MG] (variation paramétrique)	67
Figure III.19 : Les erreurs d'observation [MG-MG]	67
Figure III.20 : Estimation des variables d'états [H_∞-MG]	68
Figure III.21 : Les erreurs d'observation [H_∞-MG]	68
Figure III.22 : Estimation des variables d'états [MG-MG] (perturbation)	69
Figure III.23 : Les erreurs d'observation [MG-MG]	69
Figure III.24 : Estimation des variables d'états [H_∞-MG]	70
Figure III.25 : Les erreurs d'observation [H_∞-MG]	70
Figure III.26 : Diagramme de la dynamique de l'erreur d'estimation	72
Figure III.27 : Extraction de la matrice d'observation $L(s)$	72
Figure III.28 : Estimation des variables d'états [Obs_H_∞] (modèle sans diodes)	74
Figure III.29 : Zoom sur l'estimation des variables d'états	75
Figure III.30 : Les erreurs d'observation	75
Figure III.31 : Etat de l'observateur hybride	75
Figure III.32 : Estimation des variables d'états (modèle avec diodes)	75
Figure III.33 : Zoom sur l'estimation des variables d'états	76
Figure III.34 : Les erreurs d'observation	76
Figure III.35 : Etat de l'observateur hybride	77

Figure III.36 : Estimation des variables d'états [$\mathbf{MG}-\mathbf{H}_\infty$] (variation paramétrique)	77
Figure III.37 : Les erreurs d'observation [$\mathbf{MG}-\mathbf{H}_\infty$]	78
Figure III.38 : Estimation des variables d'états [$\mathbf{H}_\infty-\mathbf{H}_\infty$]	79
Figure III.39 : Les erreurs d'observation [$\mathbf{H}_\infty-\mathbf{H}_\infty$]	79
Figure III.40 : Estimation des variables d'états [$\mathbf{MG}-\mathbf{H}_\infty$] (perturbation)	80
Figure III.41 : Les erreurs d'observation [$\mathbf{MG}-\mathbf{H}_\infty$]	80
Figure III.42 : Estimation des variables d'états [$\mathbf{H}_{\infty-}\mathbf{H}_\infty$]	81
Figure III.43 : Les erreurs d'observation [$\mathbf{H}_\infty-\mathbf{H}_\infty$]	81

Annexes

Figure C.1 : Exemple d'un state flow (8 états du convertisseur à trois cellules)	91
Figure D.1 : Variables d'état pour 5 cellules (commande \mathbf{MG})	92
Figure D.2 : Variables d'état pour 6 cellules (commande \mathbf{MG})	92
Figure D.3 : Evolution des interrupteurs U_i pour 6 cellules	92
Figure D.4 : Variables d'état pour 5 cellules (commande \mathbf{H}_∞)	93
Figure D.5 : Variables d'état pour 6 cellules (commande \mathbf{H}_∞)	93
Figure D.6 : Evolution des interrupteurs U_i pour 5 cellules	93

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I

Tableau I.1 : Les huit modes d'opération de convertisseur 3 cellules avec la dynamique continue pour chaque mode.	14
Tableau I.2 : Les conditions possibles de transition.	15

Chapitre II

Tableau II.1 : Les pôles et les zéros du correcteur	47
Tableau II.2 : Etude comparative entre les stratégies de commandes	52

Chapitre III

Tableau III.1 : Etude comparative entre les stratégies d'observateurs hybrides	82
---	----

Abréviations

BF	boucle fermée
MG	commande par mode glissant
H_∞	commande H_∞

Symboles

p	nombre de cellules
V_{ck}	tensions flottantes
i_s ou I	courant de charge
V_s	tension de sortie
$\hat{v}_{c1}, \hat{v}_{c2}, \hat{I}_s$	estimation des variables d'état
u_i ou sk_i	commande des interrupteurs
E	tension d'entrée
R	résistance de charge
L	inductance de charge
C_i	capacités flottantes
α_i	rapports cycliques
S_i	surfaces de commutation
$V(x)$	fonction de <i>Lyapunov</i>
$W_i(s)$	filtres de robustesse
N_f	opérateur différentiel
L_f	dérivée de <i>Lie</i>
$G(s)$	fonction de transfert
σ	valeur singulière

Fonctions et Opérateurs

<i>Sign</i>	fonction sign
<i>Sat</i>	fonction saturation
$S(s), T(s)$	fonctions de sensibilité et sensibilité complémentaire
$\left[\begin{array}{c c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right]$	représentation d'état
A^T	transpose
A^{-1}	inverse
I	matrice identité
$\ f(\cdot)\ _\infty, \ f(\cdot)\ _2$	les normes H_∞ et H_2
$Det(\cdot)$	déterminant

Introduction générale

Depuis de nombreuses années dans le domaine de l'électronique de puissance, nous assistons à une augmentation sans cesse des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles.

Ces convertisseurs de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter la puissance nécessaire à celle consommée. A partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Un intérêt remarquable a été donc donné à l'amélioration des convertisseurs de puissance. En effet, la dernière décennie a été marquée par des avancés technologiques sans précédents dans le domaine de l'électronique de puissance : apparition de nouveaux interrupteurs capables de commuter rapidement et supportant une grande tension et un grand courant, apparition de nouvelles structures de conversion (structures multiniveaux), et développement de nouvelles stratégies de commande.

Une nouvelle topologie de convertisseurs apparue au début des années 90, les convertisseurs multicellulaires série. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. La structure multicellulaire série a permis d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste, et peut être adaptée à toutes les configurations de conversions.

En effet, en entrelaçant des signaux de commande, les tensions aux bornes des condensateurs flottantes s'équilibrent, c'est le phénomène d'équilibrage naturel. Il a pour effet la réduction des contraintes en tension sur chaque interrupteur, et d'augmenter le nombre de niveaux en sortie de bras, cette structure permet aussi d'améliorer les formes d'ondes en sortie et notamment le contenu harmonique en utilisant un déphasage adéquat des ordres de commande. D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée. De telles structures sont d'ores et déjà commercialisées dans des variateurs de vitesse de forte puissance (1 à 8 MW) et des hacheurs de tête de locomotive (4x1.5MW).

A nos jours, les convertisseurs multicellulaires sont commandés avec succès, par l'intermédiaire d'un modulateur à fréquence fixe fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion MLI. Les algorithmes de commande actuels ignorent donc le caractère éminent hybride de ce type de systèmes.

La modélisation est une étape très importante pour la synthèse de lois de commande et d'observateurs. Sa précision dépend des objectifs recherchés. La représentation des systèmes physiques par des modèles continus a traditionnellement été le seul champ de recherche dans la théorie des systèmes. Il est cependant connu que la plupart des systèmes physiques ne sont pas de nature purement continue. En effet, plusieurs processus physiques admettent des composants (valves, interrupteurs, ...) et des phénomènes (collisions, vidange de réservoir, ...) de types discrets. Ce type de système est utilisé dans plusieurs domaines tels que les processus chimiques, le contrôle du trafic aérien, la robotique, l'automobile, etc.

Les convertisseurs multicellulaires présentent par leur nature un comportement hybride. L'aspect hybride est décrit par la présence simultanée de variables discrètes (état des

interrupteurs) et continues (courant et tensions). Il est alors très intéressant d'introduire la modélisation hybride dans le domaine des systèmes électriques.

Plusieurs stratégies de commandes en boucle ouverte et en boucle fermée ont été développées afin de maintenir les tensions flottantes à des niveaux bien définis tout en régulant une variable de sortie (courant ou tension). Un phénomène naturel appelé *équilibre naturel* permet de réguler les tensions flottantes des convertisseurs multicellulaires sans l'utilisation de boucle de rétroaction. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibre plus importante, des commandes en boucle fermée sont développées. Elles nécessitent en revanche l'utilisation des capteurs de tensions flottantes dont le nombre augmente avec le nombre de cellules.

Par ailleurs, l'un des premiers succès incontestables de l'automatique a été de proposer un *observateur hybride* comme substitut aux capteurs très souvent onéreux, permettant ainsi de réduire le coût et l'encombrement de l'installation industrielle. L'observateur hybride est donc un système dynamique qui permet d'estimer les variables de sortie et indiquer l'état discret des interrupteurs à partir d'un nombre minimal de mesures et de la connaissance des entrées du système.

L'objectif de ce travail est de modéliser et commander par l'approche hybride un convertisseur à trois cellules, de trouver des stratégies de commande robuste, et de développer des observateurs hybrides pour ces convertisseurs.

Notre travail s'organise en trois chapitres ;

Le premier chapitre sera consacré à la présentation des convertisseurs multicellulaires série, apparition, le principe de fonctionnement et les différents modèles mathématiques. Nous développons ensuite un modèle hybride des convertisseurs multicellulaires, ce modèle présente un comportement naturel puisque il contient d'une part des variables discrètes représentées par les états des interrupteurs et d'autre part les modes pour les variables continues. Il permet la synthèse d'une loi de commande d'un convertisseur à trois cellules.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons des lois de commande assurant le contrôle des tensions et du courant de charge. Nous proposons trois stratégies de commande des convertisseurs multicellulaires, la première basée sur la théorie des modes glissants, cependant l'inconvénient du broutement nous a incité à développer une commande floue glissant, La troisième commande repose sur la théorie H_∞ , ces trois commande seront développées pour un convertisseur à trois cellules, mais sont généralisables au cas de plusieurs cellules, et afin de pouvoir comparer les performances des lois de commande basée sur un modèle instantané des séquences de teste ont été appliquées.

Le troisième chapitre est consacré à l'observation et la synthèse d'observateur. Une étude d'observabilité est effectuée, puis deux structures d'observateurs hybrides par mode glissant, et par H_∞ d'un convertisseur à trois cellules sont proposées afin d'estimer les tensions des condensateurs à partir de la mesure du courant de charge, les performances de ces observateurs seront évaluées. Ce chapitre est ensuite clôturé par une étude comparative entre les différentes stratégies de commandes à base d'observateurs synthétisés.

Enfin, dans une dernière partie, nous présenterons une conclusion rappelant les principaux résultats obtenus dans cette étude, ainsi que les perspectives d'études envisageables pour élargir le domaine d'application et la poursuite de ce travail.

I.1. Convertisseurs multicellulaires

Les éléments de base de l'électronique de puissance sont des semi-conducteurs à base de silicium, les deux plus célèbres interrupteurs commandés sont les thyristors apparus en 1957 et les transistors bipolaires développés au début des années 60. Ils sont à l'origine de la plupart des semi-conducteurs commandés conçus jusqu'à présent.

Depuis les années 90, les interrupteurs dédiés aux applications de moyenne tension, nécessitant des semi-conducteurs commandés à l'amorçage et au blocage, sont principalement les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) en 1985 et les IGCT (*Integrated Gate Commutated Thyristor*) [LIE 06].

Diverses technologies et connaissances ont été mises en œuvre afin d'améliorer les propriétés des semi-conducteurs de puissance. Des efforts ont été dirigés afin de minimiser les pertes à l'amorçage et en commutation, d'opérer à des fréquences de découpage de plus en plus élevées, d'améliorer la dissipation thermique, la fiabilité et la robustesse des composants.

En outre, la hausse des niveaux de tension exigés pour les applications moyenne tension/forte puissance et la limite des calibres disponibles sur le marché légitiment l'utilisation, depuis une vingtaine d'années, de structures de conversion d'énergie multiniveaux.

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux [AIM 03]. Ces nouvelles topologies permettent la répartition des contraintes en tension sur plusieurs interrupteurs et offrent des performances bien supérieures à celles des structures classiques.

I.1.1. Apparition des convertisseurs multicellulaires série

La mise en série des interrupteurs semblait être une solution pour les applications à grande puissance pour lesquelles la technologie n'offrait pas d'autres alternatives [BET 05]. En effet ce fut le cas du hacheur (9kV) embarqué dans le TGV espagnol (A.V.E) en 1990 pour adapter la tension continue (3kV) délivrée par le réseau ferré espagnol. Dans ce système, la fonction « interrupteur commandé » était conçue par la mise en série de n interrupteurs de calibre plus petit. Pour fonctionner correctement, les interrupteurs mis en série de ce convertisseur doivent commuter simultanément.

Cependant, le synchronisme des commutations étant impossible à obtenir, lors du blocage, le premier semi-conducteur ouvert doit supporter toute la tension. De même, lors de l'amorçage, le dernier semi-conducteur amorcé doit supporter toute la tension. Ce problème a été résolu en ajoutant un circuit R.C.D sur chaque interrupteur [BET 05]. Mais il reste que ce principe de fonctionnement présente plusieurs inconvénients : réduction du nombre de degré de liberté, ajout d'un circuit dissipatif et augmentation des pertes engendrées.

Le convertisseur multicellulaire série est une proposition toute autre. Il propose non pas la mise en série des interrupteurs, mais la mise en série de cellules de commutation. Cette topologie de convertisseur est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par *Thierry A. Meynard* et *Henri Foch* [MEY 91].

I.1.2. Intérêt des convertisseurs multicellulaires

D'une manière générale, un convertisseur multiniveaux implique l'association de semi-conducteur et de sources de tensions capacitives. Le fonctionnement de ce type de convertisseur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées. C'est là où réside l'un des majeurs avantages de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux [BEN 03].

En plus, la tension de sortie multiniveaux délivrée par ce type de convertisseur présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, cette structure permet de supprimer certaines familles de raies harmoniques [AIM 03].

Le domaine d'application de ce type de structure est donc très vaste [TAC 98], et de nombreuses études ont permis d'en apprécier l'étendue :

- Bras d'onduleur 7 cellules – 8 niveaux, 4000V – 300A développé par Alcatel Alsthom Recherche et le L.E.E.I ;
- Onduleur 4 cellules – 5 niveaux utilisé dans une application de filtrage actif des réseaux moyenne tension 20kV développé en collaboration par E.D.F, CEGELEC et le L.E.E.I ;
- Onduleur 3 cellules – 4 niveaux fonctionnant en redresseur à absorption sinusoïdale réalisé au L.E.E.I.

Cette dernière application permet d'obtenir à partir d'un réseau 240V - 50Hz une alimentation haute tension 600V à 1500V d'une puissance 4,4 kW.

I.1.3. Principe de fonctionnement

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [MEY 92]. Plusieurs brevets ont été déposés à ce sujet [MEY 91].

La structure multicellulaire est représentée sur la figure I.1. [LIE 06], [AIM 03].

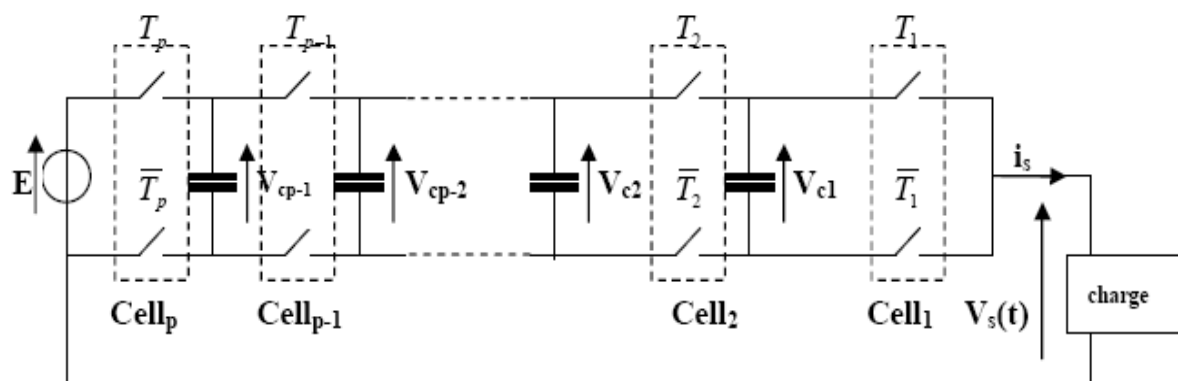


Figure I.1. Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation.

Les deux interrupteurs de chaque paire (T_k et \overline{T}_k) ne doivent jamais être passants en même temps pour éviter de court-circuiter les sources de tension. Ceci est obtenu grâce au contrôle des deux interrupteurs avec des signaux quasi-opposés en intégrant des temps morts à chaque commutation.

La structure multicellulaire peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi-pont ou en pont complet. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $p-1$ condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu. Pour le $k_{i\grave{e}me}$ condensateur, on a :

$$V_{ck} = k \cdot \frac{E}{p} \quad (1 \leq k \leq p-1) \quad (I.1)$$

Ainsi, chaque condensateur flottant joue le rôle d'une source idéale de tension.

I.1.4. Modèles mathématiques

La modélisation est une étape très importante dans la simulation, la synthèse de lois de commande, et la conception d'observateurs. La précision de la modélisation est définie selon l'objectif visé.

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs fournissent $2p-1$ degrés de libertés (p rapports cycliques et $p-1$ déphasages). Selon les degrés de liberté utilisés pour la définition d'une stratégie de commande, trois types de modèles ont été développés: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique [BOU 08].

I.1.4.1. Modèle instantané

Le modèle instantané d'un convertisseur multicellulaire représente fidèlement l'état des cellules du convertisseur à tout instant. Il est basé sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs (passant ou bloque) du convertisseur.

Le modèle instantané présentant le convertisseur (avec une charge R_L) sous forme d'équation d'état est défini par:

$$\Sigma \left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) i_s \\ \vdots \\ \frac{dv_{cp-1}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} (u_p - u_{p-1}) i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{v_{c1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{v_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \dots - \frac{v_{cp-1}}{L} (u_p - u_{p-1}) - \frac{R}{L} i_s + \frac{E}{L} u_p \end{array} \right. \quad (I.2)$$

L'équation d'état instantanée d'un convertisseur à p cellules peut alors s'écrire sous la forme :

$$\dot{X} = AX + G(X)U \tag{I.3}$$

X est le vecteur d'état, $X = \begin{bmatrix} v_c \\ i_s \end{bmatrix}$ et U est le vecteur de commandes, $U = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}$.

$$\text{Tels que : } A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \text{ et } G(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{C_1} & \frac{i_s}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{C_2} & \frac{i_s}{C_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{i_s}{C_{p-1}} & \frac{i_s}{C_{p-1}} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L} & \dots & \frac{v_{cp-1} - v_{cp-2}}{L} & \frac{E - v_{cp-1}}{L} \end{bmatrix} \tag{I.4}$$

Comme le vecteur X intervient dans la matrice G , le modèle donc est non linéaire présentant un couplage entrées sorties. Son inconvénient majeur est que la commande est discontinue vu que, dans le cas idéal, la commande des interrupteurs passe de 0 à 1 en un temps nul. Toutes les commandes en amplitude (ou l'état des interrupteurs est défini en fonction du courant et de la tension), dont la commande par mode glissant, des convertisseurs multicellulaires sont basées sur ce modèle.

Prise en compte de l'effet des diodes

Le modèle instantané (I.1.4.1) ne prend pas en compte la bidirectionnalité en courant des interrupteurs (diodes placées en antiparallèle sur les interrupteurs).

En effet dès que la tension $v_{ck-1} > v_{ck}$ les diodes prennent le contrôle du convertisseur quels que soit les signaux de commande. La figure I.2, représente une cellule de commutation k avec un IGBT de type 3 segments associés à des diodes en antiparallèle.

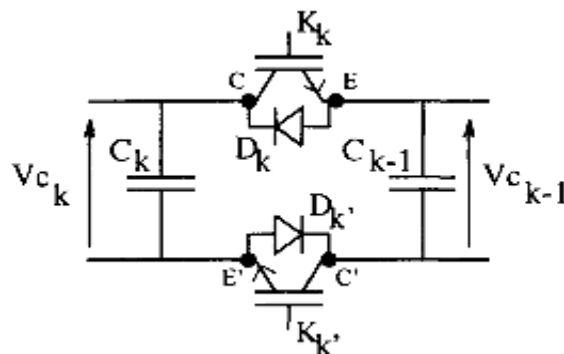


Figure I.2. Cellule de commutation k

Si la tension $V_{ck-1} > V_{ck}$ (potentiel $E > C$), la diode D_k se met à conduire et la tension aux bornes du condensateur V_{ck} est bloquée à sa valeur, dans ce cas la cellule de commutation présente différentes configurations [TAC 98].

Simulation du modèle en boucle ouverte

En simulation, la prise en compte de l'effet de ces diodes est obtenue par le bloc représenté à la figure I.3, à l'aide de Matlab-Simulink (cas de trois cellules).

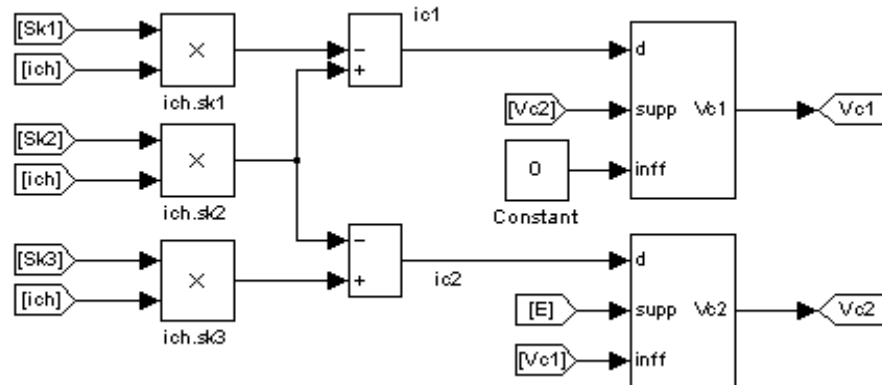


Figure I.3. Prise en compte de l'effet des diodes dans la génération des tensions v_{ck}

Ce bloc possède trois entrées qui sont le courant i_{ck} , la tension v_{ck+1} (limite supérieure), et la tension v_{ck-1} (limite inférieure), la tension v_{ck} constitue l'unique sortie.

Nous mettons en évidence les évolutions des tensions flottantes pour le modèle instantané (en bleu), et le modèle qui prend en compte l'effet des diodes (en rouge). Ceci est mis en œuvre dans le cas d'un convertisseur à trois cellules avec une génération des signaux de commande en boucle ouverte (commande MLI). Dans les deux cas, les tensions v_{ck} s'établissent à leur valeur d'équilibre avec une dynamique un peu lente en régime transitoire à cause de l'effet des diodes.

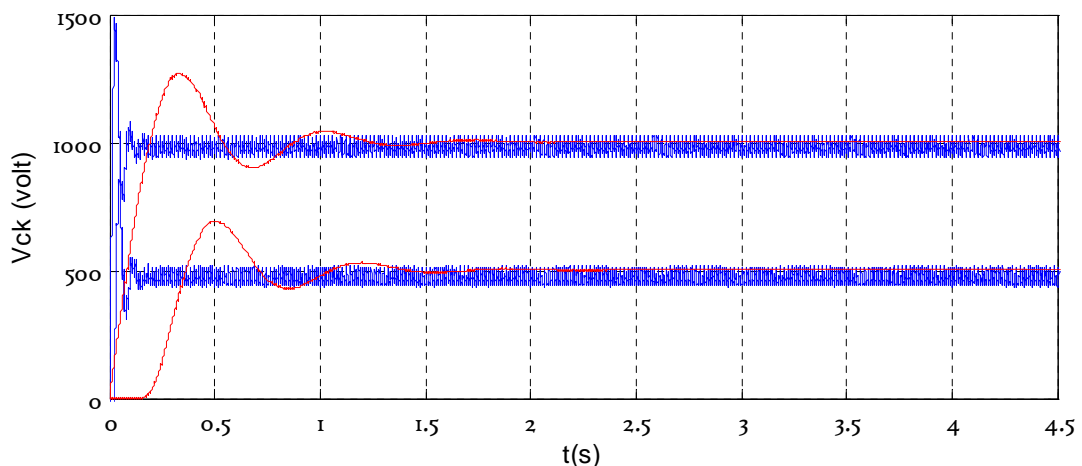


Figure I.4. Evolution des tensions flottantes

Les deux modèles instantanés (avec et sans l'effet des diodes) seront utilisés pour valider en simulation les lois de commande mises en œuvre.

I.1.4.2. Modèle moyen

En remplaçant les ordres de commande dans le modèle instantané par leurs valeurs moyennes sur une période de découpage : $\alpha_i = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} u_i dt$, On en déduit le modèle moyen :

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G \langle X \rangle U \quad (I.5)$$

Le remplacement des grandeurs du modèle instantané par leurs valeurs moyennes n'est valable que si les constantes de temps du système sont beaucoup plus grandes que la période de découpage.

Sous sa forme générale le modèle moyen d'un convertisseur à p cellules s'écrit alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} (\alpha_1 - \alpha_2) x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2} (\alpha_2 - \alpha_3) x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}} (\alpha_{p-1} - \alpha_p) x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L} (\alpha_2 - \alpha_1) x_1 - \frac{1}{L} (\alpha_3 - \alpha_2) x_2 - \dots - \frac{1}{L} (\alpha_p - \alpha_{p-1}) x_{p-1} - \frac{R}{L} x_p + \frac{E}{L} \alpha_p \end{array} \right. \quad (I.6)$$

Le vecteur X représente ici les valeurs moyennes des tensions des condensateurs et la valeur moyenne du courant de charge.

Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage mais présente l'inconvénient d'être basée sur la valeur moyenne donc de privilégier des évolutions lentes. Elle fut la première à être utilisée pour définir des commandes pour le convertisseur multicellulaire.

I.1.4.3. Modèle harmonique

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de fourrier des signaux de commande. Il permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques.

Son principe est de déterminer à partir de la connaissance des signaux de commande (α_i et $\phi_i, i=1, \dots, p$) la phase et l'amplitude des harmoniques aux bornes des interrupteurs du bas. L'harmonique de la tension de sortie est donc obtenue en sommant ces tensions, on détermine les harmoniques du courant dans la charge qui permettent de déterminer l'évolution des tensions des condensateurs.

L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A \langle \alpha, \phi \rangle X + B(\alpha, \phi) E \quad (I.7)$$

α , est le vecteur des rapports cycliques et ϕ , est le vecteur de phase.

Chacun de ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande [BOU 08]. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les « $p-1$ » déphasages intercellules simultanément.

I.2. Approche hybride

Dans toute formulation d'un problème de commande ou d'observation, le modèle mathématique développé dans le but d'établir la loi de commande ou de synthétiser un observateur, ne reflète pas exactement le processus réel. Ces différences peuvent par exemple être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations des paramètres du système ou à l'approximation trop directe de comportements complexes du processus. On doit néanmoins s'assurer que, malgré toutes ces incertitudes, la loi de commande résultante permet d'atteindre les objectifs prédéfinis.

L'importance du problème a entraîné un développement rapide de la théorie des systèmes hybrides. Cette théorie a trouvé de nombreuses applications dans des domaines aussi variés que l'informatique, l'industrie automobile, la robotique, le contrôle du trafic aérien, la biologie, l'automobile, et l'électronique de puissance [BEN 06].

I.2.1. Définition des systèmes hybrides

Les systèmes dynamiques hybrides (SDH) sont des systèmes dynamiques faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes de types continus et événementiels et qui nécessitent, pour leur description, l'utilisation de fonctions du temps continues par morceaux et de fonctions à valeurs discrètes. Ces fonctions représentent aussi bien l'état interne que les entrées, les sorties et les perturbations. Le caractère hybride d'un système peut provenir du système lui-même ou de sa commande. C'est le cas, par exemple, de la commande tout-ou-rien d'un système continu. Par extension, lorsque dans un même système physique certaines grandeurs varient très rapidement (quasi-instantanément) par rapport aux autres, une modélisation hybride de ce système est envisageable et donne souvent de bien meilleurs résultats qu'une modélisation continue.

Les systèmes hybrides sont communément modélisés avec l'utilisation des Automates hybrides. L'idée est simple : Un " mode machine " fini est construit en combinant les changements de l'état continu, décrits par les équations différentielles, qu'on appelle les modes et les changements de l'état discret qui sont modélisés en utilisant les transitions, dépendant des conditions, et des performances des actions possibles, entre les modes.

Définition d'un automate hybride : Un automate hybride \mathbf{H} est une collection [BEN 06]:

$$H = \{Q, X, f, Init, D, E, G, R\} \quad (I.8)$$

Où :

- Q est l'espace d'état discret; (sommets de l'automate)

- $X = \mathbb{R}^n$ est l'espace d'état continu; L'état continu est caractérisé à chaque instant par $x = [x_1 \ x_2 \dots \ x_n]^T$;
- $f: Q \times X \rightarrow \mathbb{R}^n$ est les champs de vecteur associés dans chaque état discret.
- $Init \subset Q \times X$ est l'ensemble des états initiaux.
- $D: Q \rightarrow P(X)$ est le domaine.
- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des bords.
- $G: E \rightarrow P(x)$ est l'état de garde.
- $R: E \times X \rightarrow P(x)$

Nous référons $(q, x) \in Q \times X$ comme l'état de **H**. En général, les automates hybrides définissent des évolutions possibles pour leur état. En commençant par la valeur initiale $(q_0, x_0) \in Init$, l'état continu x coule selon le champ de vecteur $f(q_0)$, alors que l'état discret q demeure constant. L'évolution continue peut continuer aussi longtemps que x demeure dans $D(q_0)$. Si dans quelques points x atteint une garde $G(q_0, q_1)$, à partir de quelques $(q_0, q_1) \in E'$, l'état discret peut changer la valeur en q_1 . En même temps l'état continu obtient la remise à une certaine valeur dans $R(q_0, q_1, x)$. Après cette transition discrète, l'évolution continue reprend et le processus entier est répété.

I.2.2. Classe des systèmes dynamiques hybride par morceaux

Le formalisme des systèmes hybrides est très général et englobe de nombreuses classes de modèles de la théorie du contrôle. Dans cette partie, nous présentons la classe des systèmes hybrides dynamiques par morceaux qui contient les convertisseurs multicellulaires.

Un système dynamique par morceaux évolue suivant plusieurs dynamiques différentes. Chaque dynamique est définie dans une région de l'espace d'état Dq . L'union de ces sous domaines qui sont deux à deux disjoints donne le domaine D . Sur chaque domaine Dq , on définit un champ de vecteurs f_q . La trajectoire $x(t)$ du système dynamique par morceaux se construit de la manière suivante (figure I.5) : Si $x(t_0)$ appartient à l'intérieur du domaine D_{q_0} , alors $x(t)$ est solution de l'équation différentielle associée au champ de vecteurs f_{q_0} jusqu'à l'instant t_1 où $x(t)$ atteint la frontière séparant le domaine D_{q_0} du domaine D_{q_1} . $x(t)$ devient alors solution de l'équation différentielle associée au champ de vecteurs f_{q_1} .

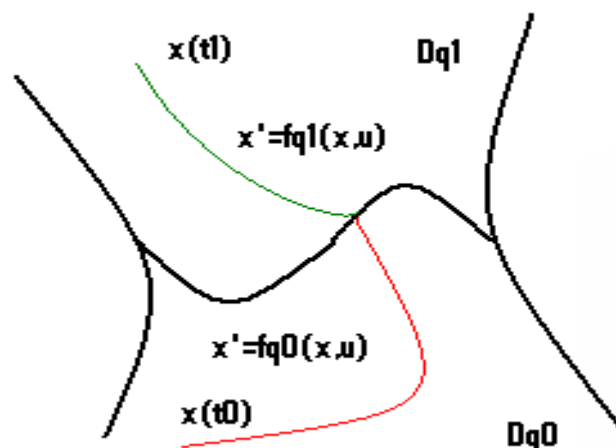


Figure I.5. La trajectoire $x(t)$ du système dynamique par morceaux.

Exemple (oscillateur à valve) [BIR 06]:

Soit l'oscillateur à valve défini par l'équation différentielle suivante :

$$LC \frac{d^2 i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i = \begin{cases} 0 & \text{si } \frac{di}{dt} < 0 \\ I_s & \text{si } \frac{di}{dt} > 0 \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Ce système peut être modélisé par un système dynamique par morceaux, (en posant $x_1 = i, x_2 = \frac{di}{dt}$) suivant le modèle:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= \begin{cases} -\frac{1}{LC} x_1(t) - \frac{R}{L} x_2(t) & \text{si } x_2(t) < 0 \\ -\frac{1}{LC} x_1(t) - \frac{R}{L} x_2(t) + \frac{I_s}{LC} & \text{si } x_2(t) > 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

L'automate hybride correspondant est représenté sur la figure I.6 suivante :

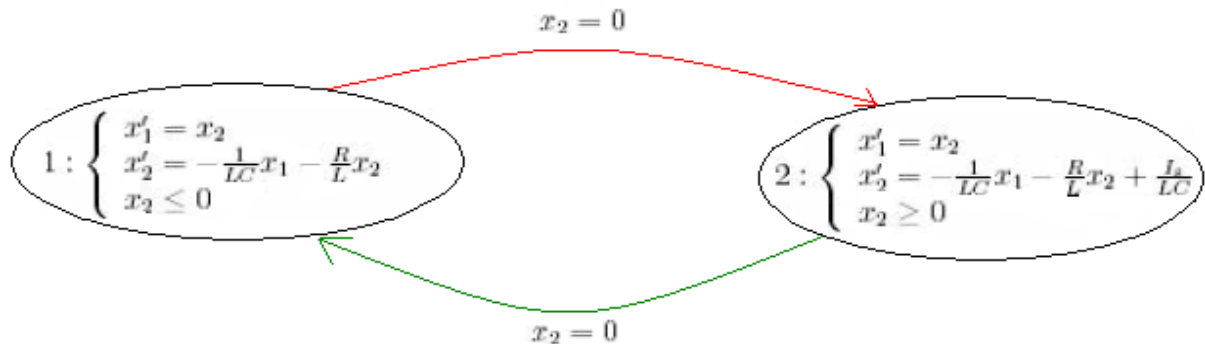


Figure I.6. Automate hybride représentant un oscillateur à valve.

I.3. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules

Un convertisseur multicellulaire possède des variables continues (tensions, courants), et des variables discontinues (états des interrupteurs), ce qui le classe dans la catégorie des systèmes hybrides. Ainsi, une modélisation hybride de ce système est envisageable et permet au convertisseur multicellulaire d'employer des outils puissants d'analyse et de synthèse pour une meilleure exploration des possibilités des contrôleurs.

Un convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation possède 2^p configurations différentes à dynamiques continues, pour que le convertisseur fonctionne correctement il faut maintenir les tensions des condensateurs flottants aux valeurs kE/p . Cela se fait en faisant des commutations périodiques entre les différentes configurations de façon à maintenir ces tensions à leurs valeurs exactes et à asservir le courant de charge à une valeur de référence. Ces commutations sont des événements discrets créés à chaque changement d'état d'un interrupteur. Il est clair que ce fonctionnement définit un système hybride avec une partie continue décrite par les dynamiques du courant et de la tension des configurations et une partie discrète définie par

les interrupteurs qui gouvernent les transitions. Selon la classification donnée précédemment, les convertisseurs multicellulaires sont des systèmes hybrides dynamiques par morceaux.

I.3.1. Modèle du convertisseur

Nous allons appliquer cette méthode de modélisation hybride pour un convertisseur à trois cellules, illustré dans la figure I.7 :

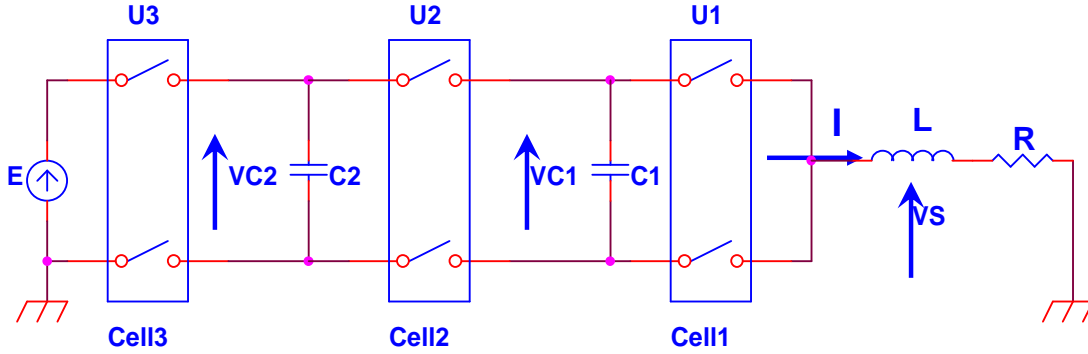


Figure I.7. Convertisseur à trois cellules.

Le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations:

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1}(u_2 - u_1) I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{c_2}(u_3 - u_2) I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}u_3 - \frac{V_{c2}}{L}(u_3 - u_2) - \frac{V_{c1}}{L}(u_2 - u_1) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Sous la forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{c_1}(u_2 - u_1) \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2}(u_3 - u_2) \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L}u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander les tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I autour de valeurs de la référence.

En pratique, maintenir les tensions des condensateurs et le courant de charge constants est impossible (le convertisseur ne fonctionnera pas), il faut donc définir des seuils minimaux et maximaux qu'il ne faut pas dépasser (le choix de ces seuils est en fonction des caractéristiques physiques des éléments du convertisseur et de la fréquence de commutation [BOU 08]). Ainsi les ordres de commutation sont donnés par les évolutions du courant et de la tension dans le circuit. De plus, la succession des configurations doit être choisie de façon à garantir la condition

d'adjacence c'est-à-dire faire une succession des commandes qui ne diffèrent entre elles que par une seule cellule de commutation [BET 04]. On définit alors les limites des variables d'état comme suit :

$$I = I_{ref}, \quad V_{c1ref} = \frac{2}{3}E, \quad V_{c2ref} = \frac{1}{3}E,$$

$$V_{cref}^+ = V_{cref} + \varepsilon \quad ; \quad V_{cref}^- = V_{cref} - \varepsilon, \quad I_{ref}^+ = I_{ref} + \Delta i \quad ; \quad I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta i \quad (I.13)$$

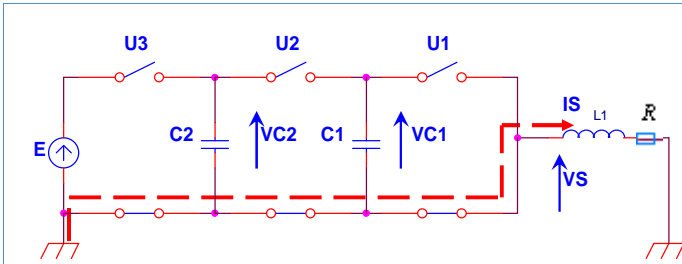
I.3.2. Modes de fonctionnement

Les variables discrètes sont les interrupteurs (supposés parfaits), chaque interrupteur prend deux valeurs 0 ou 1 . Ainsi, nous distinguons huit modes de opération (Tableau I.1.) donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^3, \forall q_i \in Q$.

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par :

$$f_q(X) = A(q).X + b(q) \quad (I.14)$$

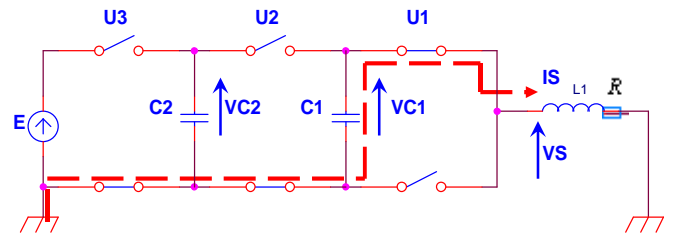
Où $X = [V_{c1} \quad V_{c2} \quad I]^T$ représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état.



$$(u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [0 \quad 0 \quad 0]^T)$$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} x$$

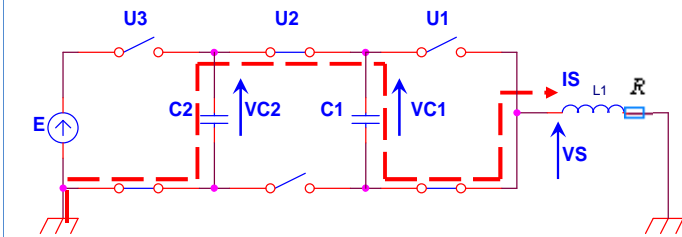
Figure I.8. Convertisseur dans le mode q_1



$$(u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [1 \quad 0 \quad 0]^T)$$

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} x$$

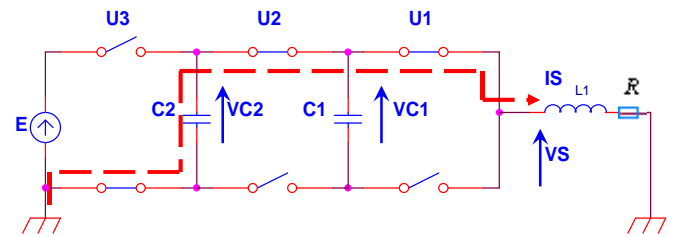
Figure I.9. Convertisseur dans le mode q_2



$$(u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [0 \quad 1 \quad 0]^T)$$

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x$$

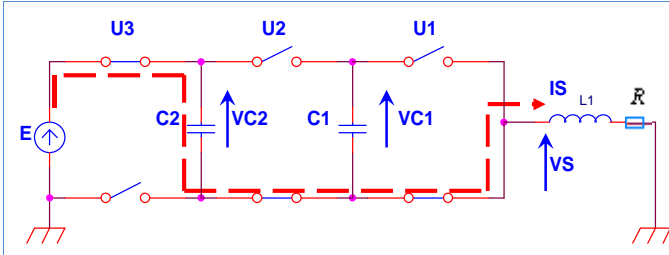
Figure I.10. Convertisseur dans le mode q_3



$$(u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [1 \quad 1 \quad 0]^T)$$

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x$$

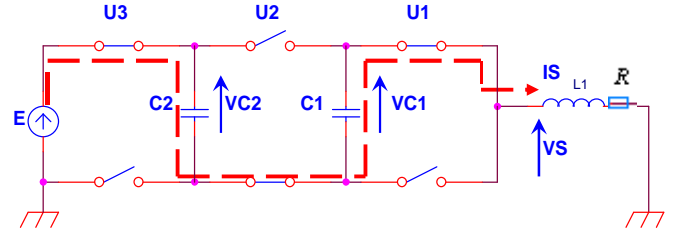
Figure I.11. Convertisseur dans le mode q_4



$$(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 1]^T)$$

$$f_{q_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

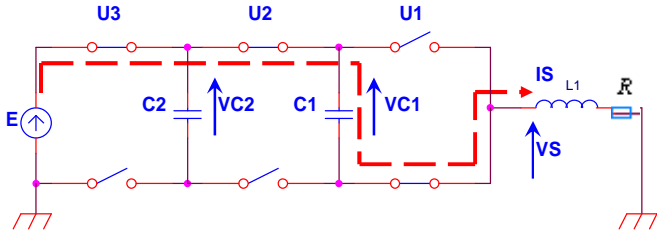
Figure I.12. Convertisseur dans le mode q_5



$$(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 1]^T)$$

$$f_{q_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

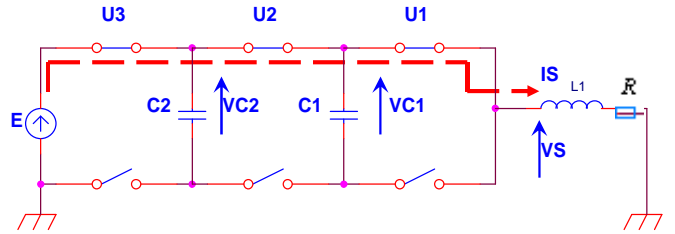
Figure I.13. Convertisseur dans le mode q_6



$$(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 1]^T)$$

$$f_{q_7}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Figure I.14. Convertisseur dans le mode q_7



$$(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 1 \ 1]^T)$$

$$f_{q_8}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Figure I.15. Convertisseur dans le mode q_8

Tableau I.1. Les huit modes d'opération de convertisseur à 3 cellules avec la dynamique continue pour chaque mode

Remarque : l'étude de la stabilité est vérifiée en traçant : $\dot{x} = f_{q_i}(x)$, pour $i=1,2,\dots,8$. On conclut que le convertisseur est stable.

I.3.3. Automate hybride du convertisseur

Les ensembles de transitions sont définis par:

$$E = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ for } i, j = 1, 2, \dots, 8\} \quad (I.15)$$

Les conditions possibles des transitions entre les divers modes (prenant en compte les conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles selon (Tableau I.2.):

$G(q_1, q_2)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_2, q_1)$	$= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+)] \}$
$G(q_1, q_3)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_3, q_1)$	$= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+)] \}$
$G(q_1, q_5)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \vee [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_5, q_1)$	$= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_2, q_4)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$
$G(q_4, q_2)$	$= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \}$
$G(q_2, q_6)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \}$
$G(q_6, q_2)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$
$G(q_3, q_4)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$
$G(q_4, q_3)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$
$G(q_7, q_3)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref}^-)] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$
$G(q_3, q_7)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \vee [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$
$G(q_4, q_8)$	$= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \vee [(V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^- \rangle)] \}$
$G(q_8, q_4)$	$= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^- \rangle)] \}$
$G(q_5, q_6)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_6, q_5)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_5, q_7)$	$= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$
$G(q_7, q_5)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_6, q_8)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_8, q_6)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref}^+)] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$
$G(q_7, q_8)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$
$G(q_8, q_7)$	$= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^- \rangle)] \vee [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref}^+)] \}$

Tableau I.2. Les conditions possibles de transition

La figure I.16 présente l'automate hybride d'un convertisseur trois cellules (avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$). Quand un état de transition est vérifié, le système commute vers un autre mode. Les conditions des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un règlement des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et du courant I autour des valeurs de référence.

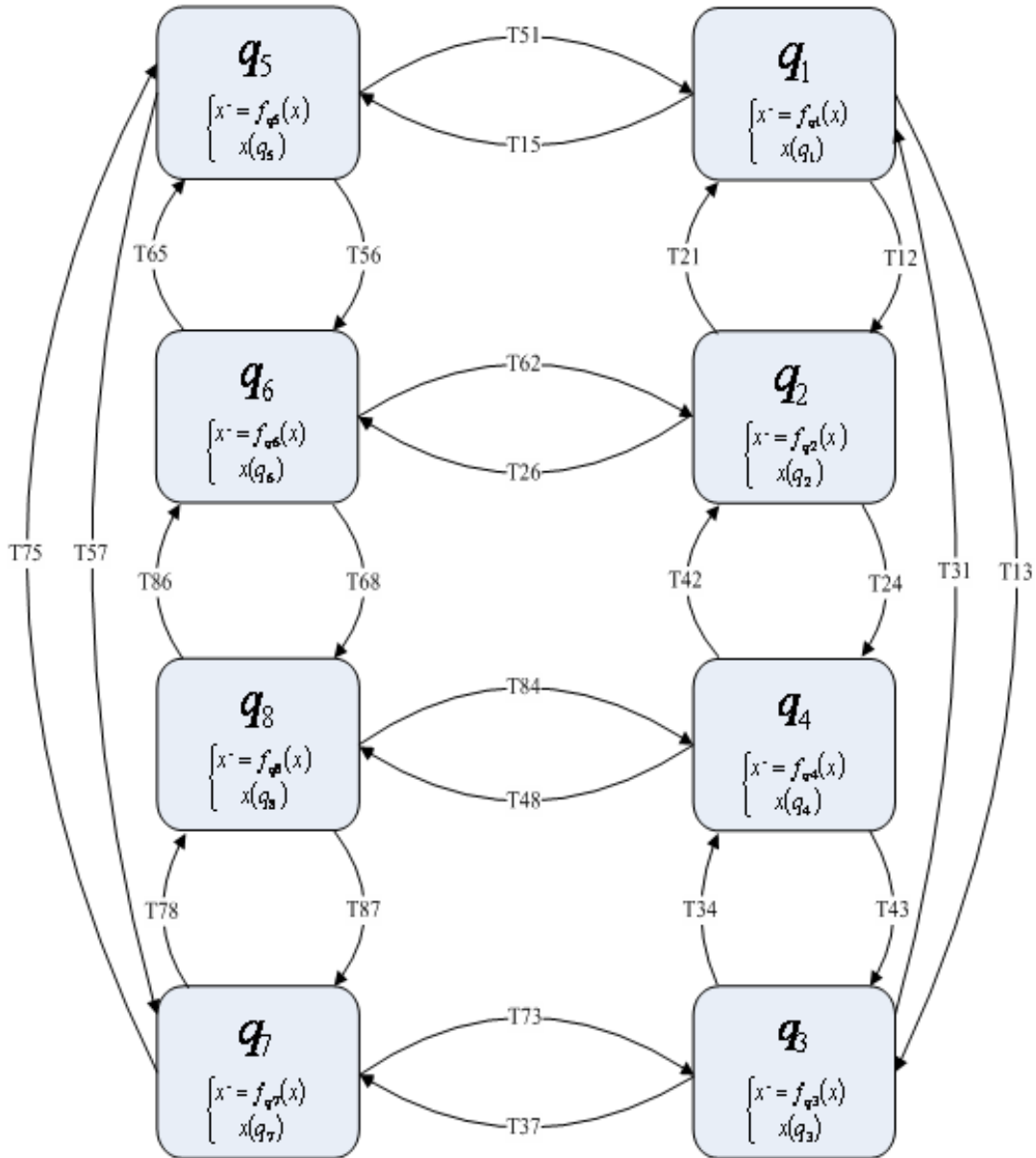


Figure I.16. Modèle hybride pour un convertisseur 3 cellules

Remarque :

Les transitions entre les modes sont alors gouvernées par ces conditions; si l'une d'entre elles est violée durant le fonctionnement d'un mode donné, le système doit commuter à un autre mode permettant de retrouver à nouveau l'équilibre tout en respectant la condition d'adjacence. [BOU 08]. Les autres transitions (exemple : $G(q1, q4)$) ne sont pas tolérées car elles ne respectent pas la règle d'adjacence.

I.4. Analyse de la commande hybride d'un convertisseur à trois cellules

I.4.1. Simulation des systèmes hybrides

La simulation d'un système hybride consiste à calculer une exécution (t, q, x) acceptée par le système H . Contrairement aux systèmes dynamiques continus où on calcule la valeur des variables du système à des instants discrétisés, l'approche hybride fournit une représentation formelle de l'exécution. Plusieurs logiciels permettant de simuler les systèmes hybrides ont été développés et mise en œuvre. *Henzinger et Ho* ont proposé HYTECH comme un outil automatique d'analyse des systèmes hybrides. *Taylor et Kebede* ont développé des outils de Matlab pour la modélisation et la simulation des systèmes hybrides. [BOU 08].

Afin de valider le modèle hybride proposé et la commande des variables d'état du système $[V_{c1ref} V_{c2ref} I_{ref}]$, nous avons choisi de travailler avec le logiciel Matlab. Ce logiciel, fournit des outils pour modeler et simuler les systèmes hybrides. L'outil continu bien connu Simulink de simulation de système, peut être intégré avec Stateflow (Annexe C), un outil de simulation pour les systèmes entraînés par les événements. La figure I.17 montre un diagramme Simulink-Stateflow d'un système hybride.

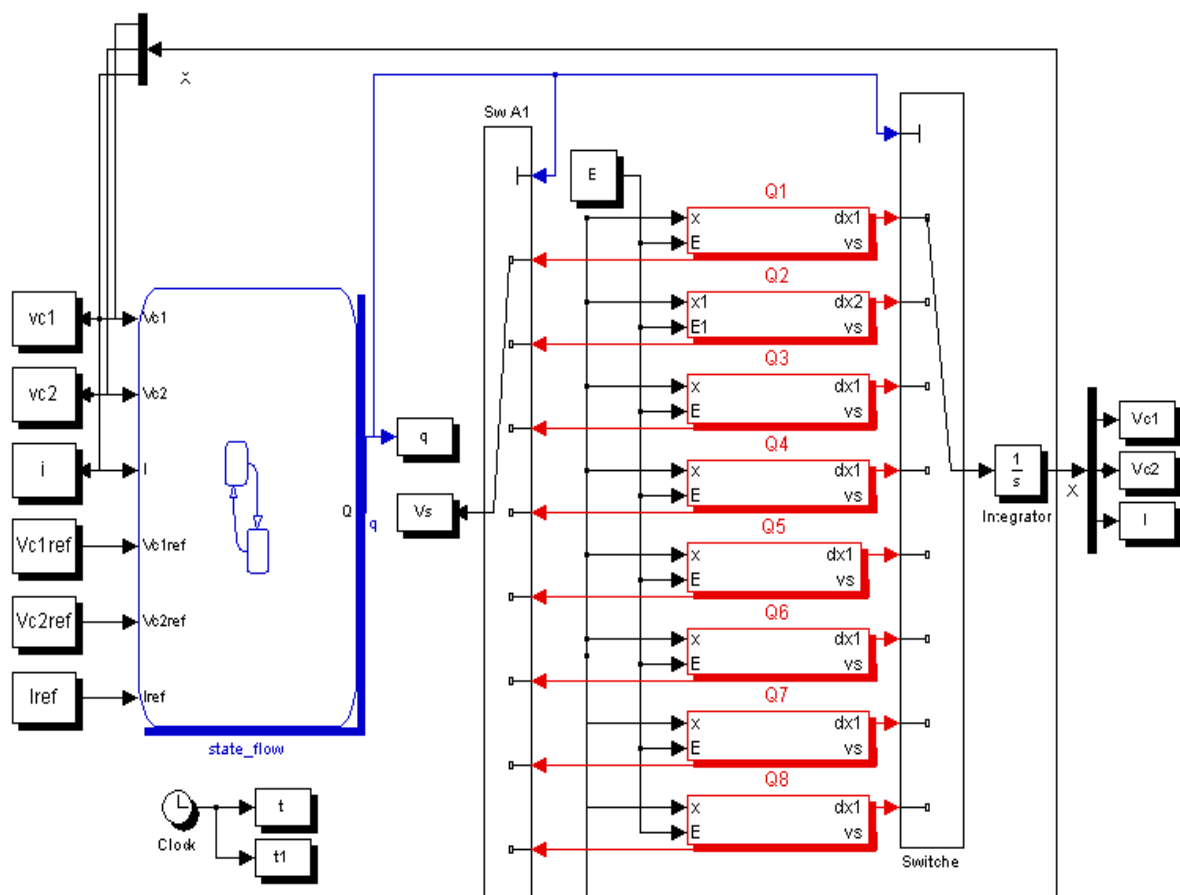


Figure I.17. Schéma Simulink-Stateflow d'un convertisseur à trois cellules

I.4.2. Résultats de simulation

Nous validons le modèle hybride proposé et la commande des variables d'états du système $[V_{c1ref} \ V_{c2ref} \ I_{ref}]$ avec Simulink – Stateflow, qui fournit des outils pour modéliser et simuler les systèmes hybrides. La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} L &= 0.5 \text{ mH}; \\ R &= 10 \ \Omega ; \\ C1 &= C2 = 40 \ \mu\text{F} ; \end{aligned}$$

Avec les valeurs de références suivantes :

$$\begin{aligned} E &= 1500 \text{ V}; \\ I_{ref} &= 60 \text{ A}; \\ \varepsilon_1 &= 0.02 \ V_{c1ref}; \\ \varepsilon_2 &= 0.02 \ V_{c2ref}; \\ \Delta i &= 0.09 \ I_{ref}; \end{aligned}$$

Les figures I.18, et I.19 montrent l'évolution des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I . Les tensions V_{c1} et V_{c2} augmentent et se stabilisent autour des valeurs de références. Le courant augmente plus rapidement que les tensions flottantes et il est fortement ondulé autour sa valeur de référence. Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations. Le courant est stabilisé après l'équilibrage des tensions internes V_{c1} et V_{c2} .

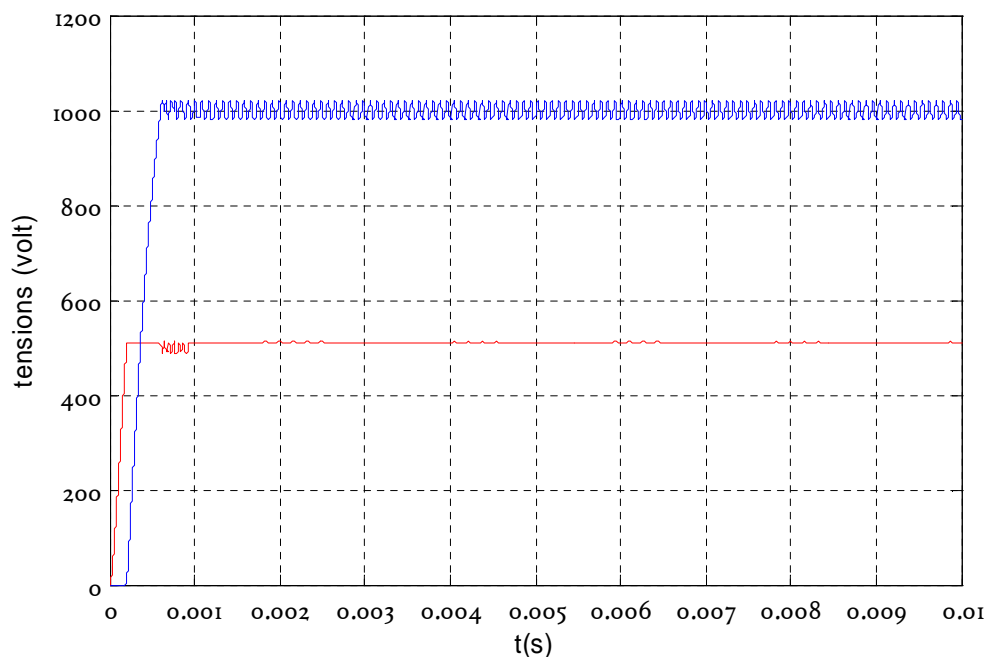


Figure I.18. Evolution des tensions V_{c1} et V_{c2}

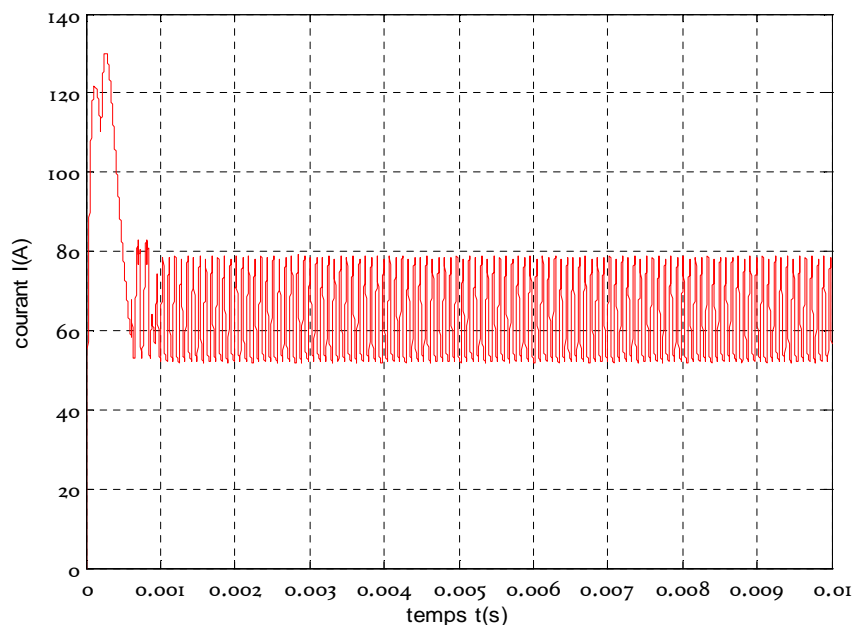


Figure I.19. Evolution du courant de charge I

Les figures I.20, et I.21 montrent l'évolution des transitions, et la tension de sortie. Pour Commencer, les valeurs initiales nulles sont données au système à l'état q_8 . On commute vers le mode q_7 pour charger le condensateur C_1 et vers le mode q_5 pour charger le condensateur C_2 . Après la stabilisation du courant, on répète le même cycle. On remarque aussi l'obtention des quatre niveaux de la tension de sorti 0, $E/3$, $2E/3$, et E .

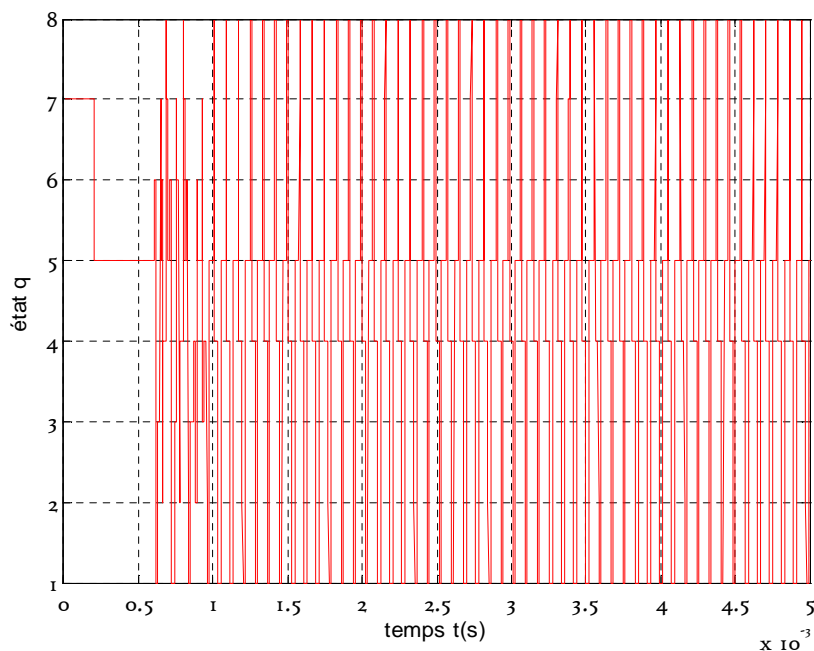


Figure I.20. Evolution des transitions

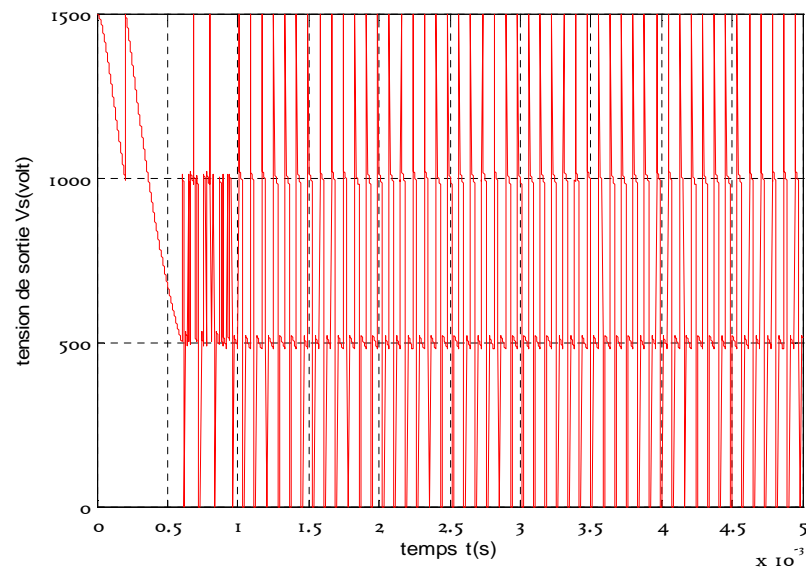


Figure I.21. Evolution de la tension de sortie V_s

I.5. Conclusion

La présentation des convertisseurs multicellulaires série effectuée au cours de ce chapitre a permis de rappeler les propriétés essentielles de ce système.

Le convertisseur multicellulaire possède deux sortes de variables, des variables à dynamiques continues (courant et tensions des condensateurs) et des variables à dynamiques discrètes qui sont les états des interrupteurs. De ce fait il présente un comportement hybride

Une nouvelle approche de modélisation hybride tenant compte du comportement hybride des systèmes a été développée. Elle permet de simplifier la complexité tout en gardant son comportement naturel sans hypothèses simplificatrices contrairement au cas classique.

Dans ce chapitre, Nous avons appliqué la modélisation hybride sur un convertisseur trois cellules, et nous avons synthétisé une loi de commande simple qui permet d'équilibrer les tensions flottantes et d'asservir le courant de charge. Cette méthode a donné des résultats satisfaisant en simulation.

La commande développée dans ce chapitre est une commande en boucle fermée présentant un retour d'état des variables tensions flottantes et courant de charge et pour pouvoir exploiter ce type de commande, il est nécessaire de connaître à tout moment les tensions de condensateur et le courant de charge. Pour cela, il est possible soit de les mesurer soit de développer un observateur hybride, deux observateurs par mode glissant et H infini seront présentés dans le chapitre III.

II.1. Introduction

Dans l'industrie, la synthèse du correcteur est basée sur un modèle approximé. Notons que les paramètres du système peuvent varier dans le temps. Par conséquent, il est nécessaire de concevoir un système de commande performant et robuste.

La commande des convertisseurs statiques a fait l'objet de nombreux travaux qui se situent entre le domaine de l'automatique et de l'électronique de puissance. Ces travaux visent à améliorer les performances globales du convertisseur par une meilleure adaptation de la commande à la structure du convertisseur [BOU 08].

Par leur principe de fonctionnement, les convertisseurs statiques sont des systèmes non linéaires à structure variable; la configuration du circuit électrique dépend de l'état des interrupteurs. Il est donc plus judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande.

Dans ce chapitre nous avons proposé plusieurs méthodes de synthèse de commande pour faire une comparaison entre elles. Pour commencer ce chapitre, nous avons donné une idée globale sur les systèmes de réglage en boucle fermée en spécifiant les différents objectifs de contrôle.

La première commande appliquée c'est la commande par mode de glissement qui fait partie des commandes discontinues, donc il n'y a pas de problème de compatibilité avec la nature du système. Ensuite la commande floue glissement a été développée en se basant sur le modèle moyen. Enfin nous avons fait la synthèse de la commande H_∞ , on a considéré une méthode qui permet de générer une commande binaire puisque la commande H_∞ est souvent appliquée aux systèmes continus or comme notre convertisseur comprend deux parties, comme nous l'avons mentionné dans le premier chapitre, une partie continue, c'est les tensions flottantes et le courant de charge qui sont les variables d'état, et une partie discontinue c'est la commande des interrupteurs, donc nous avons généré cette commande en comparant le signal de commande avec une porteuse triangulaire.

Chaque fois qu'on termine une section, on étudie la robustesse de chaque commande, et on va faire une comparaison générale entre la commande H_∞ et la commande mode glissant puisque pour les deux, on a utilisé le modèle instantané.

II.2. Critères de performances pour les systèmes en BF

La fonction de commande pour les systèmes bouclés est de garantir une dynamique désirée de la boucle fermée, en assurant les caractéristiques statiques de la réponse.

Idéalement, on veut que le système bouclé satisfait les critères de performances suivants :

- Le système de la BF doit être stable.
- Les effets de la perturbation sont minimisés en assurant un bon rejet de perturbation.
- Avoir une réponse rapide assurant une bonne poursuite.
- Eliminer l'erreur statique.
- Eviter l'action excessive de la commande et donc conserver l'organe de commande le plus longtemps possible.
- Le système de commande doit être robuste insensible aux variations des conditions du procédé et aux inexactitudes du modèle par rapport le système réel.

II.3. Etude de la commandabilité

II.3.1. Commandabilité du modèle du convertisseur

La commandabilité (annexe A), va être étudiée à partir du modèle moyen linéarisé [TAC 98], l'équation d'état de ce modèle $\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G \langle X \rangle U$, ainsi que les matrices A et G définies par les équations :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \text{ et } G(X) = \begin{bmatrix} \frac{i_s}{C_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{i_s}{C_2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{i_s}{C_{p-1}} & 0 \\ -\frac{v_{c1}}{L} & -\frac{v_{c2}}{L} & \dots & -\frac{v_{cp-1}}{L} & \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Il faut noter que l'ordre du système d'état est p . l'étude de la commandabilité va être effectuée à partir de ces matrices qui vont nous permettre d'obtenir une expression générale de la matrice de commandabilité Q, cette matrice s'obtient par la concaténation de la matrice G et des matrices $A^i B$, i variant de 1 à $p-1$,

L'analyse des matrices montre que les $p-1$ premières lignes sont nulles donc non linéairement indépendantes. Ce qui implique que la matrice Q sera de rang p si et seulement si la matrice G est de rang p .

La forme de la matrice G met en évidence qu'elle sera de rang p si et seulement si la grandeur i_s représentant le courant de charge est différente de 0. Le système est donc toujours commandable sauf dans le cas où i_s est nul.

II.3.2. Commandabilité d'un convertisseur à trois cellules

Le convertisseur à trois cellules est commandable sur tout l'espace d'état sauf pour $i_s=0$ (singularité), on vérifie la condition d'accessibilité suivante (annexe A):

$$\text{Det} (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) \neq 0 \quad (\text{II.2})$$

Avec : g_1, g_2, g_3 les vecteur (3x1) de la forme affine de l'équation (I.12), nous avons :

$$\text{Det} (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) = \text{Det} \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{C_1} & \frac{i_s}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{C_2} & \frac{i_s}{C_2} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L} & \frac{E - v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Det} = \frac{E \cdot i_s^2}{C_1 \cdot C_2 \cdot L} \neq 0, \quad \text{si } : i_s \neq 0 \quad (\text{II.4})$$

II.4. Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement s'applique à des systèmes commandés en « tout ou rien », pour lesquels au moins l'une des grandeurs contrôlant le système est à valeurs discrètes. Les convertisseurs statiques rentrent tout à fait dans ce cadre, puisque leurs interrupteurs sont commandés de manière binaire (ils sont soit passants soit bloqués). La commande par mode de glissement peut donc leur être appliquée.

II.4.1. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples ; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis [SLO 91]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a un rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre,

- choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

II.4.2. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

- *La fonction discrète de commutation*

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{II.5})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \quad (\text{II.6})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) > 0 \quad (\text{II.7})$$

- *La fonction de Lyapunov*

C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

II.4.3. Critère de Lyapunov

Théorème

Soit une région U_{R_0} de R^n . S'il existe une fonction de *Lyapunov* sur le domaine U_{R_0} alors le point 0 est asymptotiquement stable sur U_{R_0} .

Soit une fonction scalaire V de classe C^2 telle que :

- V est défini positive ;
- \dot{V} est défini négative ;
- $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$.

Alors l'origine de l'espace est globalement asymptotiquement stable.

II.4.4. Fonctionnement en mode de glissement des convertisseurs à trois cellules

Le principe de la commande par mode glissant appliquée à notre convertisseur est illustré dans la figure (II.1). La génération des surfaces de glissement est issue de la mesure des variables d'état, en faisant une transformation au niveau des surfaces, on obtient les commandes des interrupteurs par limitation des hystérésis.

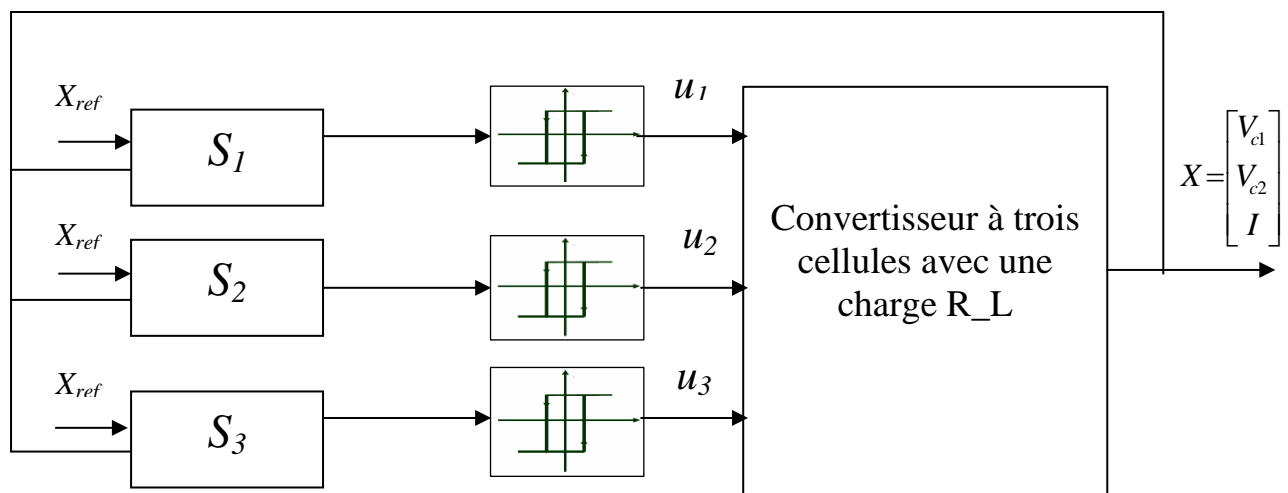


Figure II.1. Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur à trois cellules

II.4.5. Définition des surfaces à l'aide d'une fonction de Lyapunov

Considérons une fonction scalaire V telle que [PIN 00] :

$$V(x) = \frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x \quad (\text{II.8})$$

La matrice Q est la matrice des éléments passifs :

$$Q = \text{diag}(C_1, \dots, C_{m-1}, L) \quad (\text{II.9})$$

V Représente l'énergie à fournir pour atteindre le point d'équilibre $\Delta x = 0$. A l'origine, la fonction est nulle $V(0) = 0$. V est de classe C^1 . Elle est positive pour toute les valeurs de Δx (donc de la fonction de V est globalement défini positive).

$$\dot{V}(x) = \Delta x Q \Delta \dot{x} \quad (\text{II.10})$$

Pour des références constantes, $\Delta \dot{x}$ est égale a \dot{x} :

$$\dot{V}(x) = \Delta x Q (Ax + G(x)u) \quad (\text{II.11})$$

L'objectif est de définir p variétés de commutation qui garantissent un point d'équilibre asymptotiquement stable. En régime permanent, l'état se trouve sur l'intersection des P domaines de glissement. Supposons que le vecteur de commande équivalent existe.

$$U_{eq}^T = [u_{1eq}, \dots, u_{peq}] \quad (\text{II.12})$$

Le vecteur de commande peut être décomposé en deux termes : le vecteur de commande équivalent et un vecteur caractérisant la saturation de la commande

$$u = U_{eq} + \Delta u \quad (\text{II.13})$$

Si on introduit l'équation d'état dans l'équation (II.11) on obtient :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q f(x) + \Delta x^T Q G(x) U_{eq} + \Delta x^T Q G(x) \Delta u \quad (\text{II.14})$$

Lorsque le convertisseur est commandé en boucle ouverte, la grandeur de commande est constante, c'est-à-dire $u = U_{eq}$ et $\Delta u = 0$ dans ce cas la dérivée de la fonction de Lyapunov est indépendante de la commande et sa valeur découle des raisonnements découlant de la théorie des circuits électriques. Vu la présence des éléments résistifs, la valeur de la fonction de Lyapunov V d'un convertisseur statique commandé en boucle ouverte est toujours négative

$$\Delta x^T Q (f(x) + G(x)U_{eq}) < 0 \quad (\text{II.15})$$

Pour que le système commandé soit stable, le terme contenant le vecteur de saturation doit vérifier

$$\Delta x^T Q G(x) \Delta u < 0 \quad (\text{II.16})$$

$$\sum_{i=1}^m \Delta x^T Q g_i(x) \Delta u_i < 0 \quad (\text{II.17})$$

La somme est négative, si on choisit Δu de signe opposé de $\Delta x^T Q g_i(x)$. Puisque la valeur de la commande équivalente est comprise entre 0 et 1, la loi de commutation devient

$$\Delta u_i = \begin{cases} 0 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) > 0 \\ 1 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

En décomposons, le champ de vecteurs $G(x) = [g_1(x) \dots g_p(x)]$ il sera possible de trouver p fonctions de commutation vérifiant

$$S_i(x) = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.19})$$

L'état de chaque interrupteur est défini par

$$u_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i > 0 \\ 1 & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.4.6. Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

- un phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs ;
- le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente, etc.).

II.4.7. Commande par mode glissant d'un convertisseur à trois cellules

La structure de conversion est celle de la figure (I.1), l'équation d'état instantanée du hacheur est définie par l'équation (II.21). Le vecteur d'état contient les deux tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} ainsi que le courant de charge. Le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 .

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L} & \frac{E - v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=3} g_k(x)u_k \quad (\text{II.22})$$

Définir la commande par mode glissant à fréquence fixe nécessite deux étapes préalables. Tout d'abord, il faut calculer les fonctions de commutation. Ce calcul sera fait à l'aide des résultats de la synthèse de la commande à fréquence fixe est alors entièrement définie.

La synthèse présentée dans le paragraphe précédant donnait l'expression générale des fonctions de commutation. Elles s'expriment en fonction du champ de vecteur g_i associé à la i -ème Commande. Notons S_i la fonction de commutation associée à u_i . L'expression de S_i est celle définie dans (II.19)

$$S_i = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.23})$$

Q est la matrice des éléments passifs. Et Δx^T est le vecteur contenant les erreurs des états

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \Delta x^T = \begin{bmatrix} v_{c1} - \frac{E}{3} & v_{c2} - \frac{2E}{3} & i - I_{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Après calcul on obtient les fonctions de commutations S_1 , S_2 et S_3 comme le montre le système suivant

$$\begin{cases} S_1(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{3} i_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_2(x) = I_{ref} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - \frac{E}{3} i_s \\ S_3(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_3(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c2}) - \frac{E}{3} i_s \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Après quelques transformations (voir [PIN 00]), on réécrit ces fonctions sous forme homogène à un courant comme suit :

$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} v_{c1} - i_s \\ S_2(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} (v_{c1} - v_{c2}) - i_s \\ S_3(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} (E - v_{c2}) - i_s \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.4.8. Résultats de simulation

On commande le convertisseur à trois cellules dont la structure (voir figure (II.1)) a pour éléments $E = 1500V$, $R = 10 \Omega$, $L = 0.5mH$, $C_1 = C_2 = 40\mu F$.

Notre objectif est de commander les tensions des condensateurs V_{c1}, V_{c2} à des tensions de références $\frac{E}{3}, \frac{2.E}{3}$ et le courant de charge I doit attendre la valeur $I_{ref} = 60A$

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

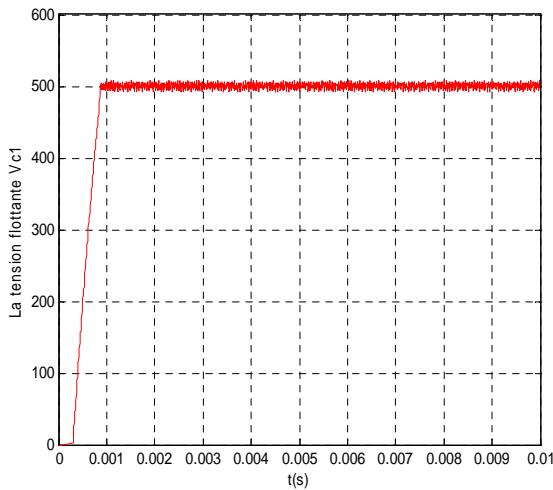


Figure II.2. Tension flottante V_{c1}

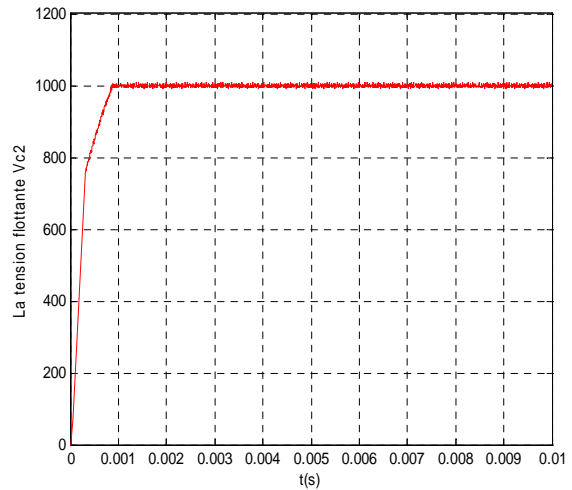


Figure II.3. Tension flottante v_{c2}

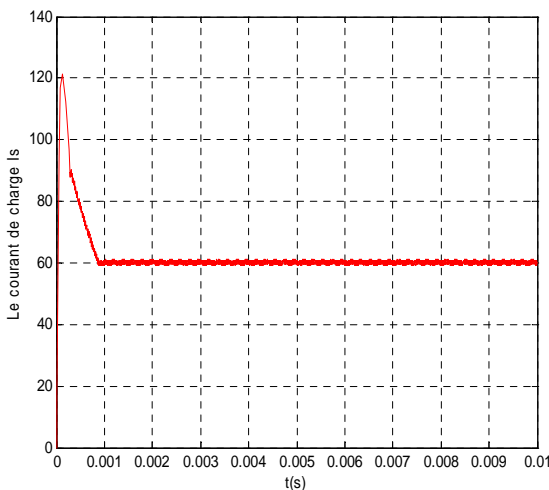


Figure II.4. Le courant de charge i_s

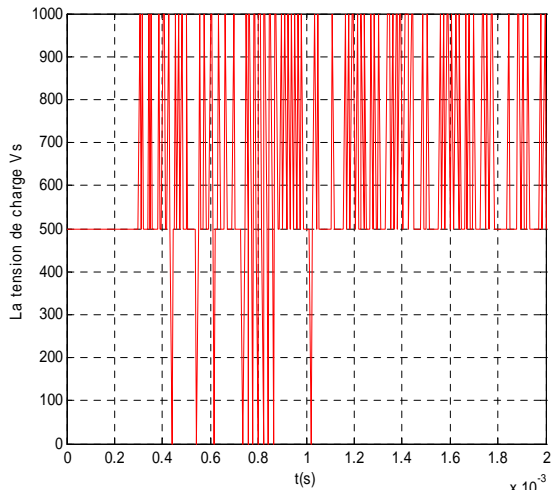


Figure II.5. La tension de charge V_s

On constate que les trois variables d'état atteignent leurs références sans erreur statique et que le temps de réponse est acceptable. On remarque aussi un dépassement dans le courant. Ce dépassement prend sa valeur maximale qui vaut le double de la valeur de la référence. La tension de sortie ne prend jamais la valeur E qui correspond au cas où tout les interrupteurs sont fermés et elle évolue dans deux phases, la phase transitoire où cette tension peut prendre la valeur nulle, et la phase permanente pour laquelle V_s prend les valeurs $E/3$ et $2E/3$ alternativement.

Par la suite, on donne les représentations graphiques des surfaces de glissement, ainsi l'évolution de la commande des interrupteurs.

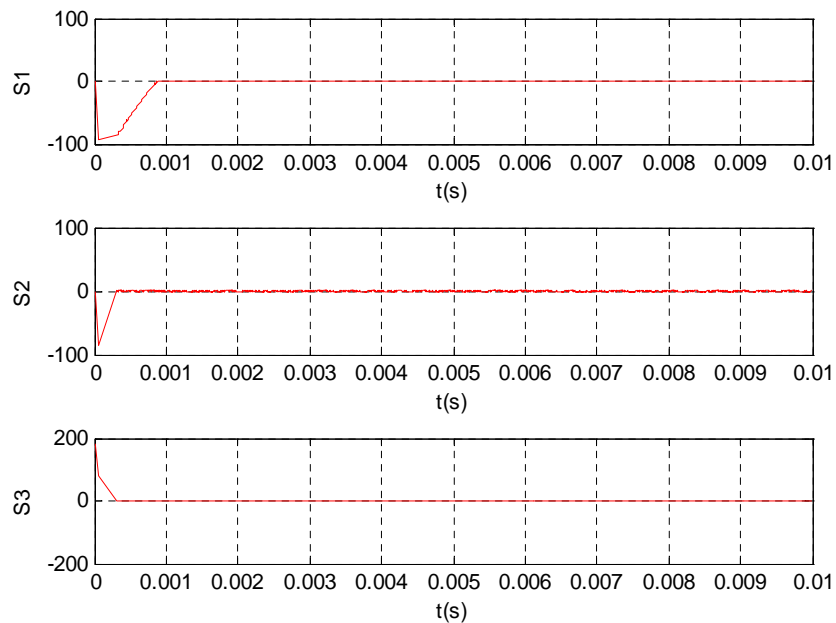


Figure II.6. Convergence des surfaces de glissement

Pour les surfaces de glissement, on voit que les trois surfaces convergent dans un temps fini, environ un dixième du temps de simulation. Dans le régime établi, ces surfaces oscillent autour du zéro ce qui explique le bon choix de ces dernières.

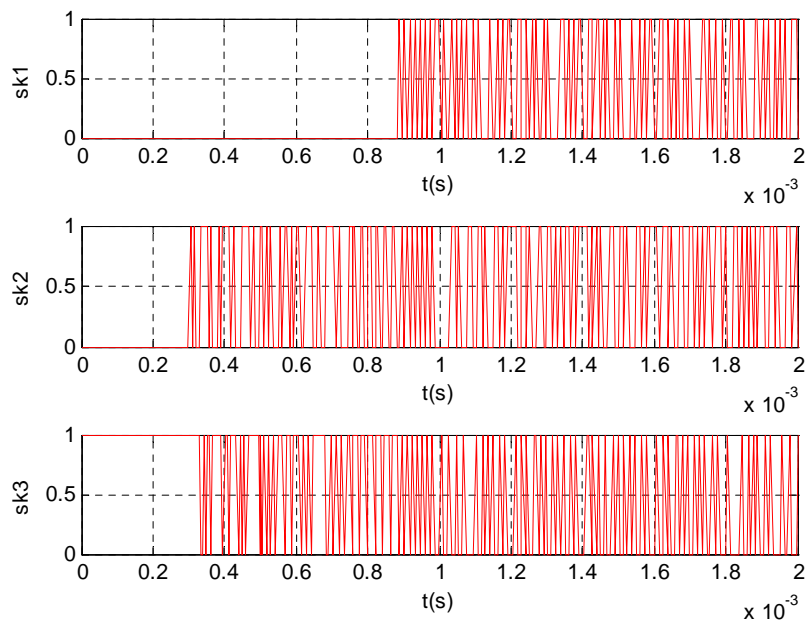


Figure II.7. Evolution des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs prennent les états 0 ou 1. Dans le régime permanent elles varient rapidement, donc la commande est énergétique, ce qui explique l'effet chattering dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

II.4.9. Etude de la robustesse

a) Séquence de test 1

Pour l'étude de la robustesse, on va appliquer la loi de commande synthétisée sur le modèle instantané qui tient compte de l'effet des diodes (Ce modèle est illustré dans le premier chapitre), puisque nous avons supposé que les diodes sont parfaites dans la partie précédente. Les résultats de simulation sont donnés dans les figures suivantes,

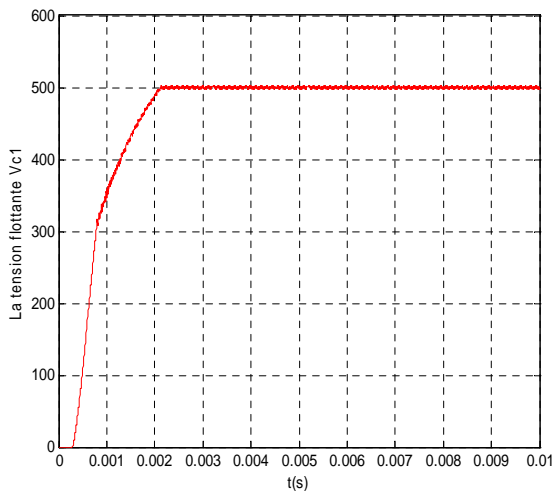


Figure II.8. Tension flottante V_{c1}

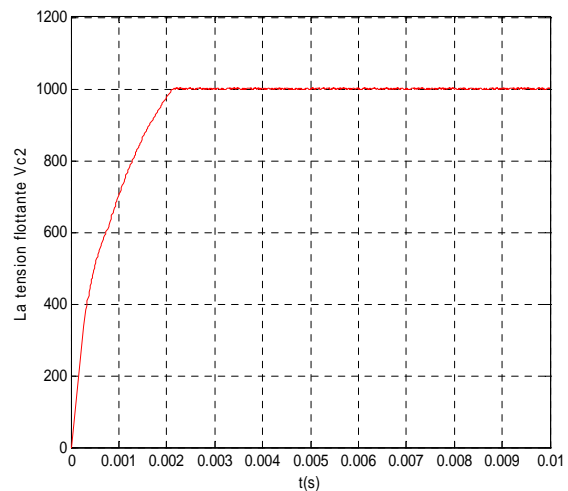


Figure II.9. Tension flottante V_{c2}

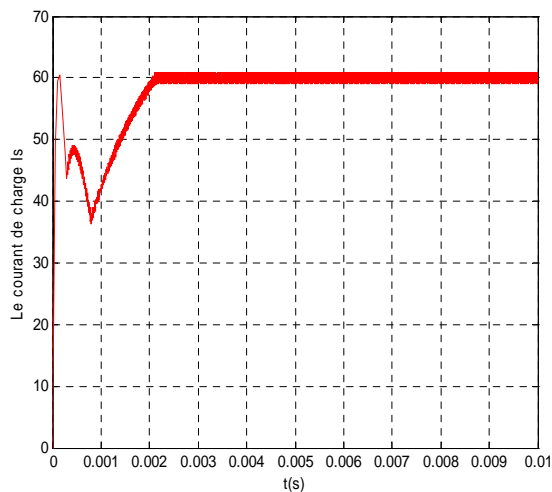


Figure II.10. Le courant de charge i_s

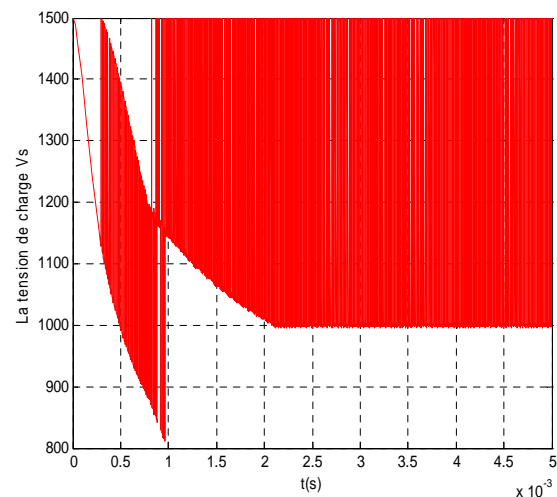


Figure II.11. La tension de charge V_s

D'après ces figures, et par rapport ce qu'on a trouvé comme résultats dans le modèle où les diodes ne sont pas prises en compte, nous déduisons que l'effet des diodes a changé les réponses précédentes. En effet, ces figures montrent que le temps de réponse n'est pas le même, et les variables d'état atteignent le régime permanent dans une durée égale le double ce qui a été trouvé précédemment, la régulation de ces états se fait parfaitement, et on remarque aussi que le courant n'admet pas un dépassement et que la tension de sortie varie rapidement et atteint la valeur de la tension de la source.

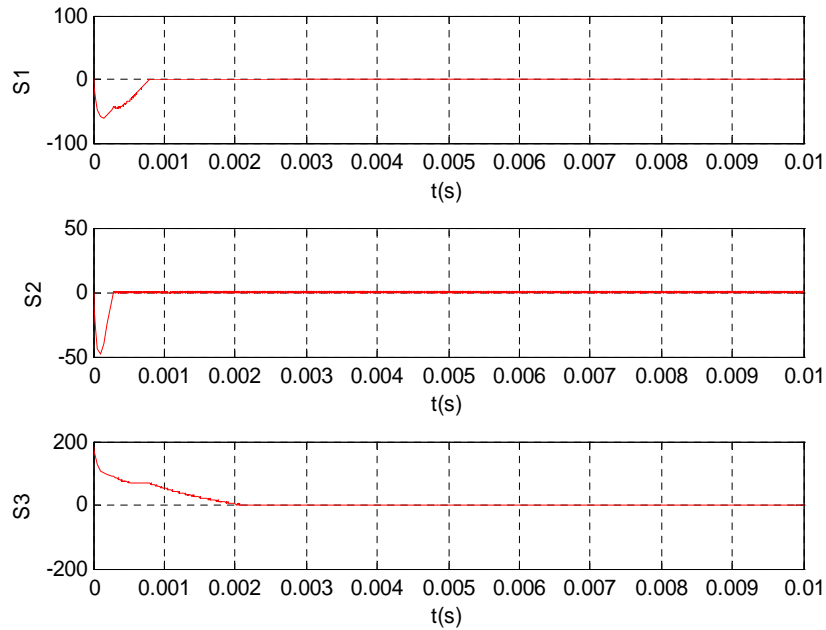


Figure II.12. Convergence des surfaces de glissement

La figure II.12 montre la convergence des surfaces de glissement, ce qui montre le bon choix des surfaces.

b) Séquence de test 2

Pour voir l'effet du changement des paramètres, les perturbations et le changement de la tension d'entrée, on propose de varier ces paramètres et d'injecter dans la sortie une perturbation périodique de type impulsion, et on prend :

$E = 1400V$, $R = 20 \Omega$, $L = 1mH$, la perturbation est d'amplitude égale à 100A, les résultats de simulation sont alors :

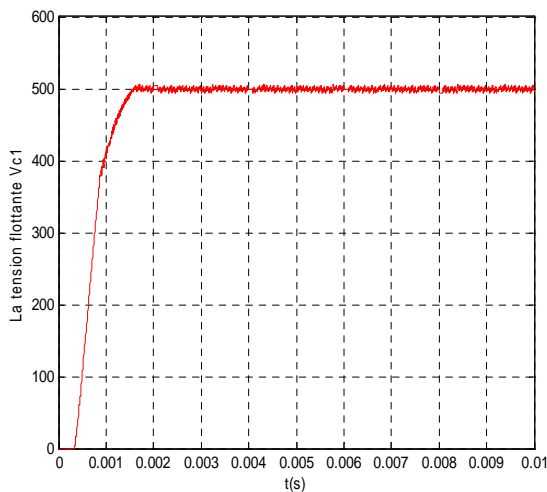


Figure II.13. Tension flottante V_{c1}

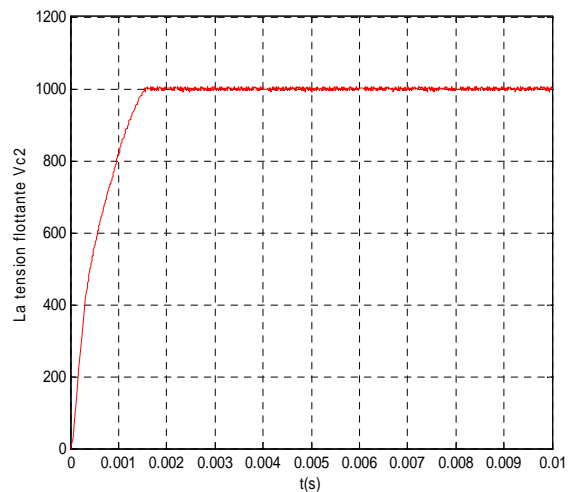


Figure II.14. Tension flottante V_{c2}

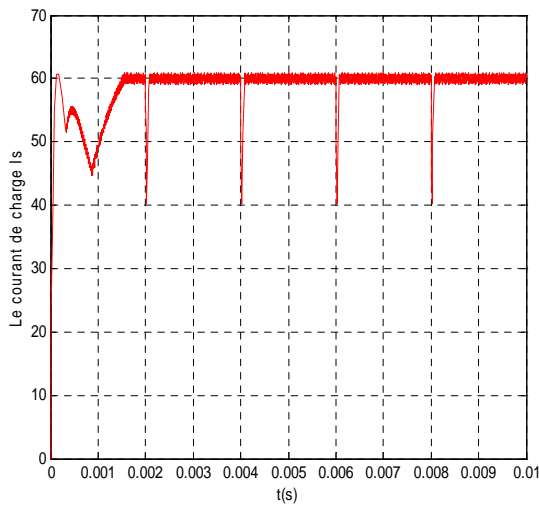


Figure II.15. Le courant de charge i_s

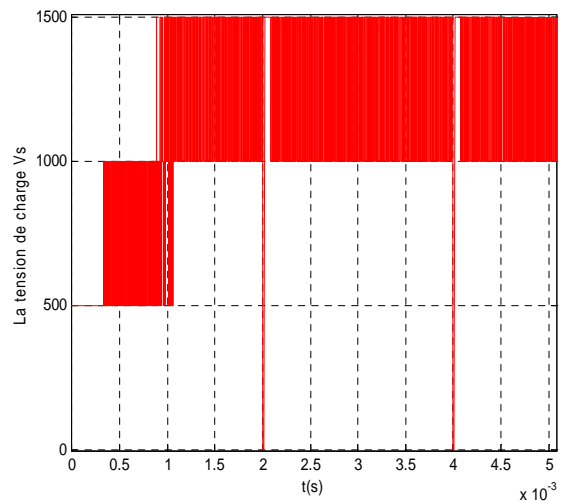


Figure II.16. La tension de charge V_s

D'après ces figures de tensions et de courant, on s'aperçoit que l'effet des variations paramétriques et de la perturbation n'a pas empêché le système de réglage de réaliser sa tâche de contrôle, ce qui nous donne une idée générale sur le comportement robuste de la loi de commande par mode glissant.

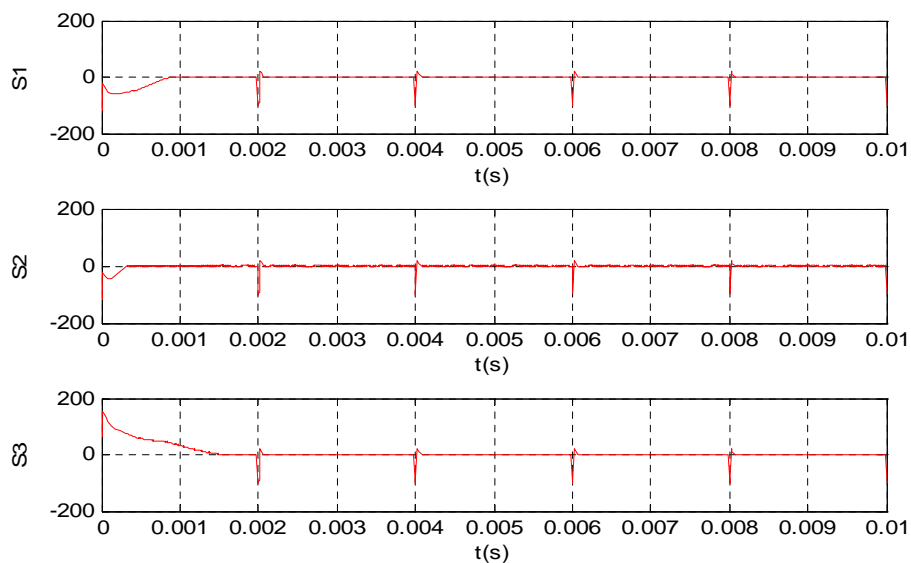


Figure II.17. Convergence des surfaces de glissement

Cette figure montre la convergence des surfaces de glissement, ceci renforce le résultat qu'on a conclut sur la commande par mode glissant.

II.4.10. Conclusion

Dans cette section, nous avons appliqué la commande par mode glissant, de plus, nous avons fait un test de robustesse basé sur l'utilisation du modèle qui tient compte des effets des diodes, sur la variation des paramètres et la perturbation de sortie, d'après les résultats, nous avons tiré une conclusion montre que la commande par mode de glissement satisfait nos objectifs de contrôle (erreur statique nulle, temps de réponse minimale, robustesse par rapport la variation des paramètres,...) ce qui démontre aussi la robustesse de cette loi de commande.

II.5. Commande floue glissement

Dans la section précédente, nous avons appliqué la commande par mode glissement et nous avons constaté que la commande était énergétique, puisque notre système fait parti de la famille des convertisseurs électronique. Dans cette section nous allons proposer une autre stratégie de commande, c'est la commande par flou glissement. L'avantage majeur de cette commande par rapport à la précédente est la diminution de l'effet de chattering. La commande est appliquée sur le modèle moyen du convertisseur à trois cellules.

Mais avant de faire la synthèse de la commande, on commence par donner des rappels des principes de la logique floue. Cela nous permet de prendre une idée générale sur la théorie des systèmes flous.

Puis, on se pose la question sur l'application de cette théorie sur notre système en se basant sur la génération des surfaces de glissement. Et enfin, on conclut ce chapitre par les interprétations nécessaires des résultats de simulation.

II.5.1. Terminologie de la logique floue

a) *Variable linguistique :*

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues (quelque, souvent, chaud, froid, rapide, lent...). Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue. Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance. [BUH 94].

b) *Fonctions d'appartenance :*

Chaque sous-ensemble flou peut être représenté par sa fonction d'appartenance. Si l'ensemble de référence est un ensemble fini, les valeurs d'appartenance sont des valeurs discrètes définies dans $[0,1]$. Si l'ensemble est infini, on peut représenter ces valeurs comme des fonctions d'appartenance continues. La fonction d'appartenance est notée par $\mu_A(x)$, l'argument x se rattache à la variable linguistique et l'indice A désigne l'ensemble concerné [GOD 99].

Elle peut être monotone, triangulaire, trapézoïdale, ou en forme de cloche.

c) *Univers de discours et classes d'appartenances :*

Un des premiers pas dans la conception d'une application floue est de définir l'ensemble de référence ou univers de discours pour chaque variable linguistique. L'ensemble des prédicats peut être caractérisé par un ensemble de sous-ensembles flous. Chaque sous ensemble flou dans l'univers de discours représente une valeur linguistique [GOD 99].

d) *Opérateurs de la logique floue :*

Comme pour les ensembles classiques, on peut définir différentes opérations sur les ensembles flous. Soient A et B deux ensembles flous dans l'univers U . pour $x \in U$ on a :

- **Complémentation** : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$
- **Intersection** : $\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- **Union** : $\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(x))$

II.5.2. Structure de base d'un contrôleur flou :

La structure conventionnelle d'un contrôleur flou est représentée par la figure (II.18). Il est composé de quatre blocs.

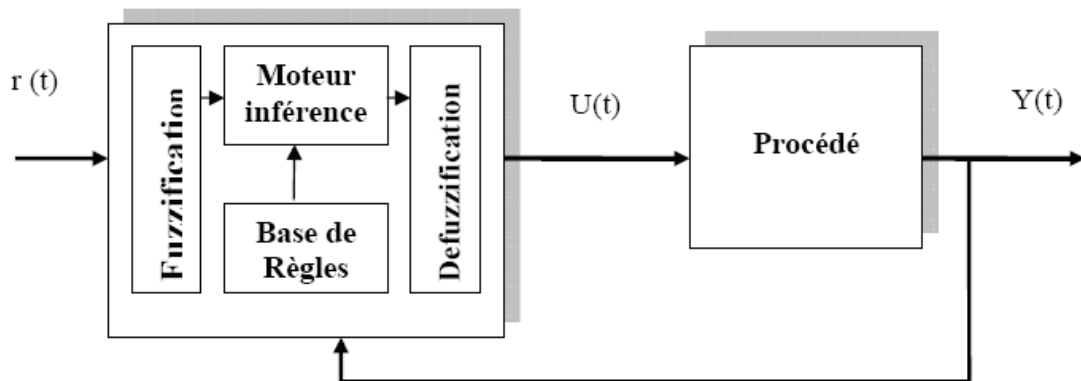


Figure II.18. Structure d'un contrôleur flou

- Bloc de fuzzification (transformation des entrées précises en degrés d'appartenance)
- Base de règles ou base de connaissances (règles et paramètres des fonctions d'appartenance).
- Bloc de décision ou Moteur d'inférence (inférence des opérations sur les règles).
- Bloc de défuzzification (transforme les résultats flous en sorties précises).

a) Fuzzification :

La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des classes préalablement définies, donc à transformer l'entrée réelle en un sous-ensemble flou [BOR 98].

b) Les règles floues :

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue est d'exprimer la connaissance humaine sous forme de règles linguistiques de forme Si...alors...Chaque règle a deux parties :

- Partie antécédente (prémisse ou condition), exprimée par Si...
- Partie conséquence (conclusion), exprimée par Alors...

La partie antécédente est la description de l'état du système. La partie conséquence exprime l'action que l'opérateur qui contrôle le système doit exécuter [GOD 99].

Les règles de Mamdani :

La forme typique d'une règle de Mamdani s'écrit :

Si (x_1 est E_1) et (x_2 est E_2) et... et (x_n est E_n) **Alors** (u_1 est C_1) et (u_2 est C_2) et...et (u_m est C_m)

Ou : $x_1 \dots x_n$: Les variables d'entrées.

$u_1 \dots u_m$: Les variables de sorties.

$E_1 \dots E_n$ Et $C_1 \dots C_m$: Ensembles flous.

Les règles de Takagi Sugeno :

Les règles de Takagi Sugeno sont similaires à celles de Mamdani, elles sont différentes dans la deuxième partie (conséquence). La forme typique de ces règles s'écrit :

Si (x_1 est E_1) et (x_2 est E_2) et ... et (x_n est E_n) **Alors** $u_1 = f_1(x_1 \dots x_n)$, $u_2 = f_2(x_1 \dots x_n)$,
... $u_m = f_m(x_1 \dots x_n)$

Les fonctions f_1, f_2, \dots, f_m sont des fonctions réelles, elles peuvent être linéaires ou non linéaires.

c) Inférences :

Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sorties par des règles linguistiques. Ces règles sont combinées en utilisant les connexions (et) et (ou) [GOD 99].

Cette partie décisionnelle où le contrôleur décide l'action similaire à celle d'un opérateur humain, elle présente et englobe toutes les connaissances de l'expert humain sur la dynamique, et les caractéristiques du système.

La description des inférences peut se faire par des expressions linguistiques, symboliques, par tableau ou matrice d'inférence [BUH 94].

La notion de méthode d'inférence détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence, pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen).
- Méthode de Sugeno.

d) Défuzzification :

La défuzzification permet de passer d'un degré d'appartenance d'une commande à la détermination de la valeur à donner à cette commande. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification, dont la plus utilisée est celle du centre de gravité [BOR 98].

II.5.3. Avantages et désavantages du réglage par logique floue

Les avantages principaux des régulateurs flous sont les suivants :

- Il n'est pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler.
- On peut implémenter des connaissances de l'opérateur du processus.
- On peut maîtriser les systèmes non linéaires et difficiles à modéliser.
- Grâce à des processus dédiés, On peut régler des processus rapides.

Les désavantages sont les suivants :

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur.
- Approche artisanale et non systématique (il est souvent très difficile d'implémenter les connaissances de l'opérateur).
- Impossibilité de démontrer la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en absence d'un modèle valable).
- Précision du réglage en général peu élevée.
- Cohérence des inférences non garantie a priori (possible apparition de règles d'inférence contradictoire) [GOV 99].

II.5.4. Commande par le floue-glisement d'un convertisseur à trois cellules

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), nous allons présenter une solution qui consiste à imposer une variation de la valeur de la commande u_n en fonction du rapport entre l'état de la surface de glissement et une bande couche floue appelée " Fuzzy Boundary Layer". Ce qui peut être vu comme une "bande entourant" la surface de commutation.

Dans notre cas si on a x_{ref} la sortie désiré on a $e = x_{ref} - x$ est l'erreur on pose $S=0$ la surface dite de glissement, la commande u ramène le système à la surface de commutation et essaie de glisser le système vers l'origine. La structure discontinue de la commande par mode de glissement est de la forme suivante :

$$u = \varepsilon \cdot \text{signe}(s) \quad (\text{II.27})$$

Telle que S la surface de commutation, et ε : le gain de régulateur.

La surface S peut être définie sous la forme suivante : $S = e + \lambda \cdot \dot{e}$ (II.28)

\dot{e} est la première dérivée de l'erreur, λ est une constante positive et sign est la fonction signe elle définie comme suit :

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Cette commande nous vérifie exactement la condition de convergence $S \cdot \dot{S} < 0$ mais le problème qui se pose est le phénomène d'oscillation indésirée appelés broutement (chattering).

Pour éviter ce phénomène on définit la commande comme suivante:

$$u = \varepsilon \cdot \text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right) \quad (\text{II.30})$$

Telle que $\text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right)$ est une fonction de saturation elle est définie par :

$$\text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\phi} & \text{si } \left|\frac{S}{\phi}\right| \leq 1 \\ \text{sign}\left(\frac{S}{\phi}\right) & \text{si } \left|\frac{S}{\phi}\right| > 1 \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

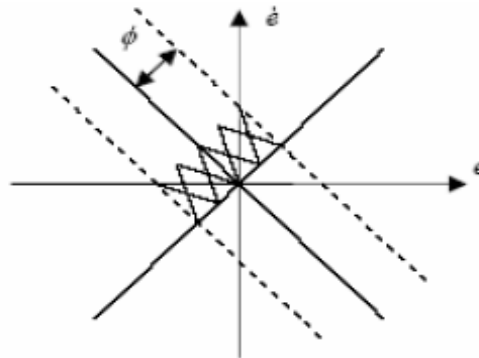


Figure II.19. Bande du floue glissant

Pour le calcul de ϕ on utilise le régulateur flou suivant : Le régulateur a une seule sortie c'est la bande ϕ entourant la surface de commutation S qui est la seule entrée, [MUS 05].

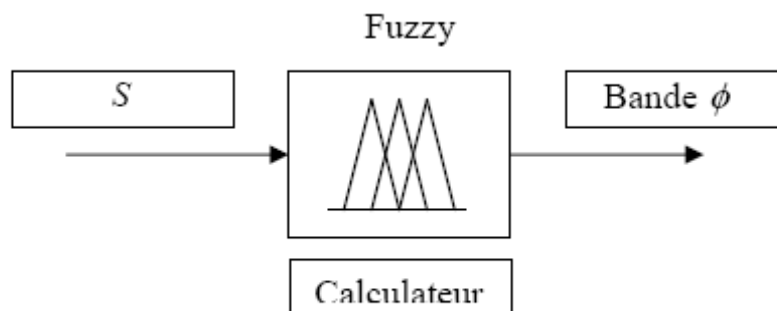


Figure II.20. Calculateur flou

II.5.5. Résultats de simulation

Pourvu le temps de simulation important qu'a besoin la commande floue-glissant, à cause des calculs énormes dans la partie floue, nous avons décidé d'appliquer cette commande sur le modèle moyen décrit par:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_s/C_1 & i_s/C_1 & 0 \\ 0 & -i_s/C_2 & i_s/C_2 \\ V_{c1}/L & (V_{c2}-V_{c1})/L & (E-V_{c2})/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

Avec :

α_1, α_2 et α_3 représentent les rapports cycliques.

La procédure de commande est simple, consiste à créer une fonction dite saturation. Lorsque la surface est à l'extérieur de la plage de cette saturation, on applique la commande mode glissant, sinon si on est à l'intérieur de cette plage, on applique la commande floue. Les résultats de simulation sont alors :

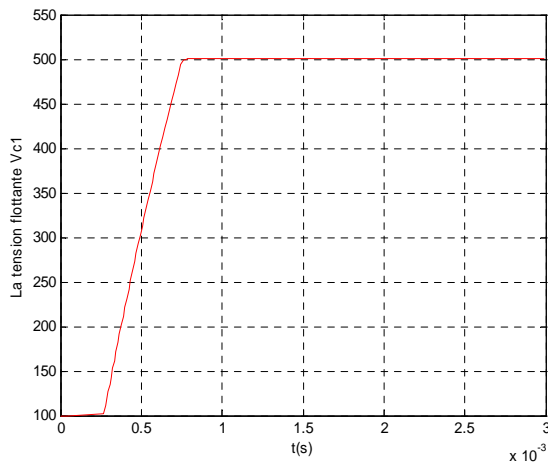


Figure II.21. Tension flottante V_{c1}

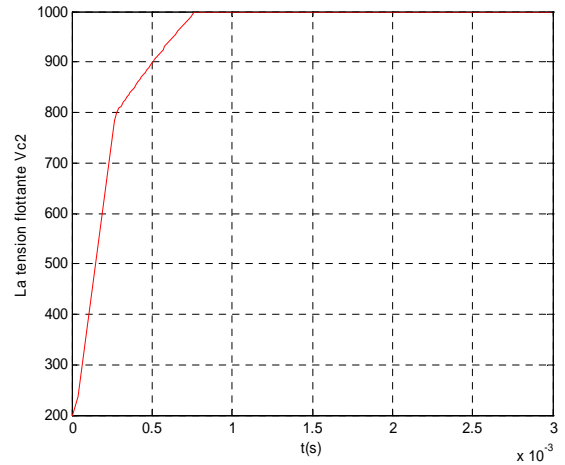


Figure II.22. Tension flottante V_{c2}

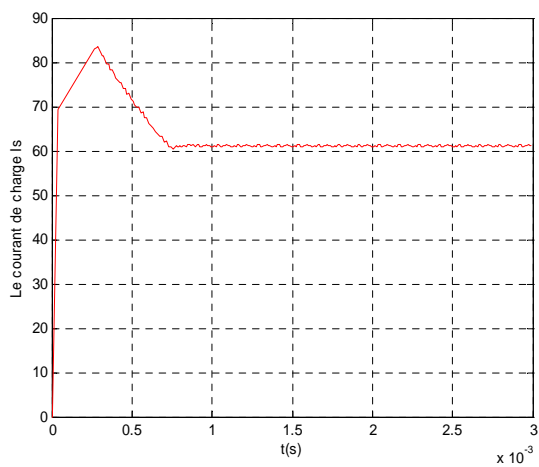


Figure II.23. Le courant de charge i_s

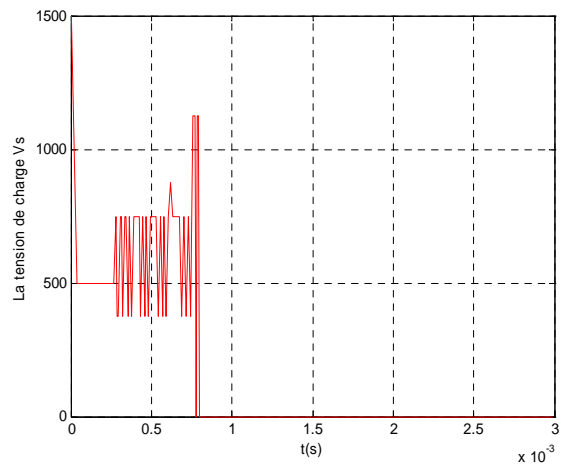


Figure II.24. La tension de charge V_s

Ces figures montrent que la commande floue-glissant permet la convergence des variables d'état vers leurs références avec une bonne régulation. On remarque ici un dépassement du courant de charge, de plus il admet une erreur statique non nulle, la tension d'entrée à son tour ne varie pas beaucoup. Ensuite la figure suivante montre bien la convergence des surfaces de glissement.

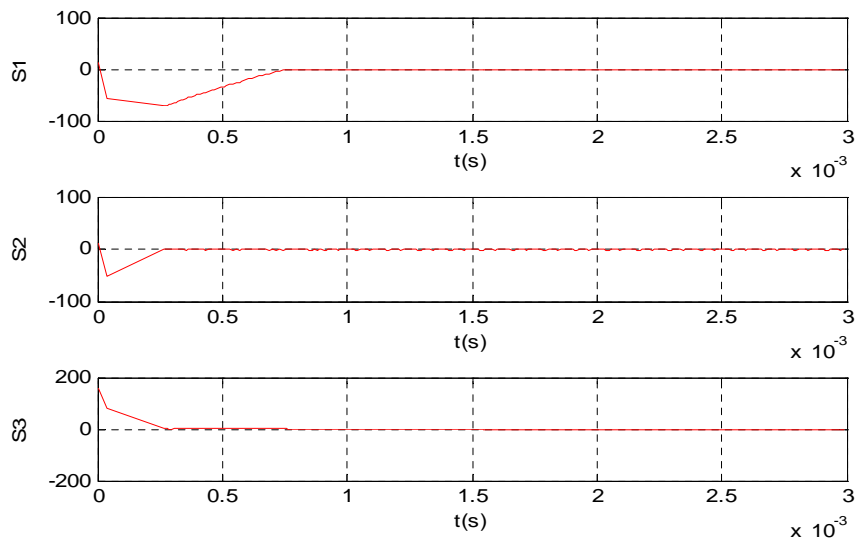


Figure II.25. Convergence des surfaces de glissement

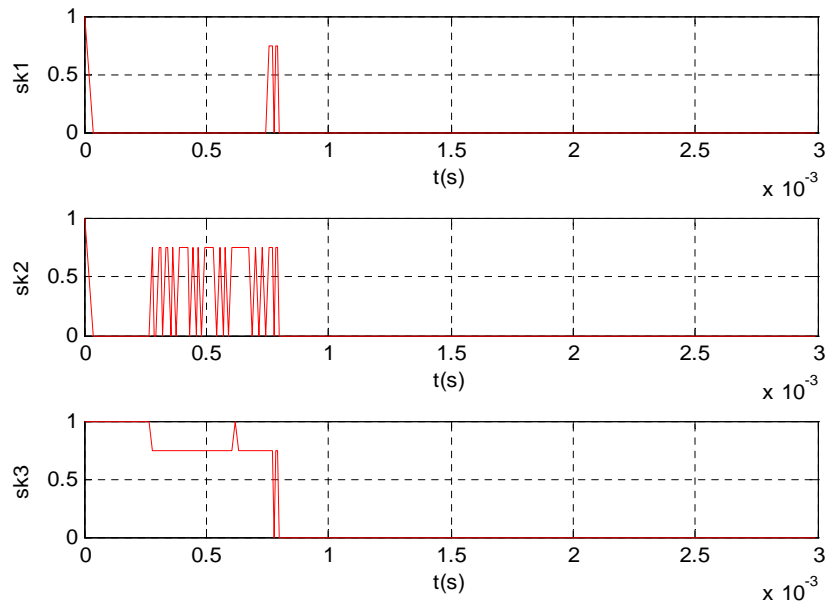


Figure II.26. Evolution des rapports cycliques

On distingue deux parties dans la commande des interrupteur, une qui prend les valeurs 0 et 1, c'est la partie propre à commande mode glissant, et une partie caractérisé par des triangles, c'est la partie floue. Cette commande des interrupteurs n'est pas énergétique, donc la commande floue-glissant permet d'éliminer le phénomène de chattering et donc une bonne commande pour les interrupteurs.

II.5.6. Etude de la robustesse

Pour l'étude de la robustesse de la commande floue-glissant, nous avons changé légèrement les paramètres du système ainsi la valeur de la tension source, en effet nous avons pris :

$$E = 1400V, \quad R = 20 \Omega, \quad L = 1mH,$$

les résultats de simulation obtenus sont les suivants :

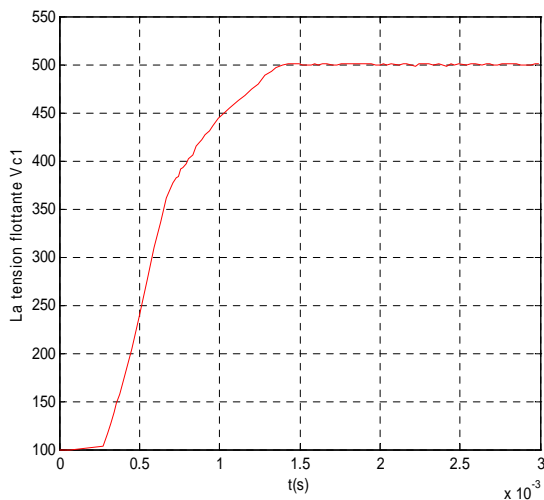


Figure II.27. Tension flottante V_{c1}

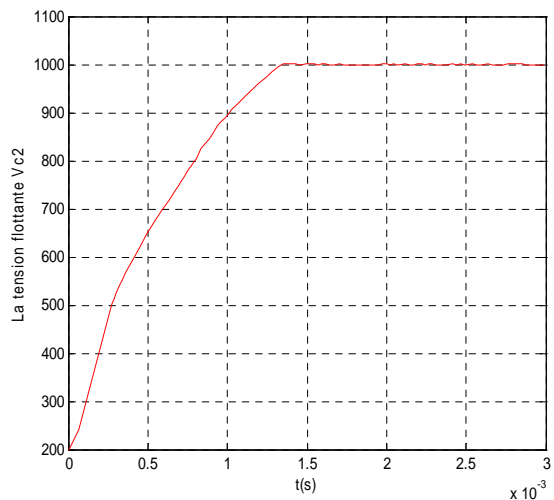


Figure II.28. Tension flottante V_{c2}

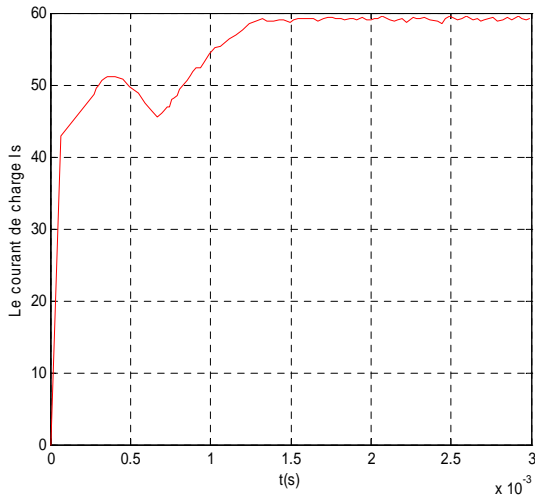


Figure II.29. Le courant de charge i_s

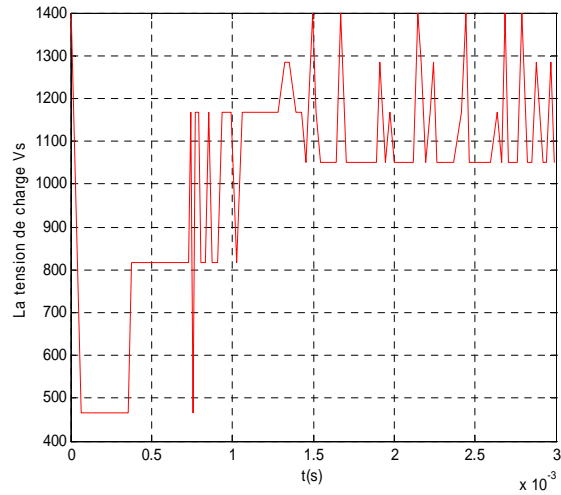


Figure II.30. La tension de charge V_s

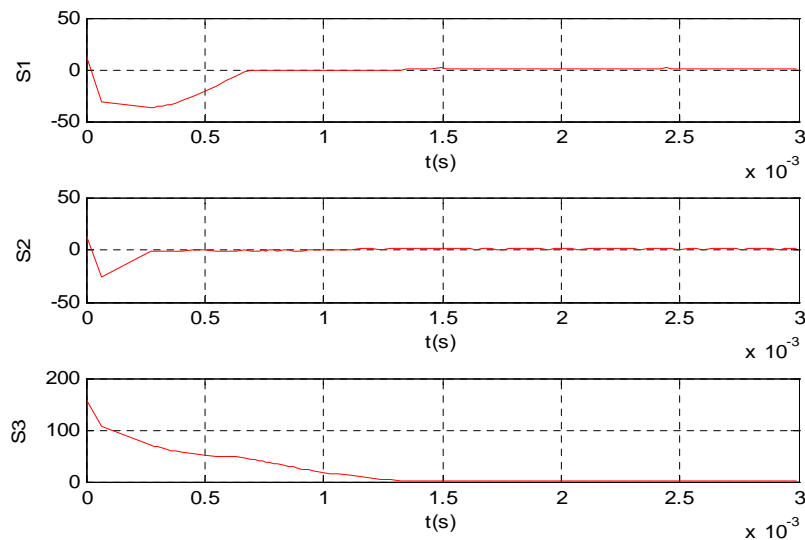


Figure II.31. Convergence des surfaces de glissement

L'interprétation de ces figures nous ramène à dire que la commande floue-glissant a bien réagi en présence des erreurs de modélisation et des variations paramétrique.

II.5.7. Conclusion

L'évaluation de la commande floue-glissant d'après les simulations montre que cette commande a l'avantage majeur la diminution de l'effet chattering dans la commande, mais d'autre part, elle perd quelques robustesses de la commande par mode de glissement à cause de la présence de la commande floue reconnu par son imprécision du réglage qui est en général peu élevée.

II.6. Commande H_∞

Dans cette section nous allons décrire la synthèse de la loi de commande H_∞ . Cette commande qui fait partie de l'ensemble des commandes robustes. On va tout d'abord commencer par donner les objectifs du contrôle robustes, puis illustrer la procédure de la synthèse en se basant sur la résolution du problème standard. Et enfin, on aborde la simulation de cette commande appliquée au convertisseur à trois cellules en expliquant les étapes de la conception de cette commande sur le modèle instantané.

II.6.1. Principe de la commande H_∞

Soit la boucle fermée classique illustrée dans le schéma suivant [BEL 06]:

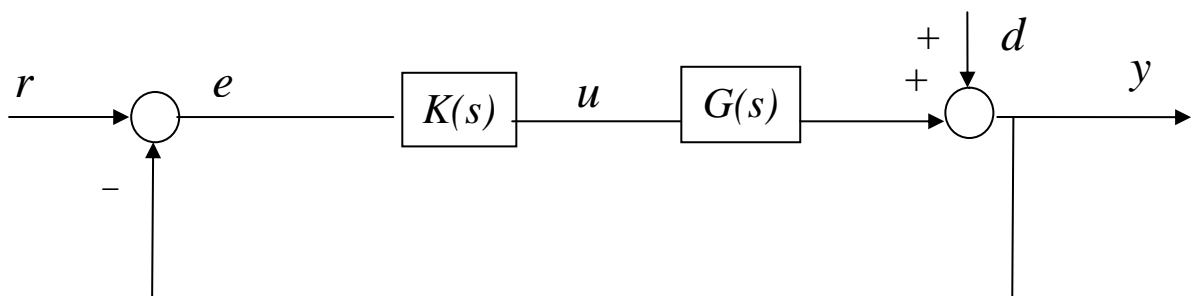


Figure II.32. Structure de la boucle fermée classique.

La relation existante entre la sortie y et la référence r est donnée par :

$$y = (I + GK)^{-1}GKr + (I + GK)^{-1}d \quad (\text{II.33})$$

$G(s)$: le système, $K(s)$: le correcteur, d : représente la perturbation de sortie, D'une autre manière :

$$y(s) = T(s)r(s) + S(s)d(s) \quad (\text{II.34})$$

$T(s)$ et $S(s)$: s'appellent la fonction de sensibilité et la fonction de sensibilité complémentaire.

Si $S(s)$ a un grand gain la perturbation sera amplifiée, et elle sera atténuée dans le cas contraire,

Si on suppose que $S(s) = 0$ alors la perturbation sera rejetée et pour ce même cas, on a :

$T(s) = I$ et donc l'équation (II.33) devient : $y = r$ on a la poursuite de référence, puisque:

$$T(s) + S(s) = I \quad (\text{II.35})$$

Et par conséquent le rejet de perturbation et la poursuite de référence sont deux choses liées. Et d'un point de vue fréquentielle on peut écrire un critère comportant les deux notions précédentes dans une bande passante donnée, en choisissant une pondération fréquentielle $W(s)$ dont le gain est très élevé à l'intérieur de la bande passante et devient très petit à l'extérieur et on essaye de calculer un régulateur qui satisfait la relation suivante :

$$\overline{\sigma}(W(s).S(s)) < 1 \Rightarrow \overline{\sigma}(S(s)) \ll 1 \quad (\text{II.36})$$

$\overline{\sigma}$: est la plus grande valeur singulière.

Donc on résume tout ce que nous avons dit jusqu'ici, la mise en œuvre effective d'une bonne loi de réglage passe par des techniques qui concourent à deux principes généraux suivants:

- minimiser la sensibilité de la boucle fermée pour un rejet de perturbation maximale.
- maximiser la sensibilité complémentaire pour une meilleure poursuite.

Mais en pratique cela ne suffit pas, puisque ce n'est pas la perturbation uniquement qui agit sur la loi de commande et donc sur le système de réglage, mais il y a d'autres contraintes qui sont les erreurs de modélisation, si elles sont importantes, ça peut empêcher l'action de la commande, et donc peut sortir le système du domaine de stabilité. De ce fait, nous avons choisi la commande H_∞ qui peut régler ce problème en assurant un système de réglage robuste contre l'effet des perturbations mais aussi en présence des dynamiques non modélisées dans le système.

Le principe de la commande H_∞ consiste en premier lieu, à linéariser le système autour d'un point de fonctionnement ou autour d'un point d'équilibre, tel le procédé G aura la représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Le passage vers l'espace de transfert est donné par la matrice de fonction de transfert :

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (\text{II.38})$$

Cette étape de linéarisation est suivie de la formulation du problème H_∞ standard.

II.6.2. Formulation du problème H_∞ standard

Considérons le schéma général de commande (figure II.32). Ce schéma peut être modifié de la manière suivante (figure II.33):

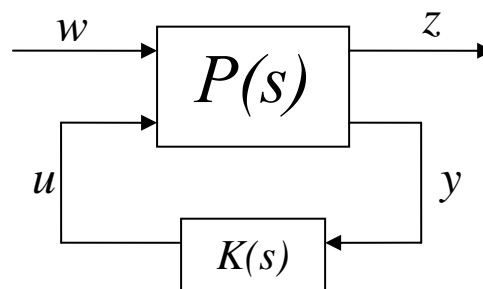


Figure II.33. Schéma de commande standard

Ce schéma est caractérisé par :

$P(s)$: appelé le système augmenté possédant deux sortes d'entrées et deux types de sorties.

Les entrées sont :

u : signal de commande ;

w : c'est un signal extérieur, il représente en général la perturbation.

Les sorties sont :

y : signal de sortie (de mesure) ;

z : c'est le quantificateur de performance.

L'idée est simple, on introduit la forme dite standard qui a des équivalences avec la boucle fermée classique, ensuite on calcule un correcteur $K(s)$ qui tient compte des effets de la perturbation et des performances citées dans nos objectifs de contrôle, et enfin, retourner vers le schéma initial, en implémentant le correcteur (synthétisé suivant ces considérations) dans la boucle fermée classique.

Pour commencer, on met le système augmenté sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

L'équation du retour de la sortie est:

$$u(s) = K(s)y(s) \quad (\text{II.40})$$

La matrice de fonction de transfert reliant le signal quantificateur des performances et le signal de perturbation a la relation suivante :

$$z(s) = F_l(P, K)w(s) \quad (\text{II.41})$$

Telle que:

$$F_l(P, K) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)(I - P_{22}(s)K(s))^{-1}P_{21}(s) \quad (\text{II.42})$$

En observant que la relation $\frac{\|z\|_2}{\|w\|_2}$ est dans le pire des cas [ALA 99]:

$$\sup_{w \neq 0} \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} = \|F_l(P, K)\|_\infty \quad (\text{II.43})$$

Le problème décrit ci-dessus peut se formuler mathématiquement comme suit :

a) Problème H_∞ Optimal : minimiser $\|F_l(P, K)\|_\infty$ sur l'ensemble des compensateurs $K(s)$ qui stabilisent le système de manière interne.

Le minimum est noté γ_{opt} est appelé gain (ou atténuation), « **H_∞ -optimal** ».

Le problème **Sous-Optimal** associé joue également un rôle important.

b) Problème H_∞ Sous-Optimal : étant donné γ , trouver un compensateur $K(s)$ qui stabilise le système de manière interne et assure $\|F_l(P, K)\|_\infty < \gamma$.

Remarque :

γ à la caractéristique suivante, c'est que $1/\gamma$ définit l'amplitude maximale des incertitudes non structurées que peut subir le système bouclé $F_l(P, K)$ sans se déstabiliser. Donc, en minimisant $\|F_l(P, K)\|_\infty$, le problème H_∞ optimal consiste à trouver une loi de commande $K(s)$, de sorte que le système bouclé soit le plus robuste possible vis-à-vis d'incertitudes non structurées.

II.6.3. Solution du problème standard

La solution de ce problème [BEL 06] se fait dans l'espace d'état. Soit la représentation d'état du système augmenté $P(s)$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \\ z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

a) Théorème 1

Il existe un régulateur $K(s)$ stabilisant et assurant : $\|F_l(P, K)\|_\infty < \gamma$, si et seulement si les conditions suivantes sont vérifiées :

1) Les équations de **Riccati** suivantes :

$$A^T Q_1 + Q_1 A - Q_1 [B_2 B_2^T - \gamma^{-2} B_1 B_1^T] Q_1 + C_1^T C_1 = 0 \quad (\text{II.45})$$

$$A Q_2 + Q_2 A^T - Q_2 [C_2^T C_2 - \gamma^{-2} C_1^T C_1] Q_2 + B_1 B_1^T = 0 \quad (\text{II.46})$$

Ont des solutions uniques stabilisantes Q_1 et Q_2 , i.e. les matrices Hamiltoniennes suivantes :

$$K_\infty = \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T C_1 & -A^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$$J_\infty = \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2 C_2^T \\ -B_1 B_1^T & -A \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

N'ont pas des valeurs propres dans l'axe imaginaire.

2) Le **rayon spectral** $\rho(Q_1, Q_2) \leq \gamma^{-2}$
(ρ : C'est la valeur absolue de la plus grande valeur propre).

b) Théorème 2

Si les conditions du théorème 1 sont vérifiées, alors le correcteur H_∞ central est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c y \\ y_c = C_c x_c \end{cases} \quad (II.49)$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_c &= A + (\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T) Q_1 - T_\infty Q_2 C_2 C_2^T ; \\ B_c &= T_\infty Q_2 C_2^T ; \\ C_c &= -B_2^T Q_1 \text{ et } : T_\infty = (I - \gamma^{-2} Q_2 Q_1)^{-1}. \end{aligned}$$

Remarque :

Les théorèmes 1 et 2 donnent la solution du problème *Sous-Optimal*, pour résoudre le problème optimal, on associe aux théorèmes 1 et 2 un algorithme appelé les γ itérations, qui a l'objectif, rechercher l'optimum par la dichotomie.

II.6.4. Problème de la sensibilité mixte

Pour l'étude de performances, on propose directement le problème général, c'est le problème de la sensibilité mixte dont le schéma de réglage est présenté dans la figure (II.34). $W_1(s)$ et $W_2(s)$ sont des filtres passe-haut et passe-bas respectivement. Pour assurer l'élimination des perturbations et la poursuite de référence, le critère de calcul du régulateur est [BEL 06]:

$$\left\| \begin{matrix} W_1(s)S(s) \\ W_2(s)T(s) \end{matrix} \right\|_\infty \leq \gamma \quad (II.50)$$

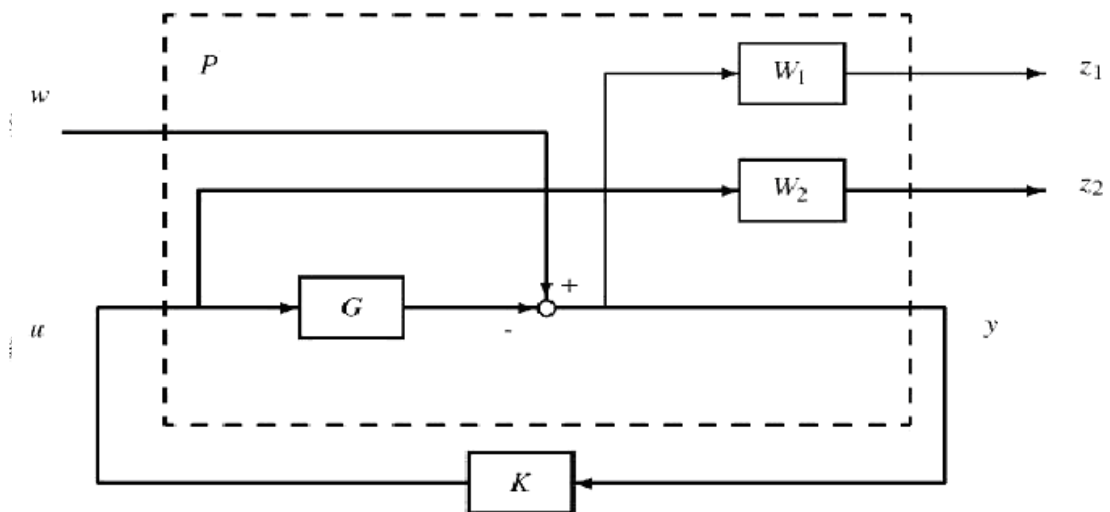


Figure II.34. Problème standard de sensibilité mixte

II.6.5. Commande H_∞ d'un convertisseur à trois cellules

Comme la commande H_∞ est une commande continue, donc elle s'applique pour les systèmes continus, or le convertisseur multicellulaire est un système discontinu au niveau de la commande, donc nous avons proposé une méthode qui permet l'application de la commande H_∞ . Cette méthode consiste d'abord à faire la synthèse de la commande en utilisant le modèle moyen. En effet, soit le modèle moyen d'un convertisseur à trois cellules.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_s/C_1 & i_s/C_1 & 0 \\ 0 & -i_s/C_2 & i_s/C_2 \\ V_{c1}/L & (V_{c2}-V_{c1})/L & (E-V_{c2})/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Avec :

α_1, α_2 et α_3 représentent les rapports cycliques.

Ce modèle est de la forme : $\dot{x} = Ax + g(x)u$

Pour la linéarisation de ce modèle [AIM 03], on pose x_0, u_0 comme étant le point de fonctionnement, avec :

$$\begin{aligned} x_0 &= [V_{c1,0} \quad V_{c2,0} \quad i_{s,0}]^T \\ u_0 &= [\alpha_{1,0} \quad \alpha_{2,0} \quad \alpha_{3,0}]^T \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

Pour des petites variations des variables d'état autour de ce point de fonctionnement on pose :

$$\begin{aligned} dx &= x - x_0 \\ du &= u - u_0 \end{aligned} \quad (\text{II.53})$$

Donc le modèle linéarisé est donné par :

$$\delta \dot{x} = A \delta x + g(x_0) \delta u \quad (\text{II.54})$$

Pour la synthèse du correcteur, on a utilisé la commande MATLAB *ncfsyn*, pour les filtres de robustesse, on a choisi : (I est la matrice identité de rang 3.)

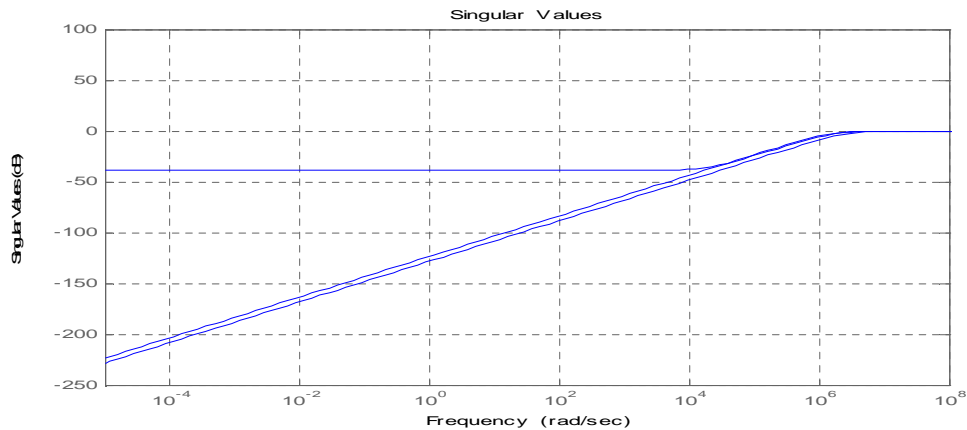
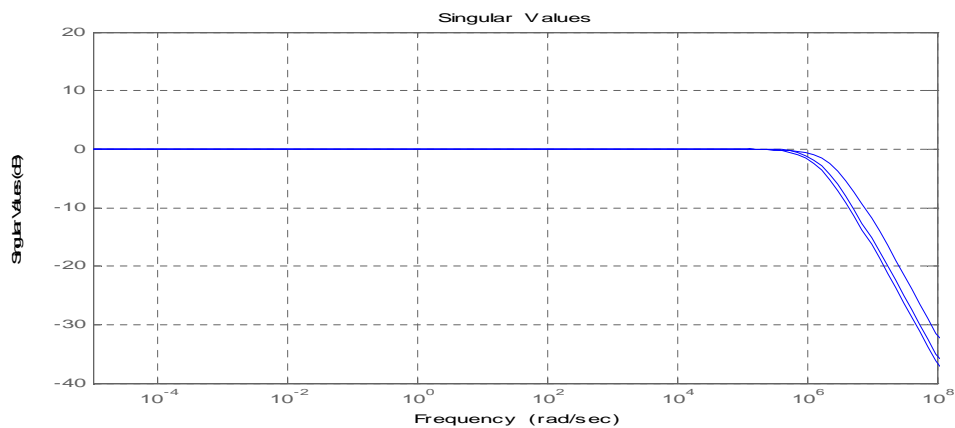
$$W_1 = \frac{1 + 10s}{1 + 1000s} I, \quad W_2 = W_1^{-1} \quad (\text{II.55})$$

Pour appliquer le correcteur au modèle instantané, on fait une comparaison entre le signal de commande et une porteuse triangulaire positive d'amplitude 1 et de fréquence égale à 15 kHz [TAC 98] (supérieur à l'inverse de la plus petite constante du temps du convertisseur).

Les pôles et les zéros du correcteur H_∞ sont obtenus par la réduction du modèle d'état de ce dernier, on obtient alors un correcteur d'ordre 3 caractérisé par ces pôles et ses zéros donnés dans ce tableau :

Pôles	zéros
-0.0010	-0.0010
-0.1000	-0.0981
-0.0981	-0.1000

Tableau II.1. Les pôles et les zéros du correcteur

Figure II.35. Lieu de BODE des gains de la fonction sensibilité $S(s)$ Figure II.36. Lieu de BODE des gains de la fonction sensibilité complémentaire $T(s)$

On remarque d'après les lieux de Bode de $S(s)$ et $T(s)$, que les deux principes suivants sont bien vérifiés:

- minimiser la sensibilité de la boucle fermée pour un rejet de perturbation maximale.
- maximiser la sensibilité complémentaire pour une meilleure poursuite.

L'étude de la stabilité robuste aux erreurs de modélisation se fait en se basant sur le théorème des petits gains non abordé dans notre travail.

II.6.6. Résultats de simulation

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

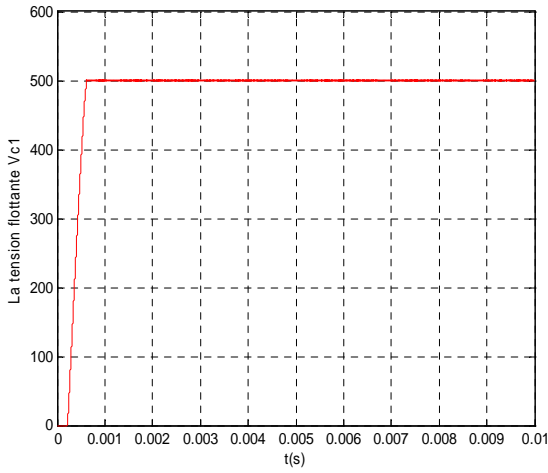


Figure II.37. Tension flottante V_{c1}

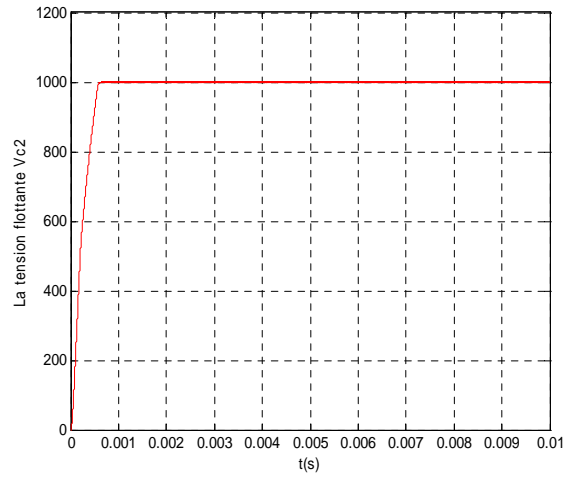


Figure II.38. Tension flottante V_{c2}

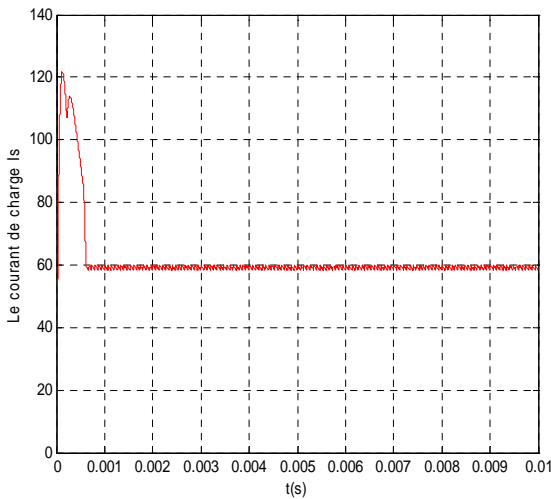


Figure II.39. Le courant de charge i_s

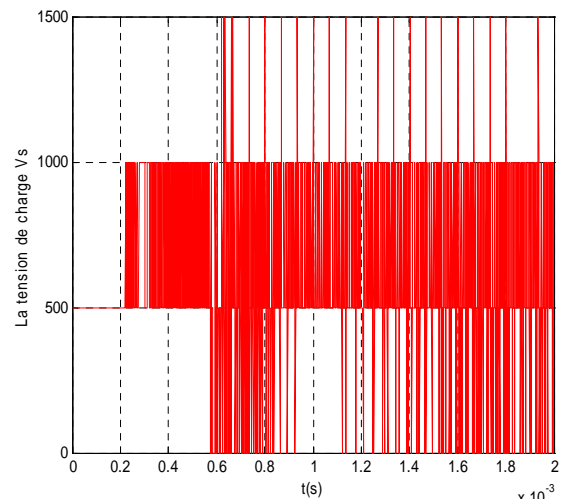


Figure II.40. La tension de charge V_s

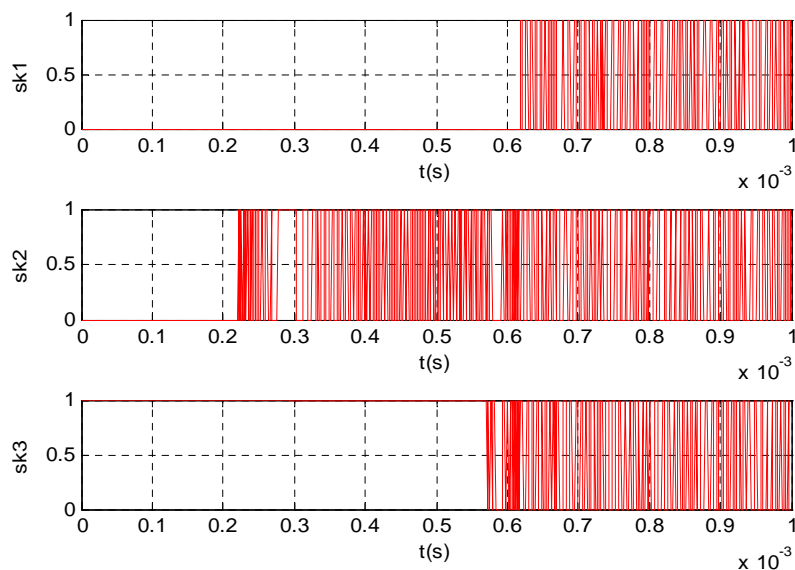


Figure II.41. Evolution des interrupteurs

Ces figures nous montrent que, malgré l'addition d'une non linéarité décrite par la comparaison de la porteuse avec le signal de commande pour générer la commande numérique, ceci n'a pas empêché le correcteur synthétisé d'assurer le réglage. Nous remarquons aussi d'après ces résultats, que le temps de réponse est mieux par rapport à la commande par mode de glissement. Le courant admet un dépassement et une erreur statique acceptable.

Par la suite, on va étudier la robustesse du correcteur H_∞ obtenu, par utilisation du modèle qui tient compte des effets des diodes, puis par des variations paramétriques.

II.3.7. Etude de la robustesse

a) Séquence de test 1

On applique la commande H_∞ sur le modèle qui tient compte des effets des diodes: Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

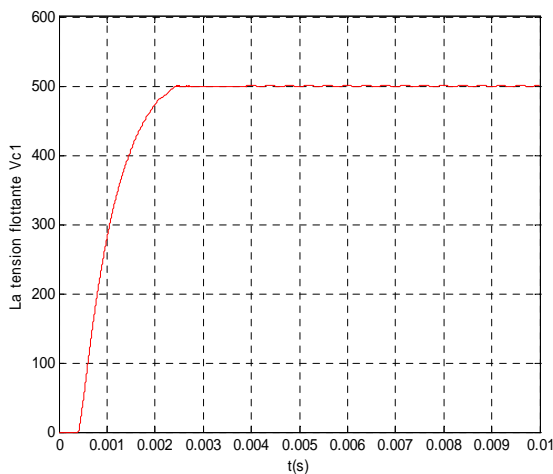


Figure II.42. Tension flottante V_{c1}

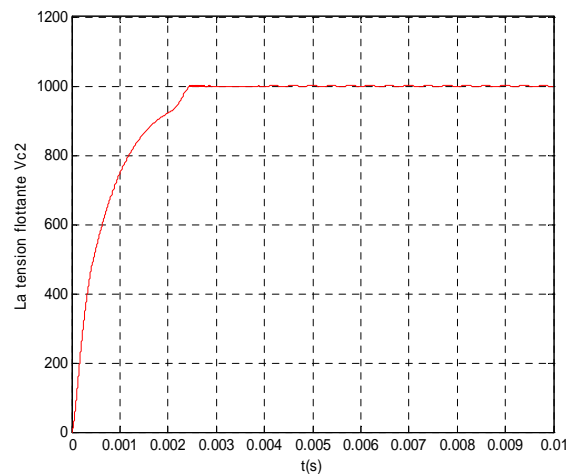


Figure II.43. Tension flottante V_{c2}

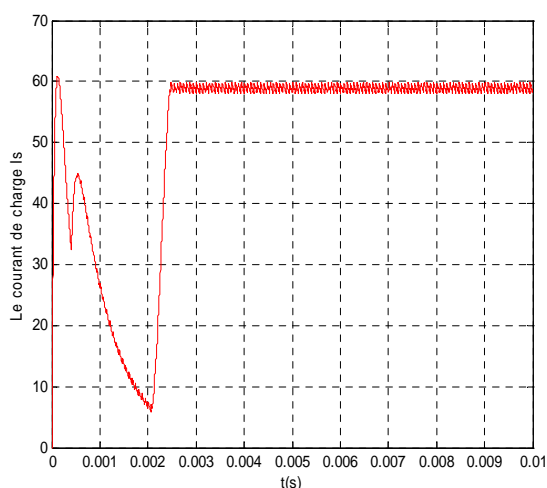


Figure II.44. Le courant de charge i_s

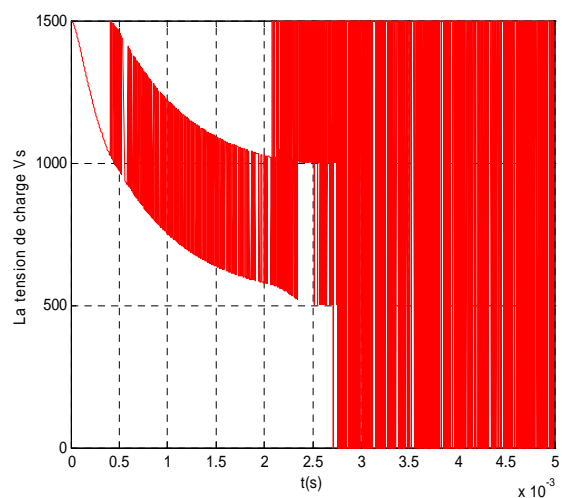


Figure II.45. La tension de charge V_s

Ces figures montrent que la régulation est satisfaisante, puisque les variables d'états atteignent leurs consignes. On remarque que le temps de réponse est lent par rapport ce qu'on trouvé tout à l'heure dans le modèle instantané sans diodes. Le courant par contre n'admet pas un dépassement, mais il descend jusqu'à la valeur $10A$ puis il remonte pour atteindre la référence. On constate encore une erreur statique pour i_s . La tension de sortie varie rapidement surtout dans le régime établi.

b) Séquence de test 2

On propose ici, de faire une variation des paramètres du modèle instantané, pour cela, on prend : $E = 1200V$, $R = 15 \Omega$, $L = 1.5mH$, et on applique aussi une perturbation en sortie mesurée (courant) de type échelon et d'amplitude égale à $60 A$ à l'instant $0.005 s$. Les résultats de simulation sont représentés dans les figures suivantes :

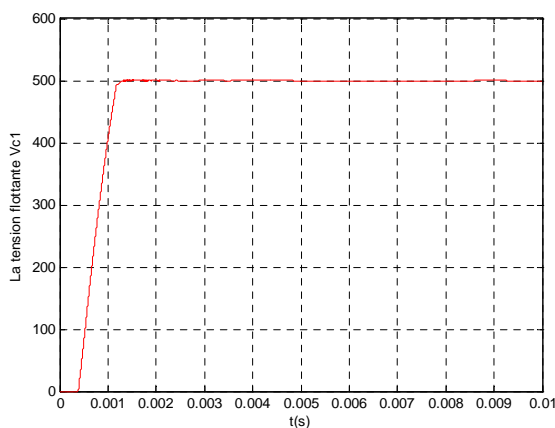


Figure II.46. Tension flottante V_{c1}

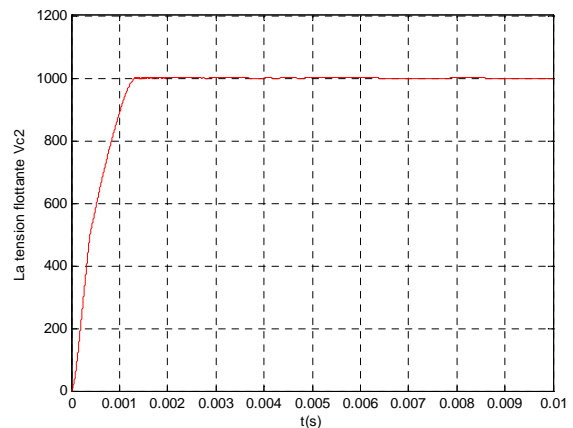


Figure II.47. Tension flottante V_{c2}

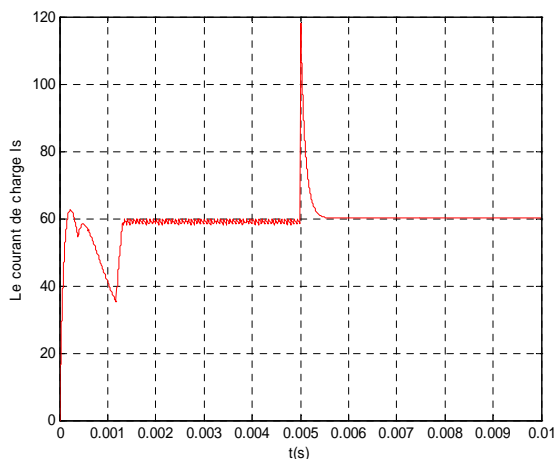


Figure II.48. Le courant de charge i_s

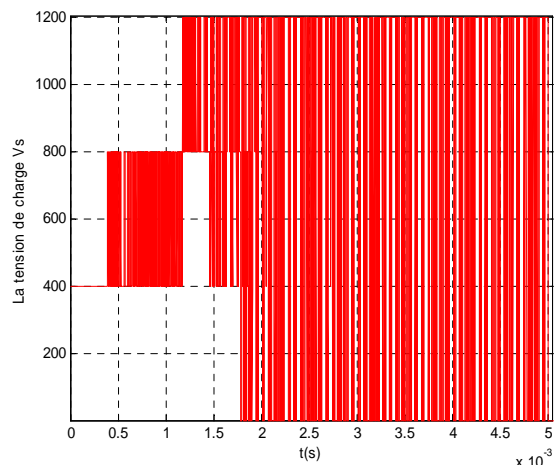


Figure II.49. La tension de charge V_s

Ces figures montrent que la convergence des variables d'état vers leurs consignes est assurée malgré les changements importants dans les paramètres du modèle instantané. De plus, on tire une conclusion remarquable, c'est que le correcteur H_∞ a pu compenser l'effet de la perturbation de nature échelon et d'amplitude très grand (égale à la valeur de la référence du courant). Tous ça nous conduise à confirmer la robustesse de la commande H_∞ .

II.6.8. Conclusion

Dans cette section, nous avons choisi de faire la synthèse d'un correcteur H_∞ . La procédure consiste tout d'abord, la linéarisation du modèle moyen autour du point de fonctionnement et faire la synthèse du correcteur. Ce dernier est implémenté ensuite dans la boucle fermée en utilisant le modèle instantané. La génération d'une commande binaire qui s'adapte avec le modèle instantané se fait par la comparaison du signal de commande avec une porteuse triangulaire. Le signal binaire est enfin généré à l'aide des relais, qui transforme la différence en un signal de type 0 et 1. L'étude de la robustesse nous montre la qualité de réglage de ce correcteur qui donne de bons résultats en ce qui concerne l'adaptation avec les variations paramétriques et la compensation de l'effet des perturbations.

II.7. Etude comparative entre les différentes stratégies de commande

Nous présentons ici une synthèse sur les commandes du convertisseur multicellulaire qu'on a utilisé précédemment en comparant la commande H_∞ et la commande par mode glissant. Nous n'avons pas pris en compte la commande floue-glissant dans cette étude comparative puisque nous l'avons appliqué uniquement au modèle moyen. La comparaison se focalisera sur trois plans :

- Les caractéristiques de chaque commande et sa méthode de synthèse.
- Leurs performances et robustesses.
- La faisabilité de leur implémentation.

Pour le premier point, on sait que la commande H_∞ et la commande par mode glissant sont de natures différentes. La première est continue et applicable en général sur les systèmes continus et la deuxième est de nature discontinue et donc applicable sans problème sur notre convertisseur de puissance de nature discontinu. Pour appliquer la commande H_∞ , nous avons utilisé un petit stratagème basé sur l'utilisation d'une porteuse triangulaire et la comparer avec le signal de commande pour générer une commande binaire. La méthode de synthèse est différente pour chaque commande. La commande H_∞ est synthétisée à partir du modèle linéarisé de notre système autour d'un point de fonctionnement puis l'appliquer sur le modèle non linéaire. Par contre, la synthèse de la commande par mode de glissement est basée sur l'utilisation de la théorie des systèmes non linéaires donc elle utilise directement le modèle non linéaire.

Pour le deuxième point, d'après les simulations et l'étude des performances/robustesse appliquées pour chaque commande, nous tirons une conclusion non douteuse, c'est que la commande H_∞ est beaucoup plus robuste que la commande par mode de glissement du fait que la première commande a résisté contre les changements extrêmes des paramètres du système et de la valeur de la tension source et ainsi la compensation de l'effet des perturbation dures et d'amplitude importante. Par contre la deuxième n'a pas pu donner les résultats obtenus par H_∞ . De plus la compensation des perturbations est limitée.

Pour le troisième et dernier point, la commande par mode de glissement est simple à implémenter du fait qu'elle est familiarisée avec les systèmes d'interrupteurs de puissance à cause de sa nature discontinue. Par contre la commande H_∞ nécessite une porteuse triangulaire qui sert comme nous l'avons dit, à générer une commande binaire, donc cette commande a besoin d'un système de découpage pour pouvoir s'appliquer aux convertisseurs de puissance.

Maintenant, on va donner un tableau récapitulatif qui résume tout ce qu'on a dit tout à l'heure.

	Nature	Dynamique	Robustesse aux variations paramétriques	Robustesse vis à vis la variation de la tension source	Rejet des perturbations	Implémentation
Commande H_∞	Continue	Bonne	L : Très bonne R : Très bonne C _i : Très bonne	Très bonne	Très bonne	Nécessite un système de découpage
Commande par mode glissant	Discontinue	Bonne	L: bonne R: bonne C _i : bonne	Bonne	Moyenne	Compatible avec la nature du système
Commande par floue glissant	Continue / Discontinue	Bonne	L: Moyenne R: Moyenne C _i : Moyenne	Moyenne	Moyenne	Nécessite un système de découpage

Tableau II.2. Etude comparative

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué plusieurs commandes.

D'abord, nous avons appliqué la commande par mode de glissement qui est compatible par sa nature avec notre système. La régulation par cette commande a donné de bons résultats, mais son inconvénient majeur c'est la présence de l'effet chattering au niveau des interrupteurs qui rend la commande énergétique. Cela peut avoir un effet négatif sur les interrupteurs et peut diminuer sa durée de vie et sa fiabilité. L'étude de la robustesse a montré que les performances de cette commande sont limitées par rapport la commande H_∞ .

Ensuite, une commande par floue-glissant est appliquée, cette commande est reconnue par rapport au mode glissant par d'élimination de l'effet chattering. A cause de son besoin énorme du temps de calcul, nous avons décidé de l'appliquer sur le modèle moyen continu. Nous constatons que l'effet chattering dans la commande a bien été éliminé. Par contre la commande perd ses performances en présence des incertitudes et des perturbations à cause du comportement flou qui est caractérisé par son imprécision en général.

Enfin, la commande H_∞ a été développée de telle manière qu'elle devient compatible avec la nature discontinue de notre convertisseur à trois cellules au niveau de la commande. L'étude qu'on a menée s'est basée sur la supposition que les interrupteurs sont parfaits. L'étude de robustesse de cette commande a montré son efficacité et sa robustesse en présence des variations paramétriques et des perturbations.

L'étude menée dans ce chapitre a supposée que tous les états de système sont mesurés, or en réalité à cause du coût des capteurs des tensions flottantes, les gens pensaient à utiliser des observateurs d'état pour estimer les variables d'états de ces tensions, Ceci sera l'objet du chapitre suivant.

III.1. Introduction

La commande et la supervision d'un système dynamique (procède de production, machine, installation, etc.) requièrent souvent la connaissance de grandeurs physiques non-mesurées. D'où la nécessité de disposer d'un algorithme (capteur logiciel) pour estimer ces grandeurs inconnues à partir des signaux mesurés. Dans un cadre déterministe, les algorithmes qui estiment les variables d'état portent le nom d'*observateur* [XU 02].

Pendant une opération normale du convertisseur, les tensions flottantes des condensateurs devraient demeurer constantes de sorte que les contraintes de tension soient dédoublées sur les interrupteurs de puissance [GAT 01]. Donc pour assurer un fonctionnement sécurisé et optimal d'un convertisseur multicellulaire, il est nécessaire de contrôler activement ses tensions internes. Nous avons vu plusieurs stratégies de commande permettant de contrôler les tensions flottantes et d'assurer la poursuite du courant de charge. Cependant, toutes ces stratégies de commande sont en boucle fermée et nécessitent donc la connaissance de ces variables d'état.

La mesure des tensions flottantes est délicate, encombrante et très coûteuse. Il est donc indispensable de pouvoir reconstruire ces variables d'état à partir de la grandeur d'entrée et de la grandeur de sortie. Pour cela on utilise un capteur logiciel qui est l'observateur d'état.

L'objectif est donc d'essayer d'estimer les tensions flottantes des condensateurs en considérant seulement les courants de phase. Cette solution n'exige pas l'utilisation des sondes additionnelles, puisque ceux des courants sont habituellement déjà en place. Dans ce chapitre, nous proposons deux observateurs basés sur le modèle hybride du convertisseur, le premier est basé sur la théorie du mode glissant et le deuxième sur la théorie d'horizon infini. Des résultats de simulations sont fournis pour montrer l'efficacité des approches utilisées.

III.2. Intérêt d'observer les tensions flottantes par l'approche hybride

Les commandes traitées dans le chapitre précédent, permettent d'assurer un équilibrage rapide des tensions flottantes lorsqu'une brusque variation apparaît sur la tension d'alimentation.

Pour un onduleur multicellulaire monophasé de dimension p , il faut envisager $p-1$ capteurs de tensions flottantes et un capteur de courant, et Le problème se complique lorsque le convertisseur est un onduleur triphasé. Dans ce cas, le nombre de capteurs de tension flottante est de $3(p-1)$.

Ces capteurs de tension et leurs chaînes de traitement sont compliqués à mettre en œuvre sur les systèmes haute tension. En effet, on doit d'abord mesurer la différence de potentiel aux bornes des condensateurs flottants à l'aide d'une sonde de tension différentielle. Un étage d'isolation est ensuite utilisé afin d'isoler la partie puissance de la commande. La sortie de cet étage est ensuite mise en forme et numérisée par un convertisseur analogique/numérique pour être utilisée dans une commande numérique.

Toute cette chaîne de mesure pose évidemment des problèmes de coût, mais aussi d'encombrement et de fiabilité. Il est donc légitime (comme pour tout système multidimensionnel) de penser à réduire au minimum le nombre de capteurs en utilisant un observateur d'état. Ceci est d'autant plus vrai que les calculateurs sont, actuellement, de plus en plus puissants et avec des prix très concurrentiels.

D'une manière générale, les travaux sur l'observation des variables d'état dans les convertisseurs statiques sont rares. Parmi les premiers travaux sur les observateurs pour les convertisseurs statiques sont ceux de L.Kamas et S.Sanders [BEN 01].

Actuellement avec la venue des convertisseurs multicellulaires, on a vu que le nombre de variables à connaître était plus important et proportionnel au nombre de cellules de commutations. Un observateur de tensions flottantes est, dans ce cas, totalement justifiable, puisqu'il permet de s'affranchir des capteurs, et réduire ainsi le cout et l'encombrement de l'installation.

D'autre part la synthèse d'un observateur hybride pour les convertisseurs a un avantage principal vis-à-vis un observateur classique, il permet de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité.

III.3. Etude de l'observabilité

On appelle observabilité d'un système, la possibilité d'évaluer le vecteur d'état x à partir de mesures effectuées. On dit qu'un système est observable à l'instant t_1 si à partir de la connaissance du vecteur de sortie y et du vecteur d'entrée u , il est possible en un temps fini, $t_2 > t_1$, de déterminer l'état $x(t_1)$.

En linéaire l'observateur se détermine classiquement par une condition de Rang, les observateurs classiques pour tels systèmes sont l'observateur de *Luenberger*, et l'observateur de *Kalman*.

En non linéaire l'observabilité se détermine de multiples façons contrairement au cas des systèmes linéaires, d'où le concept de l'observabilité des systèmes non linéaires est délicat à aborder (Annexe B). Parmi les problèmes [BAR 07] c'est que le bruit n'intervient plus linéairement, singularité d'observateur, différente notion d'observabilité, et l'une des différences majeures avec les systèmes linéaires est que l'observabilité des systèmes non linéaires peut dépendre de l'entrée.

III.3.1. Observabilité d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules

Soit un convertisseur à trois cellules connecté à une charge R_L , le modèle instantané sous forme d'équation d'état est défini par (III.1):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1)x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) = -\frac{R}{L}x_3 - \frac{x_2}{L}(u_3 - u_2) - \frac{x_1}{L}(u_2 - u_1) + \frac{E}{L}u_3 \\ y = h(x) = x_3 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

On peut voir clairement qu'ils existent plusieurs modes opératoires pour lesquelles le système devient inobservable i.e. étant donnée le courant de charge (i_s) mesuré à l'aide d'un capteur de courant, on ne peut restituer les tensions des condensateurs, en effet pour les états de commutation S_i donnant : $u_1=u_2=u_3=0$.

Ce système résultant devient complètement non observable. Heureusement que ces états de commutation ne se produisent que dans une petite partie de la séquence de commande des interrupteurs. Si ces états se produisent dans toute la séquence de commande, ceci n'a aucun intérêt physique pour le convertisseur multicellulaire car il n'est pas fonctionnel.

Les conditions algébriques d'observabilité (Annexe B) de f et h ne sont pas faciles à trouver comme dans le cas linéaire. Hermann et Krener [HER 77] ont discuté l'utilisation des dérivés de Lie pour développer les conditions locales. Pour que le système soit observable, il doit pouvoir effectuer des opérations différentielles successives de $h(x)$ jusqu'à ce qu'une inversion implicite peut être exécutée pour obtenir x .

La matrice d'observabilité du système est donnée par :

$$Q = \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ h_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{u_1 - u_2}{L} & \frac{u_2 - u_3}{L} & -\frac{R}{L} \\ -\frac{R}{L^2}(u_1 - u_2) & -\frac{R}{L^2}(u_2 - u_3) & \frac{R^2}{L^2} - \frac{(u_2 - u_1)^2}{L.C} - \frac{(u_3 - u_2)^2}{L.C} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Où : $h_1(x) = h(x)$, et $h_{i+1}(x)$ est la $i^{\text{ème}}$ dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ indiquée en (Annexe B).

Le calcul de la matrice d'observabilité du système montre que la dernière rangée est une combinaison linéaire des lignes précédentes. Ceci implique que, pour un contrôle donné, le rang de la matrice d'observabilité est inférieur ou égal à 2 ($\text{Max rang } [Q] = 2 \neq 3$) et le système est alors non observable.

III.3.2. Observabilités à base du modèle hybride

Afin de démontrer l'observabilité d'un convertisseur à trois cellules, une nouvelle modélisation du système a été introduite en employant l'approche hybride.

La structure proposée se base sur la remarque fondamentale suivante : le convertisseur est composé par l'interconnexions de 2 cellules (i.e. sous système) impliquant les capacités C_1 (cellules 1 et 2), C_2 (cellules 2 et 3), etc. Chaque sous système, possède les états continus qui sont la tension v_{ck} et le courant de cellule i_{ck} pour ($k=1,2$). Le courant i_{ck} passant dans le condensateur C_k est relié au courant de charge i_s par :

$$i_{ck} = \delta_k \cdot i_s \quad (\text{III.3})$$

- (u_1, u_2, u_3) , sont les commandes des interrupteurs.
- $\delta_1 = u_2 - u_1$, $\delta_2 = u_3 - u_2$, $\delta_3 = u_3$

Quand la capacité C_k est conductrice le courant i_{ck} est égale (i_s) ou ($-i_s$) suivant la valeur de δ_k . Alors que, quand la capacité C_k est non-conductrice i_{ck} est nulle. Dans ce dernier cas, la tension v_{ck} est constante. Le modèle dynamique du sous système est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{ck} + \frac{E}{L}\delta_3\delta_k - \frac{\delta_k}{L}\sum_{j=1}^{p-1}\delta_j v_{cj} \\ \frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{C_k}i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{cases} \quad (III.4)$$

Puisque chaque sous système P_k peut être observable ou non à partir de sa sortie y_k , on peut distinguer 2^{p-1} situations d'observabilités.

Pour notre étude on s'intéresse au convertisseur à trois cellules, du point de vu d'observabilité, On peut distinguer $2^2 = 4$ situations, les modèles dynamiques sont donnés par :

- 1) **Situation Obs1** : correspondant aux modes q_2 et q_7 , dans ce cas seule la capacité C_1 est conductrice, donc v_{c1} est observable et v_{c2} est non observable, on obtient alors le modèle suivant (la dimension de l'espace d'état est 2) :

$$\sum_1(q_2, q_7) : \begin{cases} \dot{z}_1 = A_1(q)z_1 + B_1(q) \\ y_1 = C_1z_1 = i_{c1} \end{cases} \quad (III.5)$$

$$z_1 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ v_{c1} \end{pmatrix}, \quad A_1(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_1^2}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_1(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L}\delta_1\delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_1 = (1 \ 0)$$

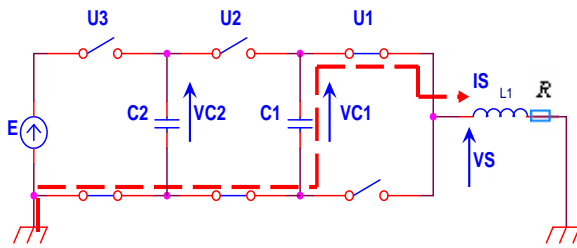


Figure III.1. Le mode q2

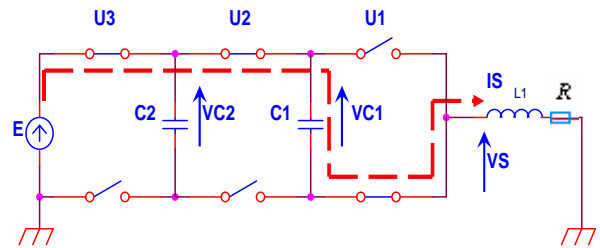


Figure III.2. Le mode q7

- 2) **Situation Obs2** : correspondant aux modes q_4 et q_5 , dans ce cas seule la capacité C_2 est conductrice, donc v_{c2} est observable et v_{c1} est non observable, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 2) :

$$\sum_2(q_4, q_5) : \begin{cases} \dot{z}_2 = A_2(q)z_2 + B_2(q) \\ y_2 = C_2z_2 = i_{c2} \end{cases} \quad (III.6)$$

$$z_2 = \begin{pmatrix} i_{c2} \\ v_{c2} \end{pmatrix}, \quad A_2(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_2^2}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_2(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L}\delta_2\delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_2 = (1 \ 0)$$

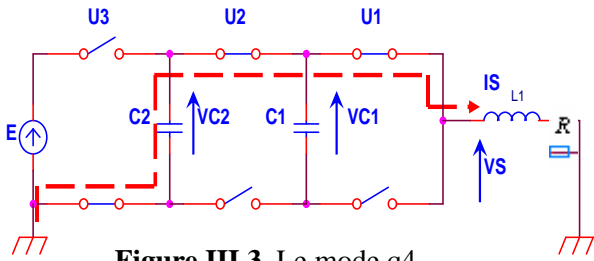


Figure III.3. Le mode q4

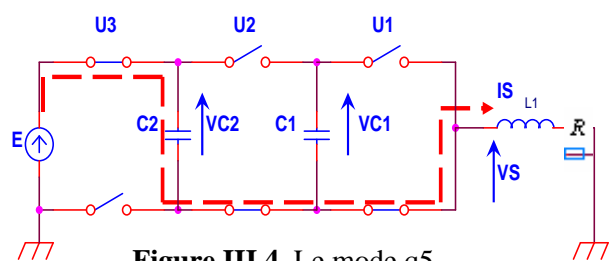


Figure III.4. Le mode q5

3) **Situation Obs3** : correspondant aux modes q_3 et q_6 , dans ce cas les deux capacités C_1 et C_2 sont conductrices, donc les deux tensions v_{c1} et v_{c2} sont observables, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 4) :

$$\Sigma_3(q_3, q_6) : \begin{cases} \dot{z}_3 = A_3(q)z_3 + B_3(q) \\ y_3 = C_3z_3 = \begin{pmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{pmatrix} z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} \end{cases} \text{ Avec : } z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ v_{c1} \\ i_{c2} \\ v_{c2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$A_3(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_1^2}{L} & 0 & -\frac{\delta_1\delta_2}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_1\delta_2}{L} & -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_2^2}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_3(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L}\delta_1\delta_3 \\ 0 \\ \frac{E}{L}\delta_2\delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

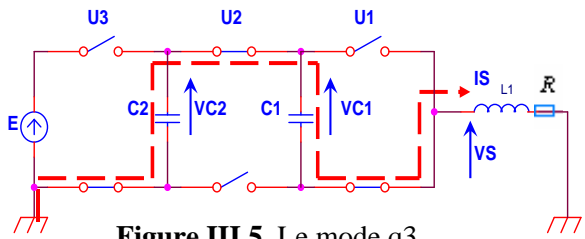


Figure III.5. Le mode q3

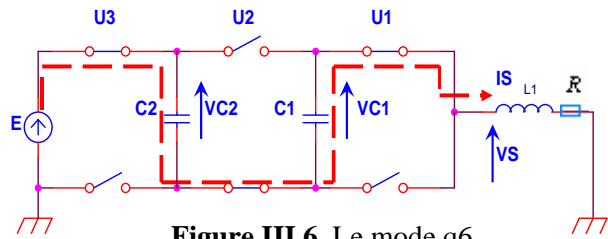


Figure III.6. Le mode q6

4) **Situation Obs4** : correspondant aux modes q_1 et q_8 , dans ce cas les deux capacités C_1 et C_2 ne sont conductrices, et les deux tensions v_{c1} et v_{c2} ne sont pas observables, on obtient donc la dynamique continue suivante :

$$\Sigma_4(q_1, q_8) : \begin{cases} \dot{z}_4 = -\frac{R}{L}z_4 + \frac{\delta_3 E}{L} \\ y_4 = z_4 = I \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

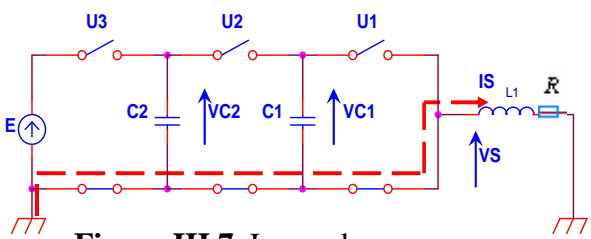


Figure III.7. Le mode q1

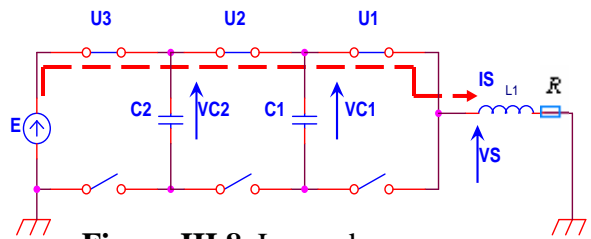


Figure III.8. Le mode q8

Par ailleurs, il est possible que le convertisseur commute d'un mode à un autre mode, i.e. d'une situation à une autre mais ces commutations se font sans saut d'état et par conséquent les trajectoires sont continues.

Conclusion :

Les modèles présentés au paragraphe (I.1.2) ne permettent pas l'observabilité du convertisseur. Cependant le modèle hybride nous a permis de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité du système. $\forall(\delta_1, \delta_2) \neq (0,0)$, et étant donnée le courant de charge, le système est observable.

III.4. Synthèse d'un observateur par mode glissant hybride

En général, un observateur hybride est un système dynamique auxiliaire [BIR 06] dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie \hat{x} constitue l'état estimé et l'état des interrupteurs \hat{q} , (figure III.9).

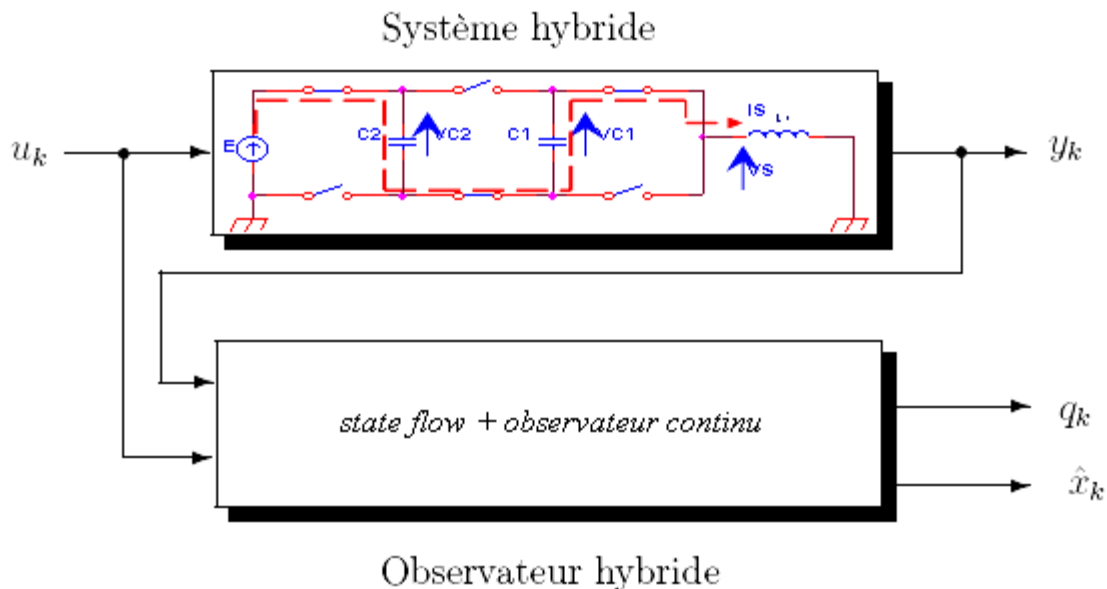


Figure.III.9. Schéma bloc d'un observateur hybride

Les observateurs à modes glissants sont issus de la théorie des systèmes à structure variable. Ces observateurs s'appliquent à une très large classe de systèmes non linéaires, ils sont réputés pour leurs robustesses face aux erreurs paramétriques.

III.4.1. Principes et étapes de conception

Tout comme la commande par modes glissants, le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété S de dimension $(n - p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité et l'invariance de cette surface sont assurées par des conditions spécifiées qu'on appelle « les conditions de glissement ». Dans le cas des observateurs à mode glissant, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation

($\tilde{x} = x - \hat{x}$). A partir de leurs valeurs initiales, ces erreurs doivent converger vers les valeurs d'équilibre en deux étapes [BEN 01]:

- dans la première étape, les trajectoires de ces erreurs sont forcées à aller vers la surface de glissement où l'erreur entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel ($\tilde{y} = y - \hat{y}$) est nulle. Cette étape est référée comme le mode atteint (ou reaching mode) et il est fortement dynamique.
- une deuxième étape appelé un *mode de glissement (ou sliding mode)* où la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement définie par $\tilde{y} = 0$ avec une dynamique imposée afin d'annuler le reste de l'erreur.

III.4.2. Structure de l'observateur par mode de glissement

L'idée fondamentale derrière la synthèse d'observateur pour un convertisseur multicellulaire à p cellules est comme suit :

Pour chaque situation dans laquelle v_{ck} ($1 \leq k \leq p-1$) est observable (i.e. $\delta_k \neq 0$), on développe un observateur assurant la convergence de l'erreur d'observation $e_{ck} = v_{ck} - \hat{v}_{ck}$, où \hat{v}_{ck} est l'estimé de v_{ck} . Quand le convertisseur transite vers une autre situation pour laquelle v_{ck} est non observable (i.e. $\delta_k = 0$). On maintient l'estimé \hat{v}_{ck} constante. Ainsi, pourvu que la séquence de commande soit régulièrement persistante l'erreur d'observation e_{ck} diminue (quand : $\delta_k \neq 0$) ou est constante (quand : $\delta_k = 0$) Ainsi, pour un temps suffisamment grand e_{ck} (pour : $1 \leq k \leq p-1$) tend vers zéro quand t tend vers l'infini.

Maintenant pour le cas qu'on est entrain d'étudier, l'idée derrière la conception d'un observateur pour le convertisseur à trois cellules est comme suit :

- Quand le système est dans la situation Obs1, nous concevons un observateur par mode glissant, pour assurer la convergence exponentielle de l'erreur d'observation $e_{c1} = v_{c1} - \hat{v}_{c1}$
- Quand le système est dans la situation Obs2, nous concevons un autre observateur par mode glissant, pour qu'il assure la convergence exponentielle de l'erreur d'observation $e_{c2} = v_{c2} - \hat{v}_{c2}$.
- Quand le système est dans la situation Obs3, nous concevons un observateur par mode glissant, tels que pour assurer exponentiel la convergence exponentielle des deux erreurs d'observations $e_{c1} = v_{c1} - \hat{v}_{c1}$ et $e_{c2} = v_{c2} - \hat{v}_{c2}$.
- Et dans la situation Obs4, nous arrêterons le procédé d'évaluation jusqu'au changement de séquence d'exécution.

Divers stratégies

Dans le but d'avoir une convergence exponentielle de l'erreur d'estimation, différentes stratégies d'observations sont appliquées, *la première stratégie* consiste à concevoir un

observateur adaptatif basé sur le modèle d'état dynamique correspondant à chaque situation (*Obs_i*). Par conséquent, nous concevons trois observateur « $n_o=2^{p-1}-1$ ».

En effet dans la situation (*Obs₄*), nous ne pouvons concevoir aucun observateur vu que les tensions ne sont pas observables, dans cette situation le procédé d'estimation est arrêté jusqu'à où le système se déplace à une autre situation, i.e. les tensions estimées sont maintenue constantes pendant l'intervalle de temps de cette situation, à cet effet, la forme générale de l'observateur est:

$$O_k : \begin{cases} \hat{z}_k = A_k \hat{z}_k + B_k + L_{1j} (y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Dans *la deuxième stratégie*, au lieu de concevoir « $n_o=2^{p-1}-1$ », nous concevons seulement « $n_o=p-1$ » observateurs, par conséquent nous réduisons le nombre d'observateurs utilisés. En effet pour notre cas $p=3$, nous utilisons 2 observateurs au lieu de 3, la réduction est significative avec l'augmentation de cellules.

En outre, nous ne résolvons aucune équation de *RICATTI* dans cette stratégie (contrairement à la première stratégie), nous utiliserons le fait que le convertisseur se compose par l'interconnexion des sous systèmes impliquant les condensateurs C_1 , et C_2 , donc il sera possible de concevoir un observateur par mode glissant pour estimer les tensions v_{c1} , et v_{c2} . En effet, le modèle dynamique pour chaque sous système peut être écrit :

$$\begin{cases} \dot{z}_k = A_k(u) \cdot z_k + B_k \\ y_k = C_k \cdot z_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$z_k = \begin{pmatrix} i_{ck} \\ v_{ck} \end{pmatrix}, \quad A_k(u) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_k^2}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_k = \begin{pmatrix} -\frac{\delta_k}{L} \delta_i v_{cj} + \frac{E}{L} \delta_k \delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_k = (1 \ 0)$$

Il est clair que pour $\delta_k = 0$, le système devient non observable. Cependant, chaque sous système de dimension égale à 2 est observable quand $\delta_k \neq 0$, et il est de rang égal à 2. L'idée principale est de construire un observateur pour le système entier, à partir de la synthèse d'un observateur pour chaque sous système séparément, à cet effet, nous supposons que les tensions v_{ck} sont bornées par une borne connue b_v , i.e. $\forall t > 0, |v_{ck}| \leq b_v$.

D'où la forme générale de l'observateur :

$$O_k : \begin{cases} \hat{z}_k = A_k \hat{z}_k + \hat{B}_k + L_{1k} (y_k - \hat{y}_k) + L_{2k} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = \hat{i}_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Pour $k=1,2$, L_{1k} et L_{2k} sont les gains d'observateur, et :

$$\hat{B}_k = \begin{pmatrix} -\frac{\delta_k}{L} \delta_i v_{cj} + \frac{E}{L} \delta_k \delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad L_{1k} = \begin{bmatrix} L_{11k} \\ L_{21k} \end{bmatrix}, \quad L_{2k} = \begin{bmatrix} L_{12k} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{III.12})$$

Donc la stratégie d'observateur par mode glissant hybride est :

$$\text{Observateur}_\Sigma : \begin{cases} = O_1 \text{ si le système est dans la situation } Obs_1 \\ = O_2 \text{ si le système est dans la situation } Obs_2 \\ = O_1 + O_2 \text{ si le système est dans la situation } Obs_3 \end{cases}$$

III.4.3. Dynamique des erreurs d'observation

On considère le modèle du convertisseur à trois cellules (III.1), l'observateur O_k correspondant ($s = \tilde{y} = 0$), et les gains d'observations tels que :

Les gains L_{1k} , L_{2k} sont déterminés de façon à imposer la dynamique de l'erreur d'observation en mode de glissement. Pour la détermination de ces gains, on doit assurer que :

$$1) \text{ La matrice } A_o \text{ soit définie négative, tel que : } A_o = A_k - L_{1k} C_k \quad (\text{III.13})$$

$$2) L_{12} \geq \left[\frac{1}{L} (b_v + \|\hat{v}_{cj}\|) \right] \quad (\text{III.14})$$

Les propriétés suivantes sont prises :

*) l'erreur d'observation e_k des observateurs O_k est exponentiellement stable.

**) l'observateur hybride assure la stabilité asymptotique pour e_{c1} et e_{c2} au moins.

Démonstration : on a :

$$\dot{e}_k = A_o \cdot e_k + L_{2k} \text{sign} (y_k - \hat{y}_k) - \begin{bmatrix} \Delta B_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$\Delta B_k = \frac{\delta_1}{L} \sum_{j=1 \neq k}^2 \delta_j (\hat{v}_{cj} - v_{cj})$$

Ce dernier terme est borné i.e. :

$$\left| \frac{\delta_1}{L} \sum_{j=1 \neq k}^2 \delta_j (\hat{v}_{cj} - v_{cj}) \right| \leq \left[\frac{1}{L} \left(b_v - \sum_{j=1 \neq k}^2 \delta_j \hat{v}_{cj} \right) \right] \quad (\text{III.16})$$

Considérons maintenant la fonction de *Lyapunov* suivante:

$$V(e_k) = e_k^T e_k \Rightarrow \dot{V}(e_k) = e_k^T (A_o) e_k + e_k^T \left\{ L_{2k} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) - \begin{bmatrix} \Delta B_k \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III.17})$$

$$\Rightarrow \dot{V}(e_k) = e_k^T (A_o) e_k + e_k(1) \left[-L_{12} \text{sign}(e_k(1)) - \Delta B_k \right] \quad (\text{III.18})$$

$$\text{Avec : } e_k(1) = \hat{y}_1 - y_1, \text{ Comme : } L_{12} \geq \left[\frac{1}{L} (b_v + \|\hat{v}_{cj}\|) \right] \quad (\text{III.19})$$

Le terme : $e_k(1) [-L_{12} \text{sign}(e_k(1)) - \Delta B_k] \leq 0$

$$D'où : \dot{V}(e_k) \leq e_k^T (A_0) e_k \leq \rho V(e_k), \text{ Avec : } \rho = \lambda_{\min} \left(\frac{A_0 + A_0^T}{2} \right) < 0 \quad (\text{III.20})$$

$\lambda_{\min}(\cdot)$ Indique la plus petite valeur propre de (\cdot) .

Donc l'erreur d'observation e_k des observateurs O_k est exponentiellement stable. On note que comme la paire $(C_k; A_k)$ est observable il est toujours possible de déterminer le gain, L_{1k} sachant que la matrice A_o est définie négative.

Les résultats obtenus après la simulation des deux stratégies montre que la première présente des oscillations en plus elle est lente, par contre la deuxième stratégie l'erreur converge rapidement.

III.4.4. Valeurs des paramètres et des gains

Dans cette section, le cas idéal est considéré, i.e. Les paramètres du convertisseur et de la charge sont connus et la mesure du courant de charge n'est pas bruitée. Les paramètres du convertisseur et de la charge qui sont utilisés pour la simulation sont les suivant :

$$E = 1500 \text{ V}; L = 0.5 \text{ mH}; R = 10 \text{ } \Omega; C_1 = C_2 = 40 \text{ } \mu\text{F}$$

$$V_{c1ref} = E/3 \text{ volt}; V_{c2ref} = 2E/3 \text{ volt}; I_{ref} = 60 \text{ A}$$

Afin de déterminer les différents gains et paramètres de l'observateur à modes glissants, nous vérifions les équations (III.13, III.14) on trouve que les gains $L_{11} = L_{21} = 3.10^3$, et $L_{12} > 3.10^6$ sont suffisants pour garantir la dynamique des erreurs d'observation.

Remarque

L'inconvénient principal de la commande par mode glissant et aussi l'observation par mode glissant est : **l'effet Chattering**, le Chattering apparaît comme des oscillations à haute fréquence autour du point d'équilibre (qui sont indésirable en pratique) en raison de l'action discontinue de la fonction « signe » Ces oscillations peuvent être éliminées en remplaçant la fonction signe par une fonction continu (sat ou sinh) dans ce cas les propriétés de robustesse du mode glissant sont perdues.

III.4.5. Résultats de simulation

Nous allons maintenant montrer le fonctionnement de l'observateur à modes glissants hybride pour le modèle instantané ensuite le modèle qui prend en compte l'effet des diodes, pour un convertisseur à trois cellules contrôlé par une commande à mode glissant présenté au chapitre précédent, en utilisant l'outil de simulation *SIMULINK* de *MATLAB*.

a) Modèle sans effet des diodes

Nous avons estimé les tensions flottantes ainsi que le courant de charge, L'estimation des tensions intermédiaires est vraiment satisfaisante, on voit bien (figure III.10, et III.11) que v_{c1} , v_{c2} , et I_s (en bleu) et leurs estimées \hat{v}_{c1} , \hat{v}_{c2} , \hat{I}_s (en rouge) respectivement sont proches.

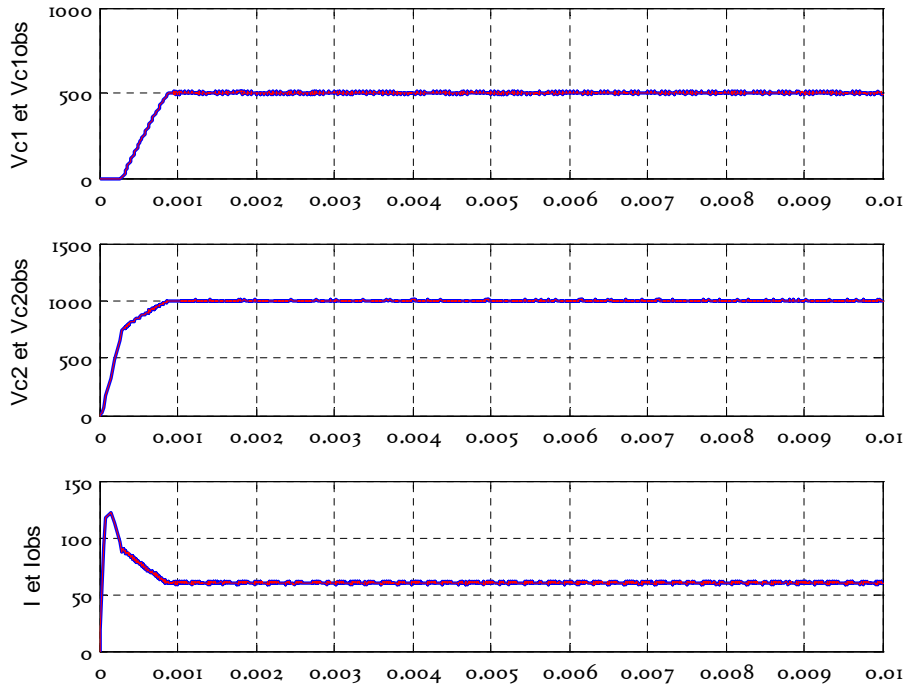


Figure III.10. Estimation des variables d'états (X , X_{obs})

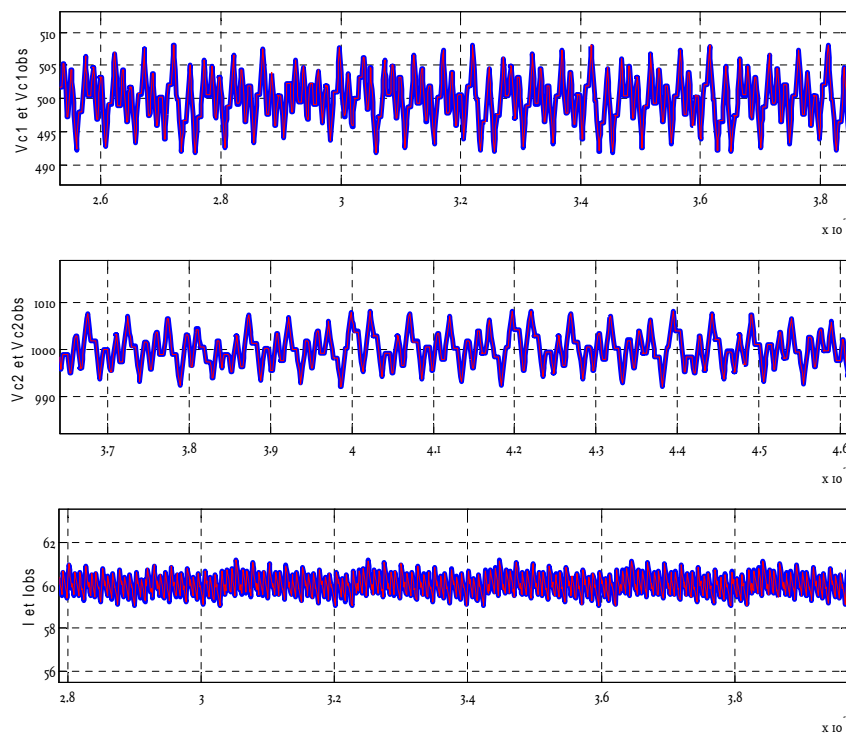


Figure III.11. Zoom sur l'estimation des variables d'états (X , X_{obs})

Les erreurs d'observation (figure III.12) convergent très rapidement vers la valeur nulle (convergence en temps fini). La convergence des tensions flottantes est plus lente que celle du courant de charge.

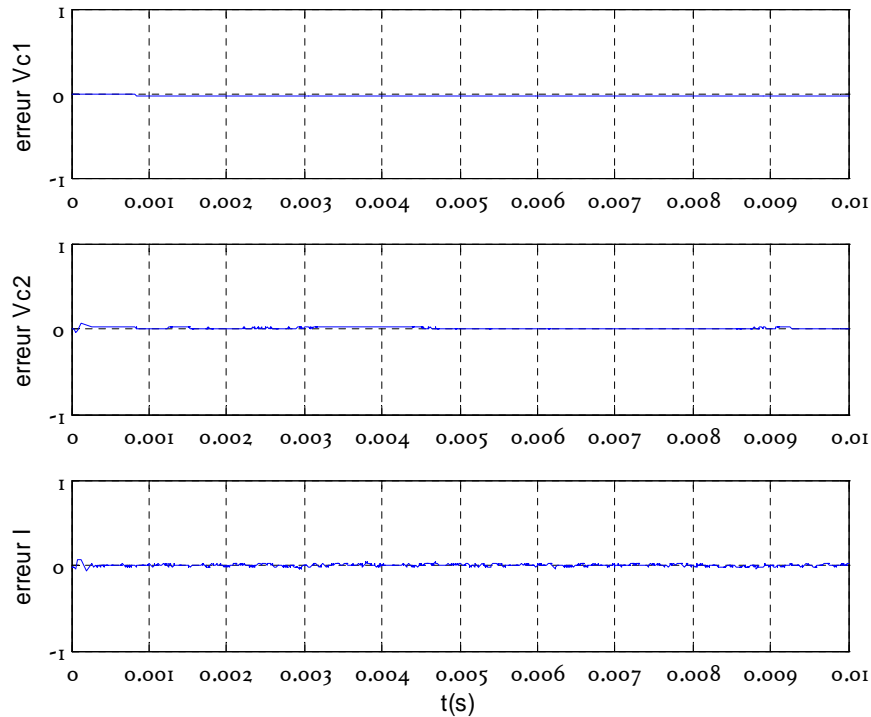


Figure III.12. Les erreurs d'observation

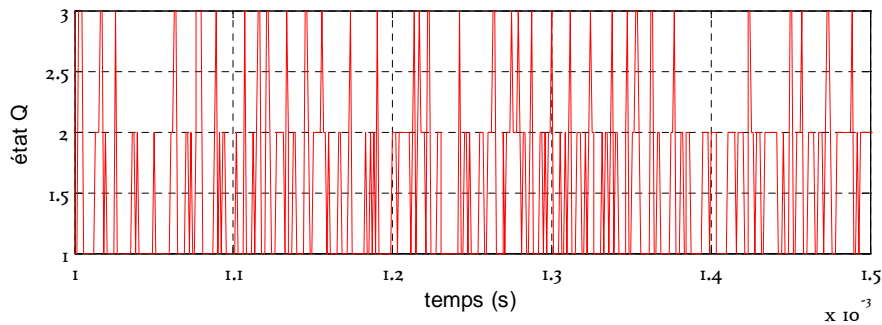


Figure III.13. Etat de l'observateur hybride

La figure III.13 montre l'évolution des transitions, les valeurs initiales sont données à l'observateur à l'état $q=1$. On observe la tension du condensateur C_1 et on commute vers le mode $q=2$ pour observer la tension du condensateur C_2 . Puis on passe à l'état $q=3$ pour les modes où les deux tensions sont observables. Après la stabilisation du courant, on répète le même cycle.

b) Modèle avec l'effet des diodes

Maintenant, afin de tester notre observateur, on va employer le modèle instantané qui prend en compte l'effet des diodes (modèle très proche au réel). La figure III.14 montre bien que l'observateur estime avec précision les tensions flottantes des condensateurs. Le temps de réponse est lent par rapport ce qu'on a trouvé pour le modèle instantané sans effet des diodes. Le courant par contre n'admet pas un dépassement, mais il descend jusqu'à la valeur 30A puis il remonte pour atteindre la référence.

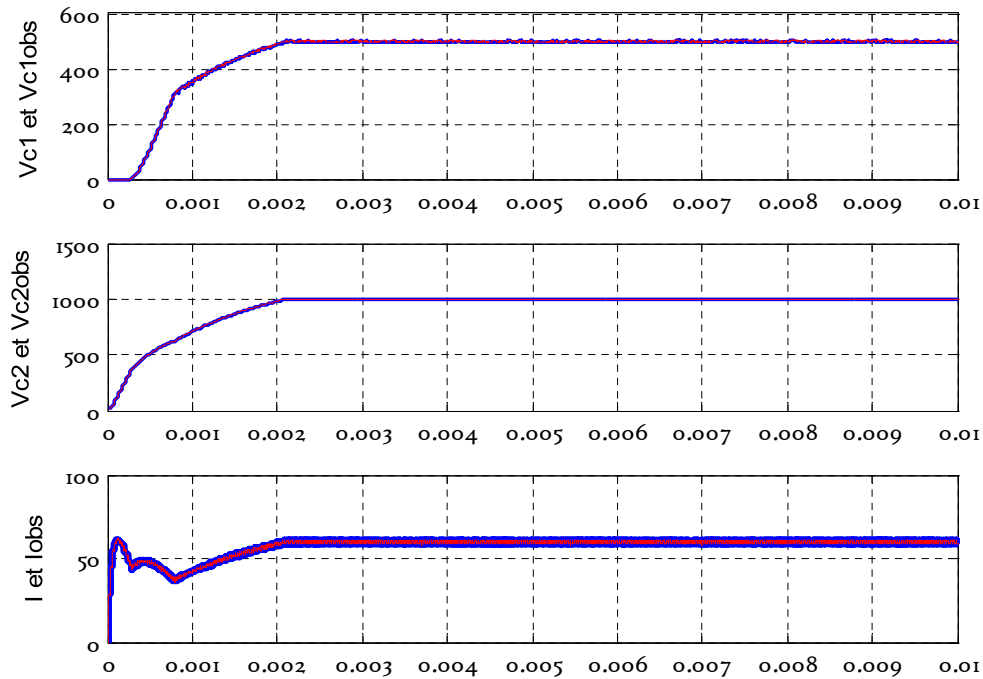


Figure III.14. Estimation des variables d'états (X , X_{obs})

On fait un zoom sur une partie de la figure III.14 pour mieux voir les résultats obtenus :

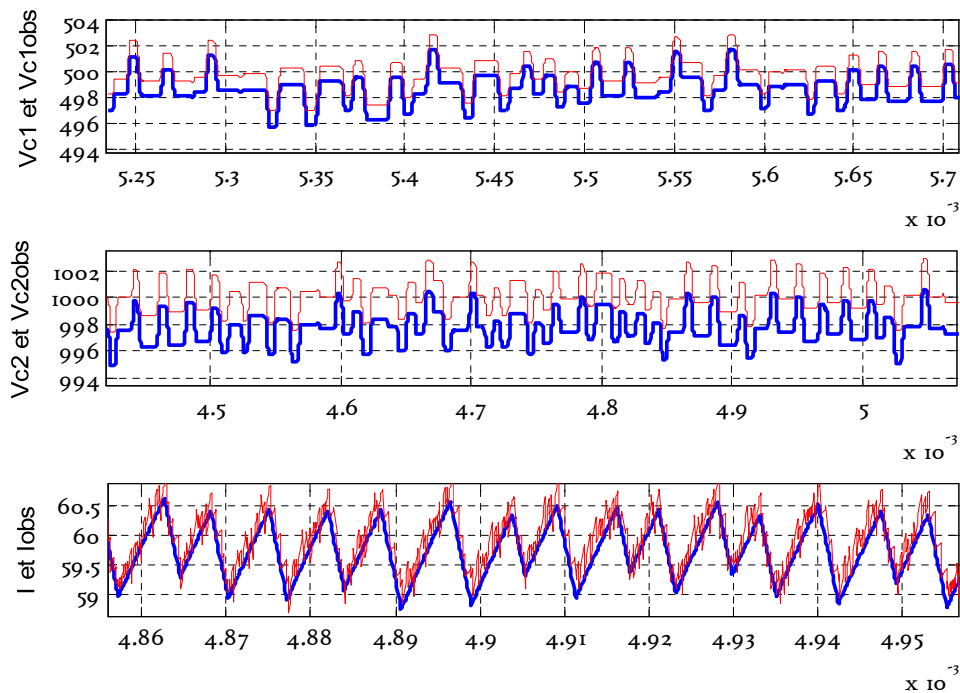


Figure III.15. Zoom sur l'estimation des variables d'états (X , X_{obs})

La figure III.16 illustre l'erreur entre les tensions flottantes et leurs estimées, les erreurs d'observation admettent une erreur statique acceptable aux niveaux des tensions flottantes, l'évolution des transitoires de l'observateur hybride est représentée dans la figure III.17.

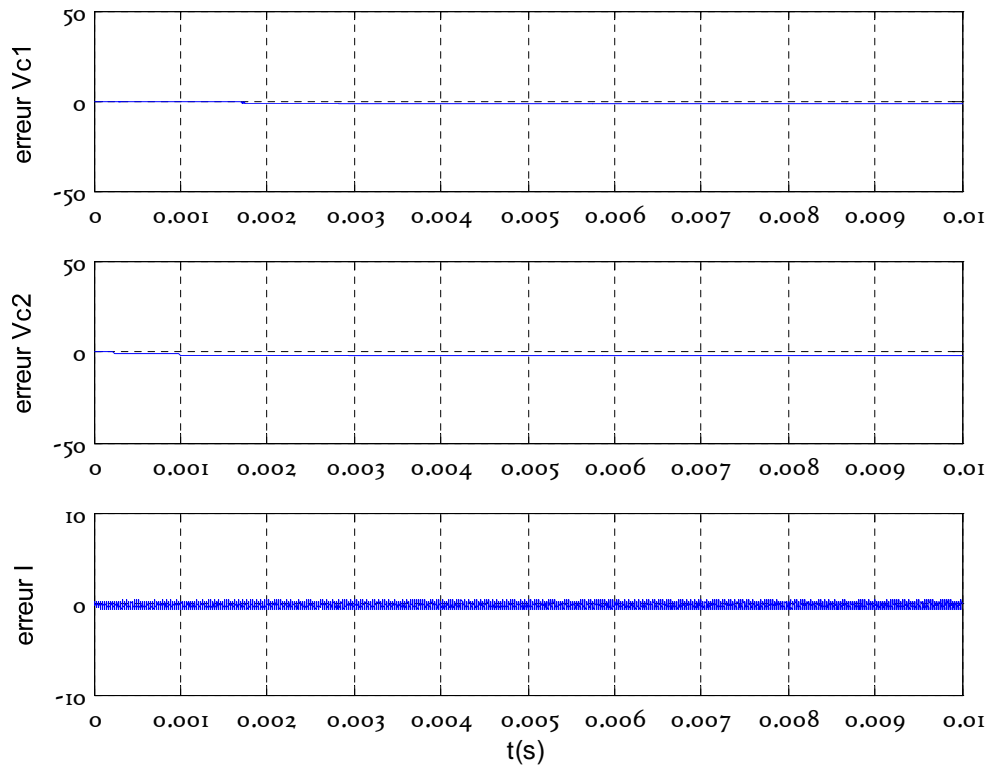


Figure III.16. Les erreurs d'observation

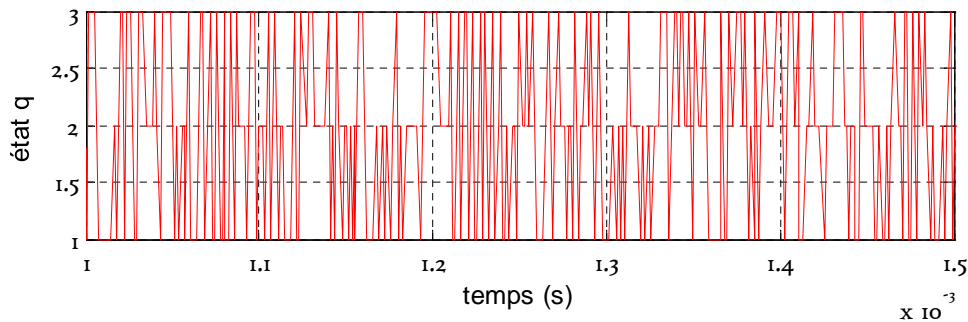


Figure III.17. Etat de l'observateur hybride

III.4.6. Etude de la robustesse

Pour l'étude de la robustesse, nous combinons l'observateur hybride par mode glissant avec les deux types de commandes (mode glissant et H_∞), nous avons vu dans le deuxième chapitre que la commande H_∞ est plus robuste par rapport la commande par mode glissant. Donc la robustesse d'un observateur est liée à la commande appliquée avec, et vice versa. Notre étude est basée sur deux testes, la robustesse du système par rapport aux variations paramétriques d'une part, et d'autre part l'effet des perturbations sur la sortie.

A) Effet des variations paramétriques

Pour voir l'effet des variations des paramètres sur le système, nous faisons une petite variation de la résistance, l'inductance et la tension d'entrée. Pour cela, on prend :

$$E = 1400 \text{ volt}, L = 1 \text{ mH}, R = 15 \Omega$$

➤ Commande par mode glissant à base d'observateur par mode glissant hybride

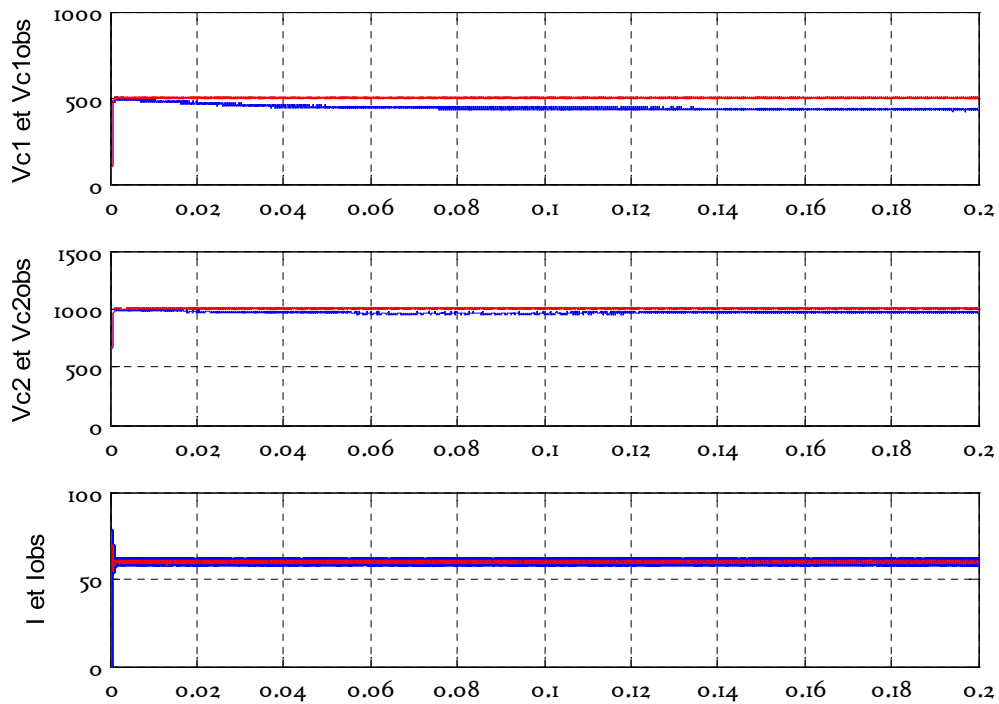


Figure III.18. Estimation des variables d'états MG-MG (X, X_{obs})
 ($E = 1400$ volt, $L = 1$ mH, $R = 15 \Omega$)

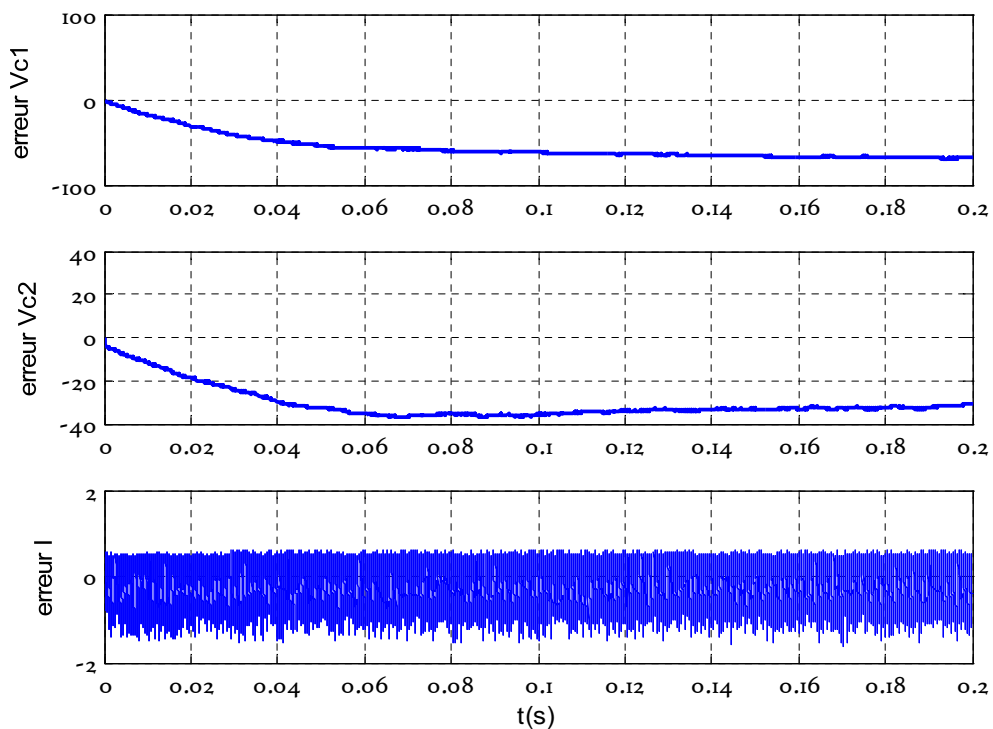


Figure III.19. Les erreurs d'observation MG-MG

On remarque que l'erreur sur les tensions flottantes est non nulle, et l'erreur d'observation sur le courant converge vers l'origine.

➤ Commande H_∞ à base d'observateur par mode glissant hybride

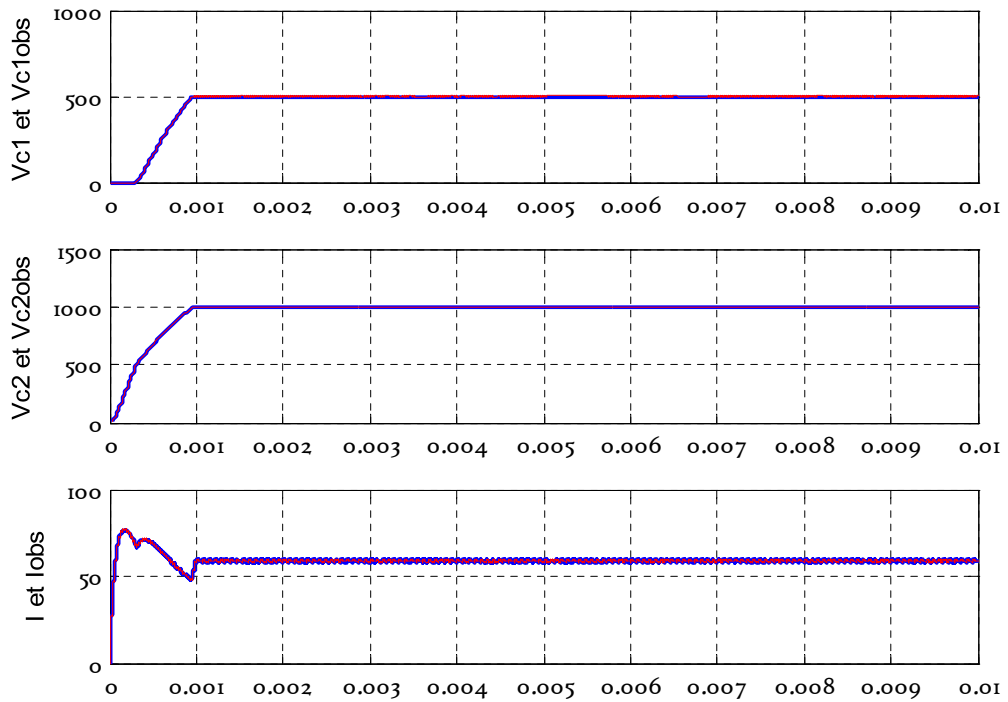


Figure III. . Estimation des variables d'états H_∞ -MG (X, X_{obs})
 ($E = 1400$ volt, $L = 1$ mH, $R = 15 \Omega$)

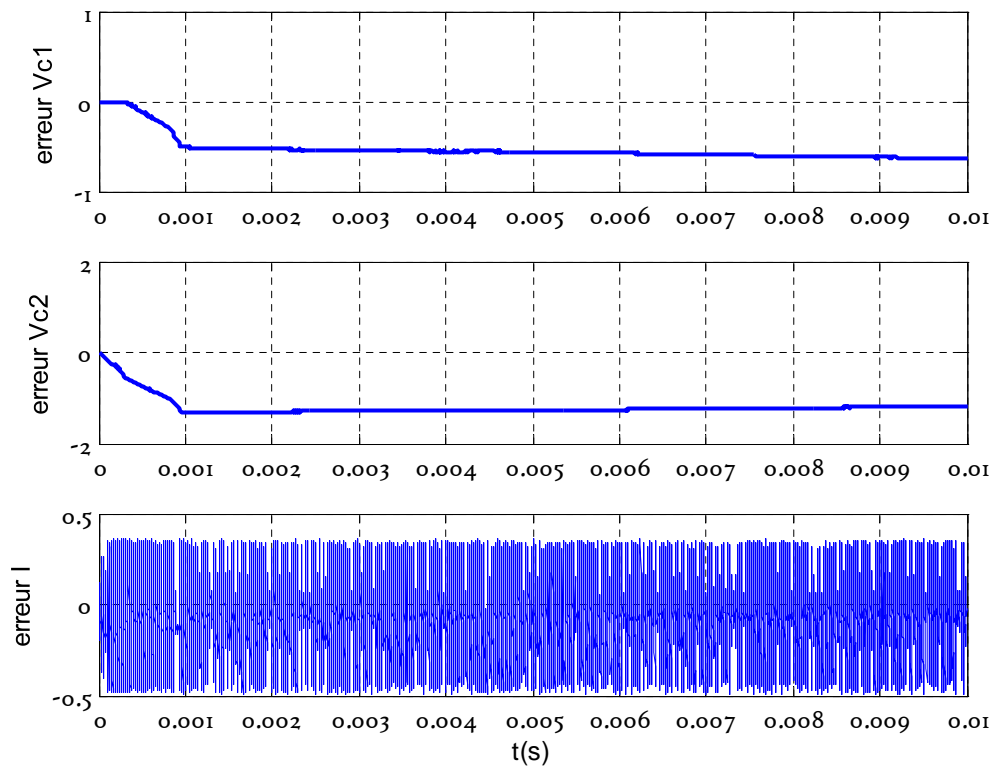


Figure III. . Les erreurs d'observation H_∞ -MG

On remarque que l'erreur sur les tensions flottantes converge vers une valeur acceptable, et l'erreur d'observation sur le courant oscille autour de zéro.

B) Perturbation de la sortie

Dans cette partie nous avons appliqué une perturbation de type échelon sur le courant de sortie d'amplitude 10A.

➤ Commande par mode glissant à base d'observateur par mode glissant hybride

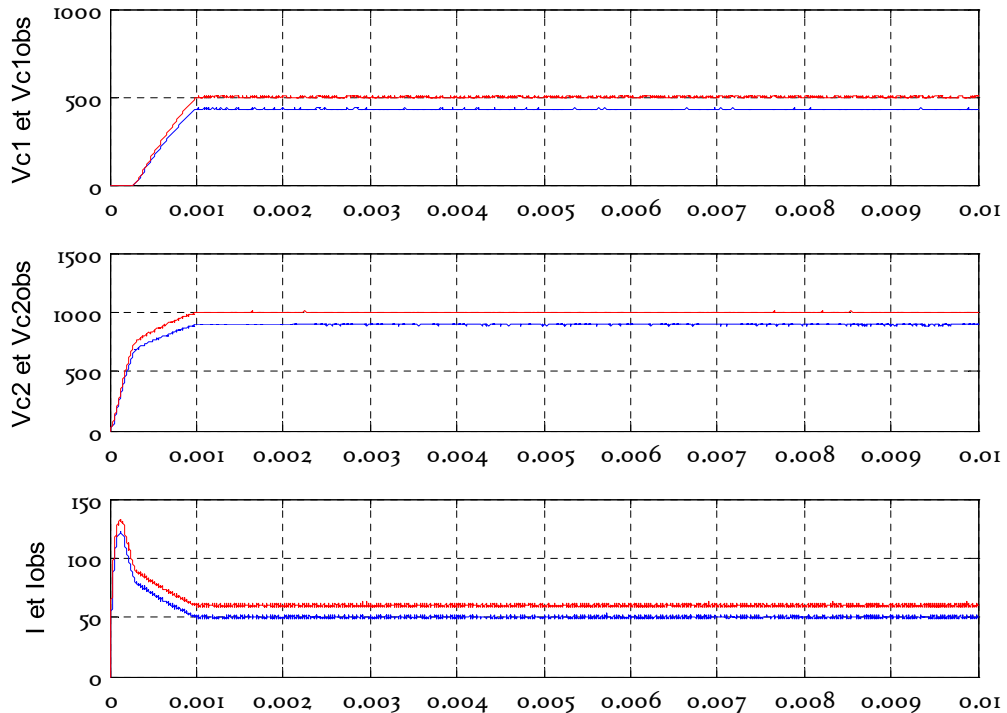


Figure III. . Estimation des variables d'états MG-MG (X , X_{obs})
(un échelon de courant de 10 A)

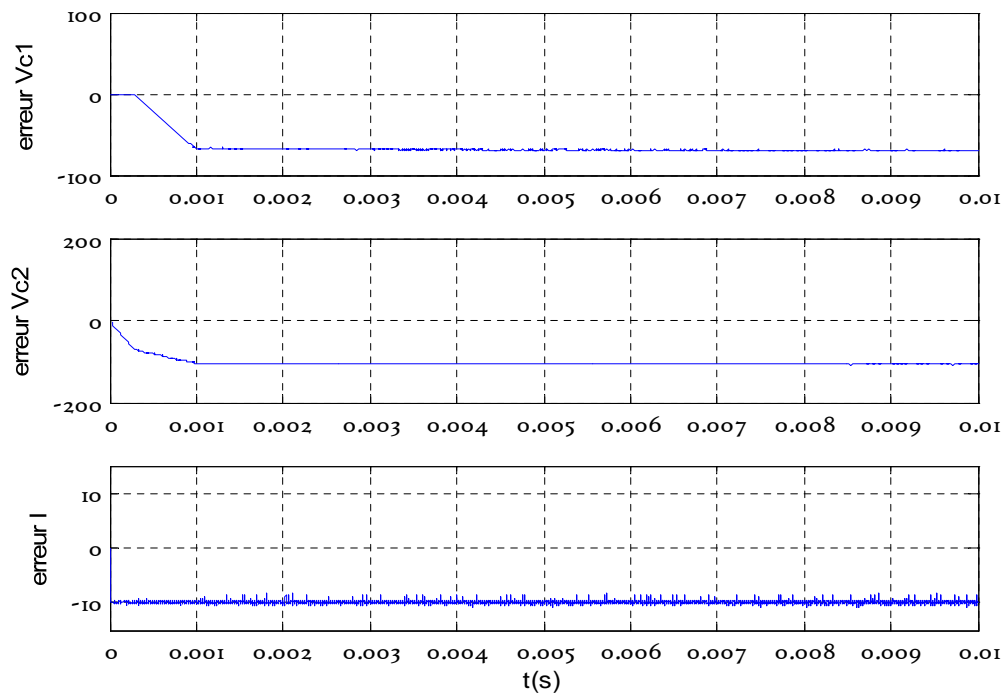


Figure III. . Les erreurs d'observation MG-MG

Les figures III.22 et III.23 montre que l'observateur n'estime pas avec précision les tensions flottantes des condensateurs, l'erreur entre les tensions flottantes et leur estimée, convergent loin de l'origine.

➤ **Commande H_∞ à base d'observateur par mode glissant hybride**

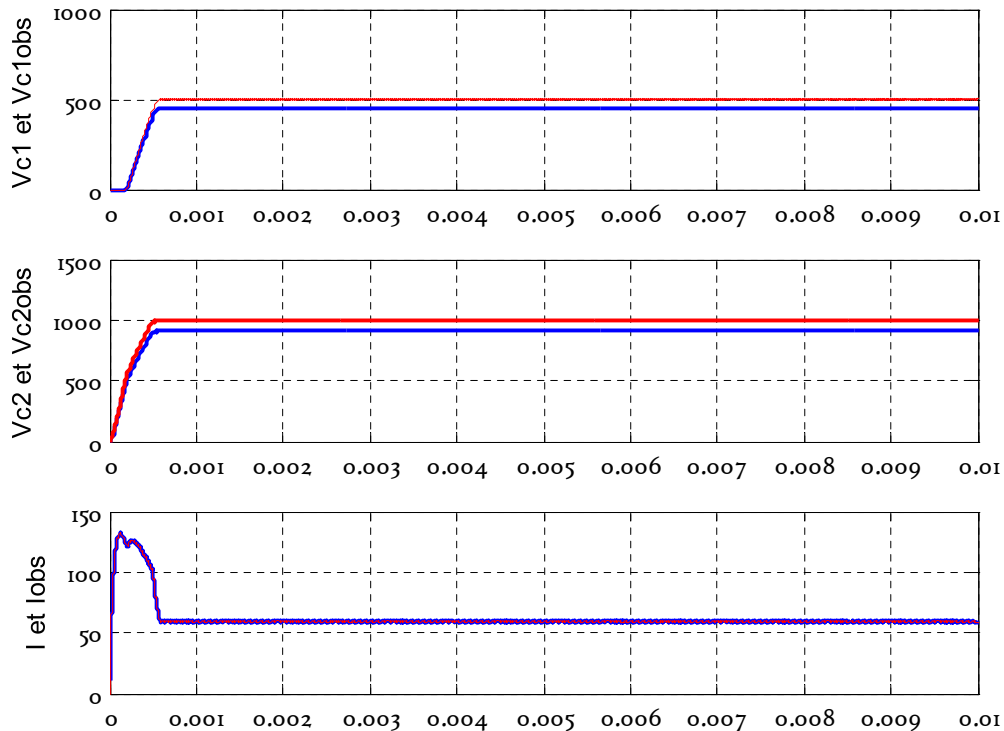


Figure III.24. Estimation des variables d'états H_∞ -MG (X , X_{obs})
(un échelon de courant de 10 A)

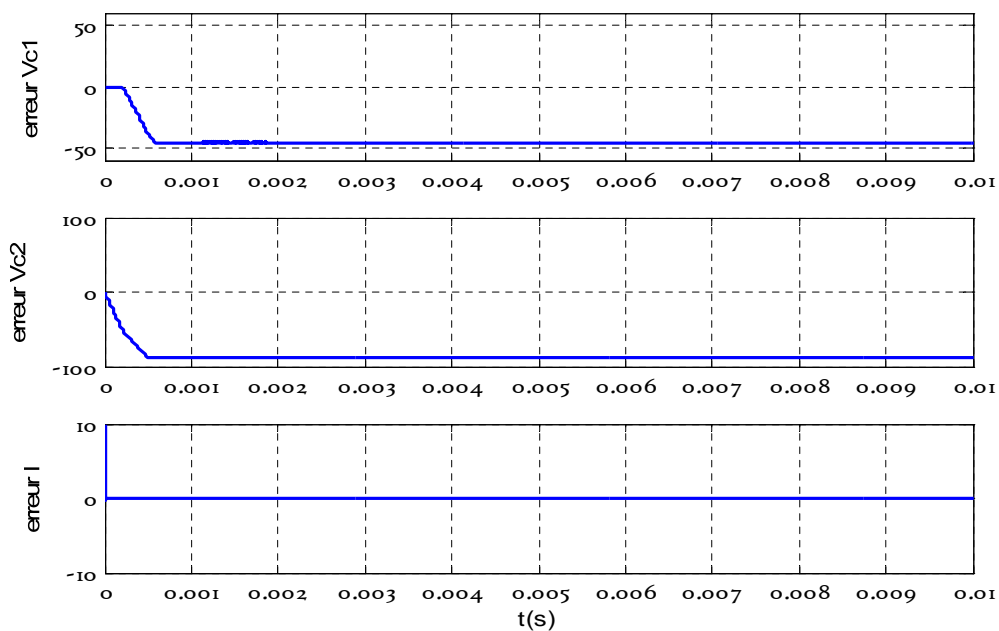


Figure III.25. Les erreurs d'observation H_∞ -MG

On remarque que l'observateur n'estime pas avec précision les tensions flottantes des condensateurs, par contre l'erreur sur le courant de charge converge autour de l'origine.

III.5. Synthèse d'un observateur H_∞ hybride

Les problèmes d'estimation d'état optimale (ou filtrage) ont été étudiés pendant des décennies parallèlement aux problèmes de commande optimale. Dans cette section, on considère l'optimisation par H_∞ des observateurs d'état de *Luenberger*. Nous proposons un algorithme pour résoudre localement des observateurs en transformant ce problème en un problème d'optimisation par H_∞ d'un contrôleur statique en boucle fermée. L'approche proposée offre une manière intuitive et efficace à concevoir explicitement la dynamique d'erreur d'estimation de l'observateur dans le domaine fréquentiel. Des simulations numériques sont faites pour montrer l'efficacité de la méthode de réglage proposée.

III.5.1. Structure de l'observateur de Luenberger

Le problème d'optimisation de l'observateur d'état de *Luenberger* [IBA 01] est formulé comme suit. Considérons un système dont la représentation d'état est :

$$G(s) : \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t) \\ y(t) = Cx(t) + D_w w(t) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Avec : $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ c'est le vecteur des variables d'état,

$u(t) \in \mathfrak{R}^m$ c'est l'entrée de commande

$y(t) \in \mathfrak{R}^p$ c'est la sortie mesurée

$w(t) \in \mathfrak{R}^q$ c'est le bruit de mesure où les perturbations externes.

L'observateur d'état de Luenberger a la structure suivante :

$$\hat{G}(s) : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y - C\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Avec : $L \in \mathfrak{R}^{n \times p}$ c'est la matrice gain de l'observateur

$\hat{x}(t) \in \mathfrak{R}^n$ c'est le vecteur des états estimés.

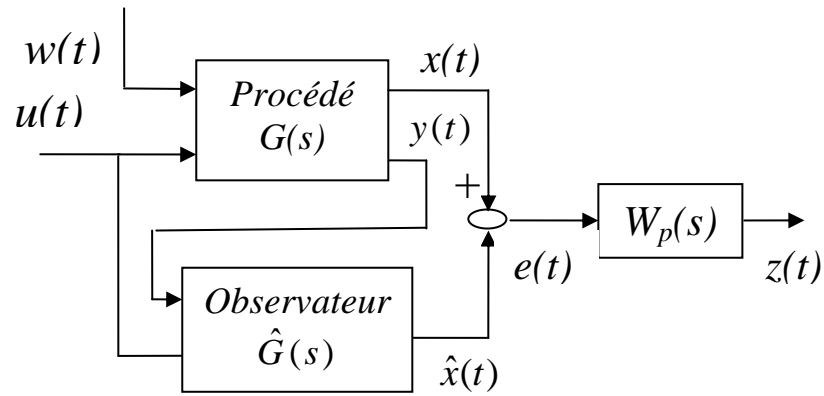
L'objectif est d'optimiser la matrice d'observation L , de telle sorte que, la norme H_∞ du transfert entre le signal d'erreur et le signal de perturbations externes est minimisée. On note ce transfert par $T_{w \rightarrow z}(s)$.

$z(t)$ est défini dans le domaine des s comme suit :

$$z(s) = W_p(s)(x(s) - \hat{x}(s)) \quad (\text{III.23})$$

avec : $W_p(s) \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ c'est une matrice de pondérations qui définit la robustesse fixée dans les objectifs.

Le bloc diagramme est représenté dans la figure III.26.



Figure

III.26.

Diagramme de la dynamique de l'erreur d'estimation

III.5.2. Optimisation du gain d'observateur par H_∞

On considère d'abord le transfert de $w(t)$ jusqu'à le vecteur d'état $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$. Sans la matrice de pondération dynamique $W_p(s)$ et en combinant la dynamique du procédé (III.21) avec celle de l'observateur (III.22), les dynamiques de l'erreur d'estimation d'état est donnée par :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + B_w w(t) \tag{III.24}$$

On construit alors le modèle du système augmenté $\tilde{P}(s)$ comme suit (voir figure III.27).

$$\begin{cases} \dot{e}(t) = Ae(t) + B_w w(t) - \xi(t) \\ \zeta(t) = Ce(t) \end{cases} \tag{III.25}$$

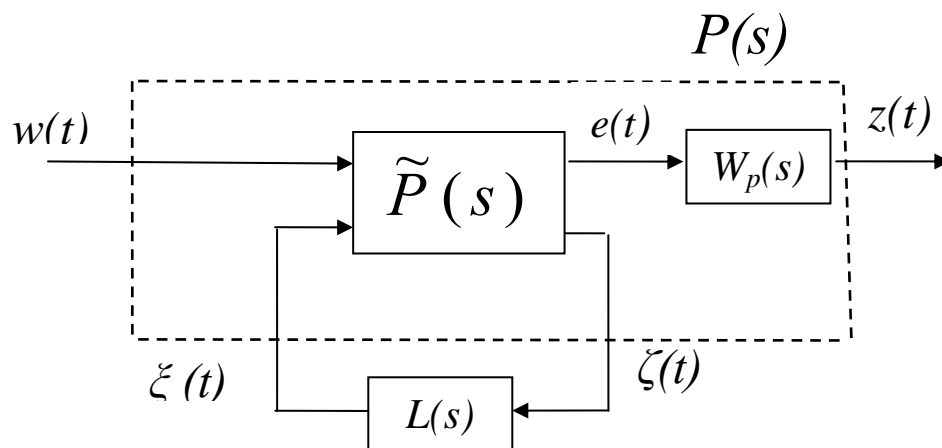


Figure III.27. Extraction de la matrice d'observation $L(s)$

On constate que $F_l(\tilde{P}, L)$ est égal aux dynamiques des erreurs d'estimations d'état $T_{w \rightarrow e}(s)$ tel que $F_l(\tilde{P}, L)$ représente la matrice de fonction de transfert de $w(t)$ jusqu'à $e(t)$. Dans la figure (III.27), lorsque les filtres de pondérations $W_p(s)$ sont rajoutés, on met $P(s)$ comme étant la combinaison de $\tilde{P}(s)$ et $W_p(s)$. Donc, $F_l(P, L)$ devient la matrice de fonction de transfert entre $z(t)$ et $w(t)$.

Pour cela, le problème d'optimisation H_∞ de la matrice d'observation L peut être vu comme un problème de synthèse H_∞ d'un régulateur retour de sortie pour le modèle du système augmenté $P(s)$.

III.5.3. Application pour le convertisseur à trois cellules

L'idée fondamentale de la synthèse d'observateur pour un convertisseur multicellulaire à 3 cellules est la même que celle de l'observateur mode glissant (voir p.60).

En effet, le modèle dynamique pour chaque sous système peut être écrit pour $k=1,2$:

$$\begin{cases} \dot{z}_k = A_k(u).z_k + B_k \\ y_k = C_k.z_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

La forme générale de l'observateur est:

$$O_k : \begin{cases} \dot{\hat{z}}_k = A_k \hat{z}_k + B_k + L_k(t)(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

$L_k(t)$: sont les gains d'observateur de Luenberger optimisés.

Donc la stratégie d'observateur par H_∞ hybride est :

$$\text{Observateur}_\Sigma : \begin{cases} = O_1 \text{ si le système est dans la situation } Obs_1 \\ = O_2 \text{ si le système est dans la situation } Obs_2 \\ = O_1 + O_2 \text{ si le système est dans la situation } Obs_3 \end{cases}$$

Pour trouver $L(s)$, il faut linéariser chaque sous-système, et comme notre système est un système hybride, alors on va utiliser le modèle moyen.

III.5.6. les résultats de la simulation

Maintenant, nous montrons quelques résultats de simulation obtenus en employant l'observateur hybride proposé. Dans l'ordre pour illustrer l'exécution de cet observateur, où les évaluations convergent aux vrais états, le modèle instantané du convertisseur à trois cellules est

simulé, où les tensions de condensateur ont été considérées non mesurables. Les paramètres du modèle ont été choisis comme suit :

$$E = 1500 \text{ volt}, C1 = C2 = 40\mu\text{F}, L = 0.5\text{mH}, R = 10\Omega$$

$$V_{c1ref} = E/3 \text{ volt}; V_{c2ref} = 2E/3 \text{ volt}; I_{ref} = 60 \text{ A}$$

Les filtres de pondération choisis pour notre observateur hybride sont :

$$W_{p1,2} = 10^{10} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/s \end{bmatrix}$$

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures suivantes :

a) Modèle sans effets de diodes

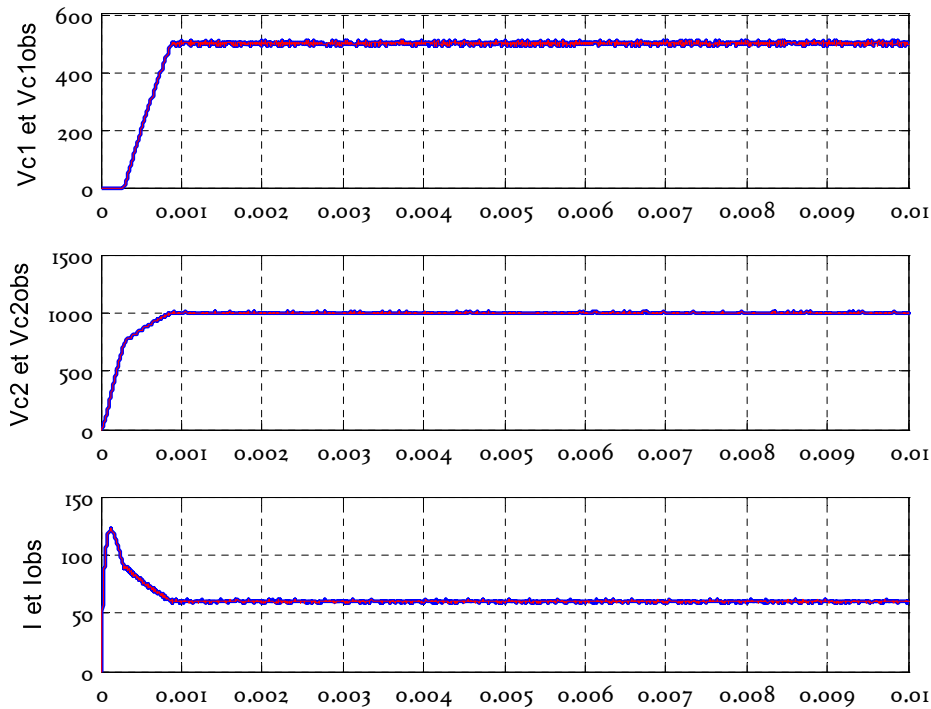


Figure III.28. Estimation des variables d'états (X , X_{obs})

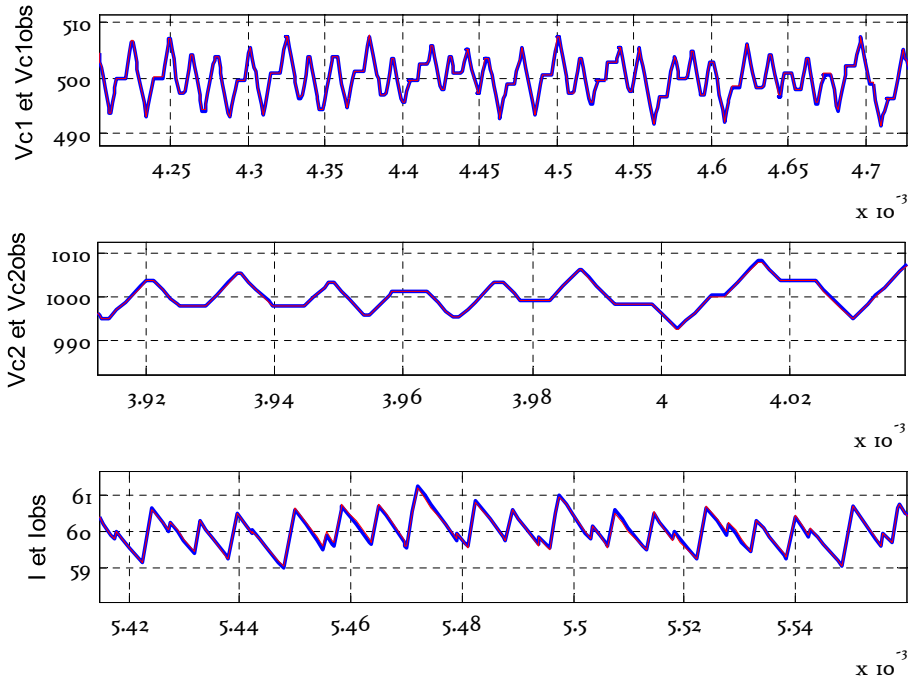


Figure III.29. Zoom sur l'estimation des variables d'états (X , X_{obs})

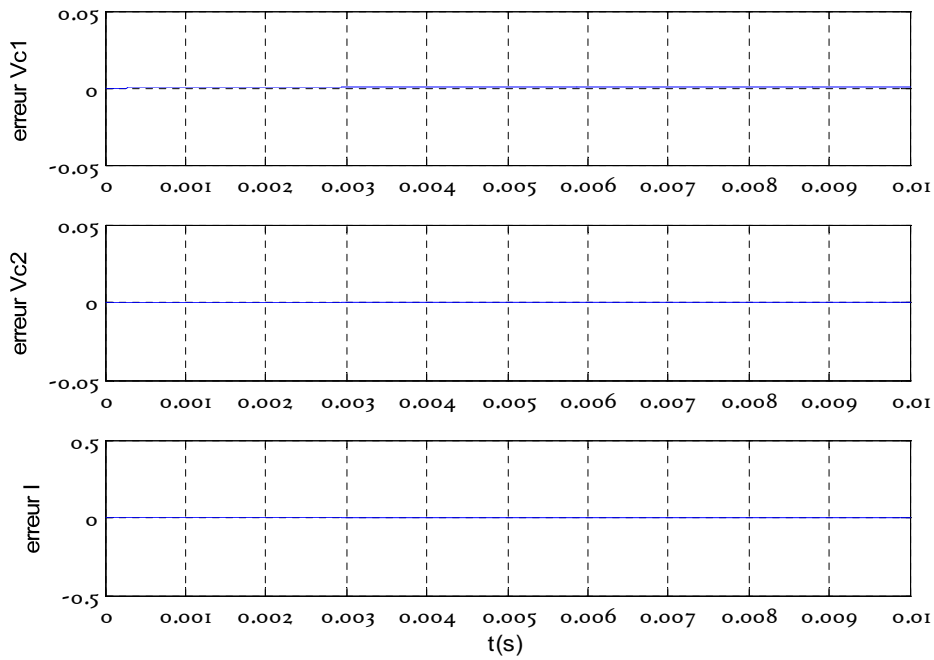


Figure III.30. Les erreurs d'observation

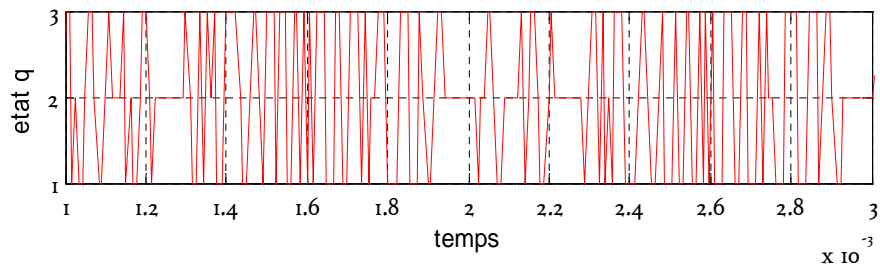


Figure III.31. État de l'observateur hybride

Ces figures montrent bien la convergence des variables d'états estimées vers les variables d'état du système. Ce explique le bon choix des filtres de pondération.

b) Modèle avec effets de diodes

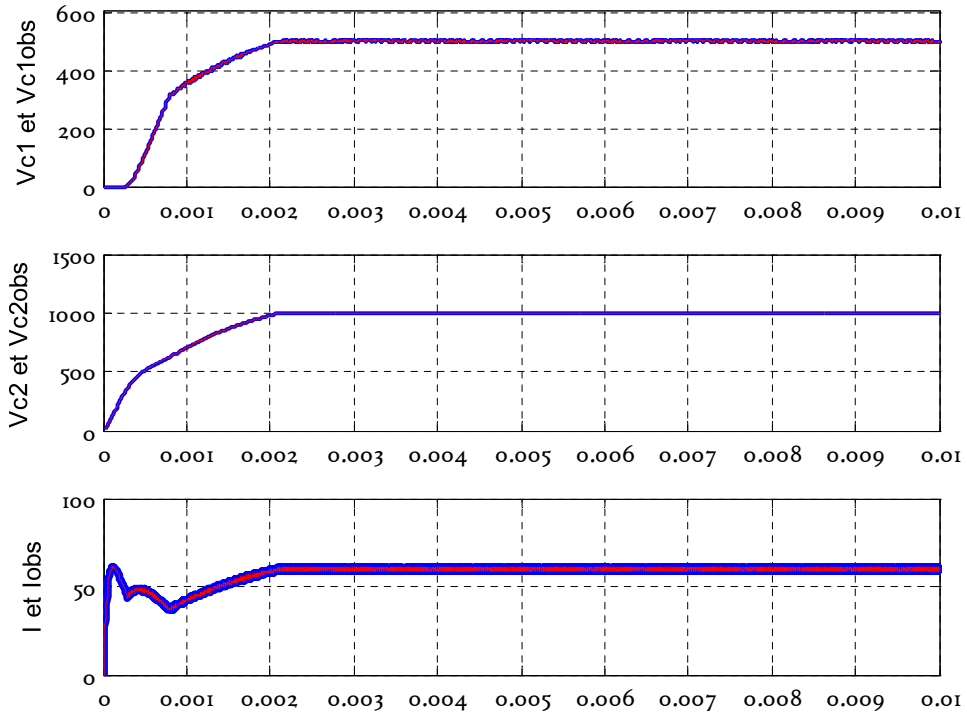


Figure III.32. Estimation des variables d'états (X , X_{obs})

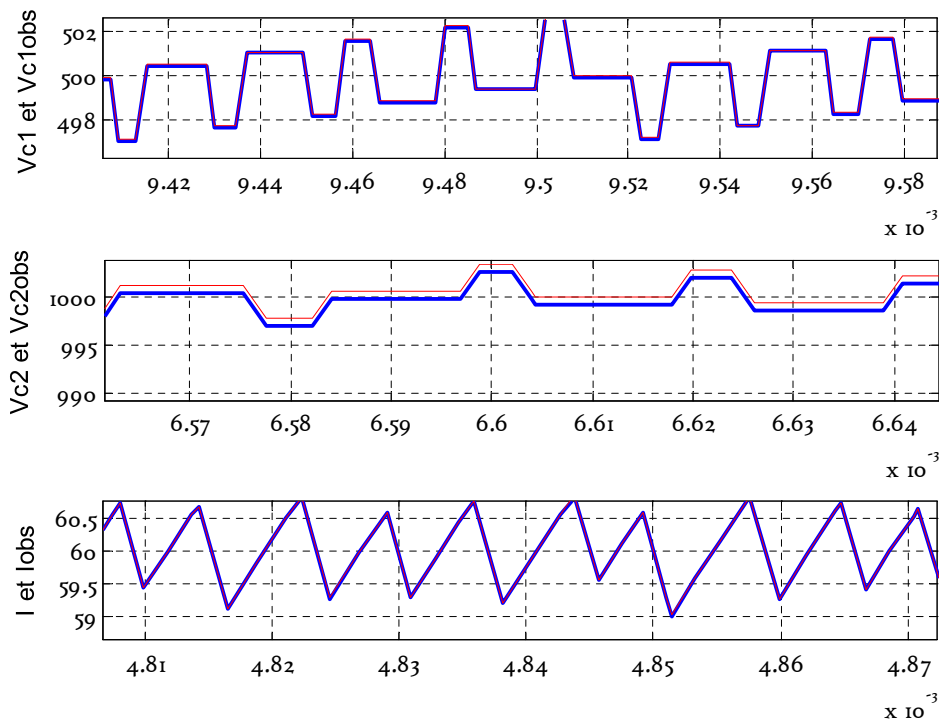


Figure III.33. Zoom sur l'estimation des variables d'états (X , X_{obs})

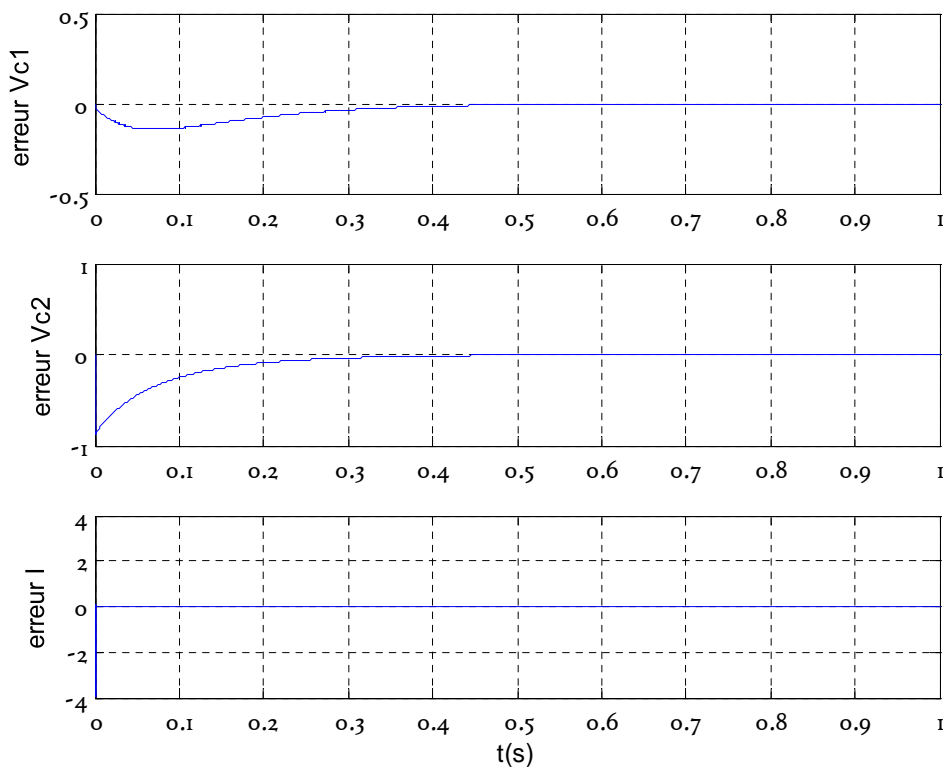


Figure III.34. Les erreurs d'observation

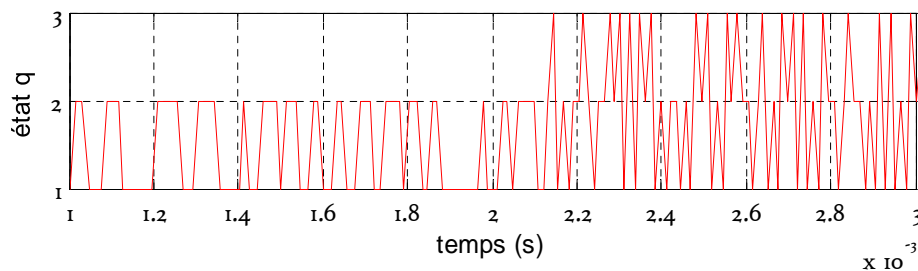


Figure III.35. État de l'observateur hybride

Les performances de l'observateur sont bien démontrées dans ce cas de figure. Les erreurs d'observation convergent vers zéro. L'observateur H_∞ Est donc robuste même si on tient compte de l'effet des diodes pour le modèle instantané.

III.5.5. Etude de la robustesse

Pour l'étude de la robustesse, nous combinons l'observateur hybride par mode glissant avec les deux types de commandes (mode glissant et H_∞), nous avons vu dans le deuxième chapitre que la commande H_∞ est plus robuste par rapport la commande par mode glissant. Donc la robustesse d'un observateur est liée à la commande appliquée avec, et vice versa. Notre étude est basée sur deux testes, la robustesse du système par rapport aux variations paramétriques d'une part, et d'autre part l'effet des perturbations.

A) Effet des variations paramétriques

Pour voir l'effet des variations au niveau des paramètres du système, nous faisons une petite variation sur la résistance, l'inductance et la tension d'entrée. Pour cela, on prend :
 $E = 1400 \text{ volt}$, $L = 1\text{mH}$, $R = 15\Omega$

➤ Commande par mode glissant à base d'observateur H_∞ hybride

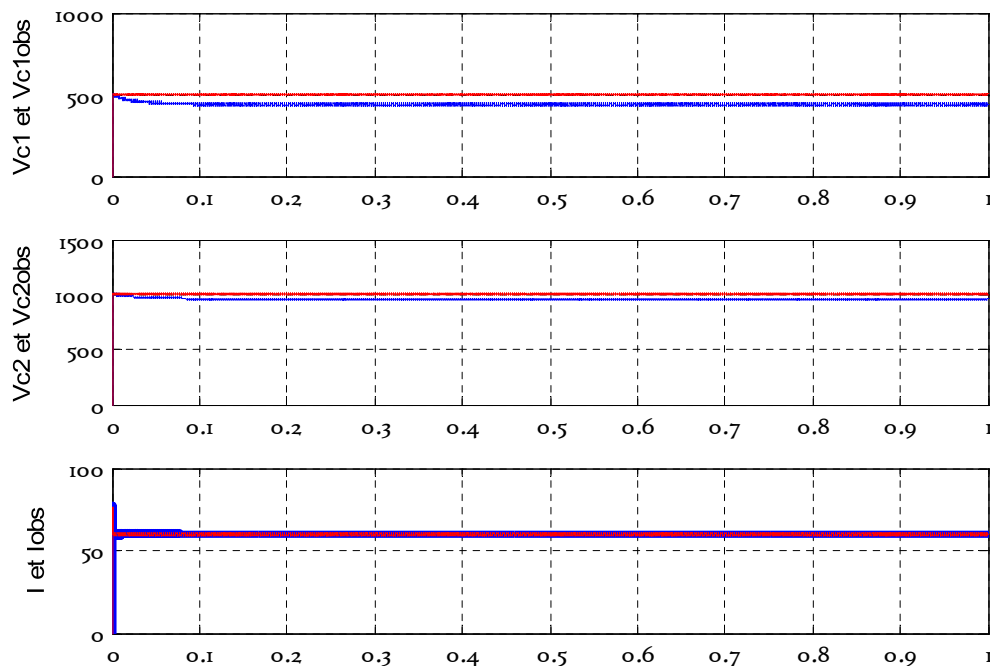


Figure III.36. Estimation des variables d'états $MG-H_\infty$ (X, X_{obs})
 ($E = 1400 \text{ volt}$, $L = 1\text{mH}$, $R = 15\Omega$)

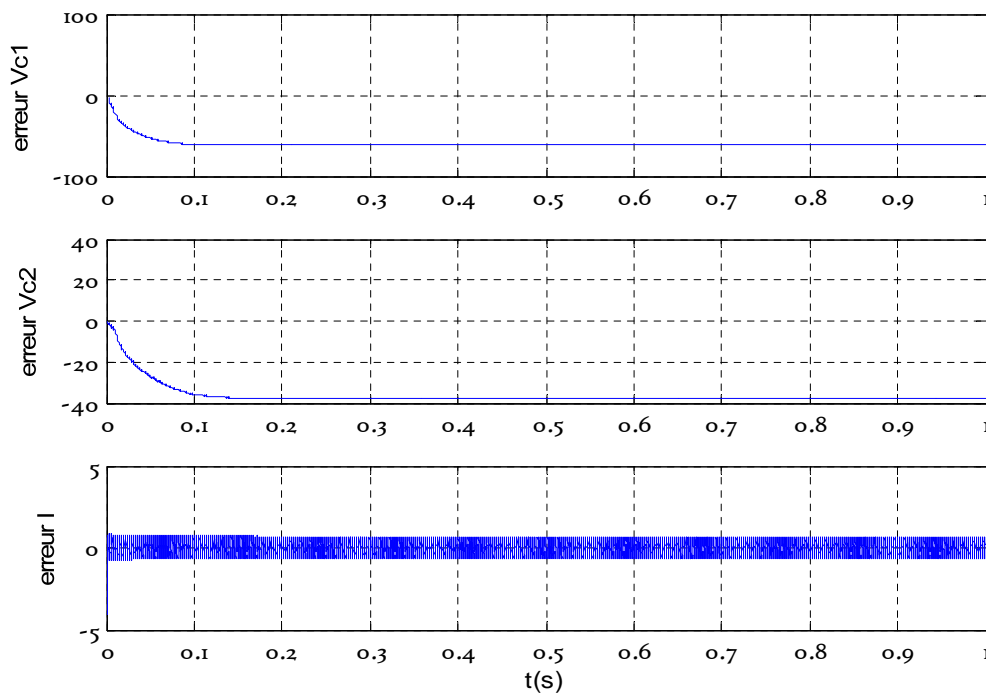


Figure III.37. Les erreurs d'observation $MG-H_\infty$

On remarque que l'observateur n'estime pas avec précision les tensions flottantes des condensateurs, par contre l'erreur sur le courant de charge converge vers l'origine.

➤ **Commande H_∞ à base d'observateur H_∞ hybride**

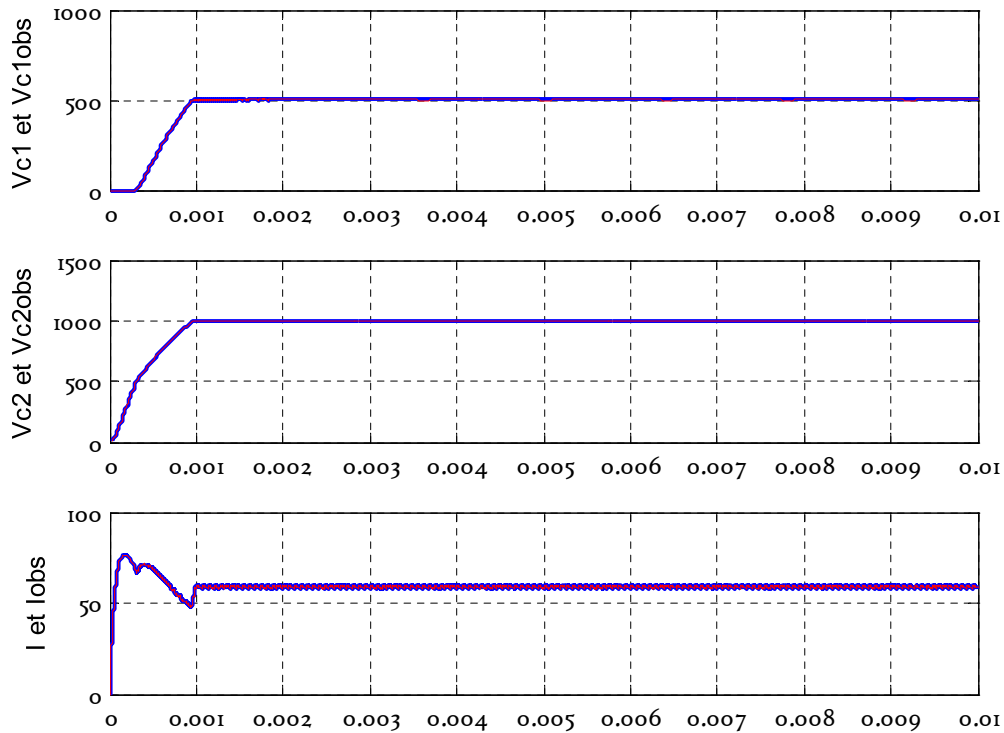


Figure III.38. Estimation des variables d'états H_∞ . $H_\infty(X, X_{obs})$
 ($E = 1400$ volt, $L = 1mH$, $R = 15\Omega$)

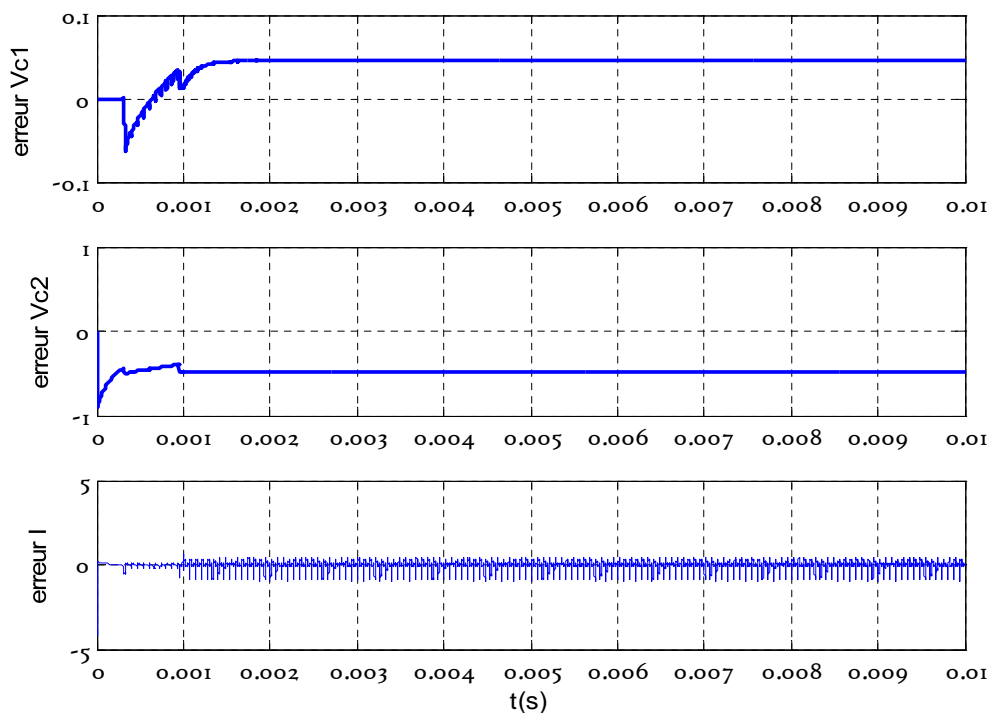


Figure III.39. Les erreurs d'observation $H_\infty - H_\infty$

On remarque que l'erreur sur les tensions flottantes converge vers une valeur acceptable, et l'erreur d'observation sur le courant oscille autour de zéro.

B) Perturbation de la sortie

Dans cette partie nous avons appliqué une perturbation de type échelon sur le courant de sortie d'amplitude 10A.

➤ **Commande par mode glissant à base d'observateur H_∞ hybride**

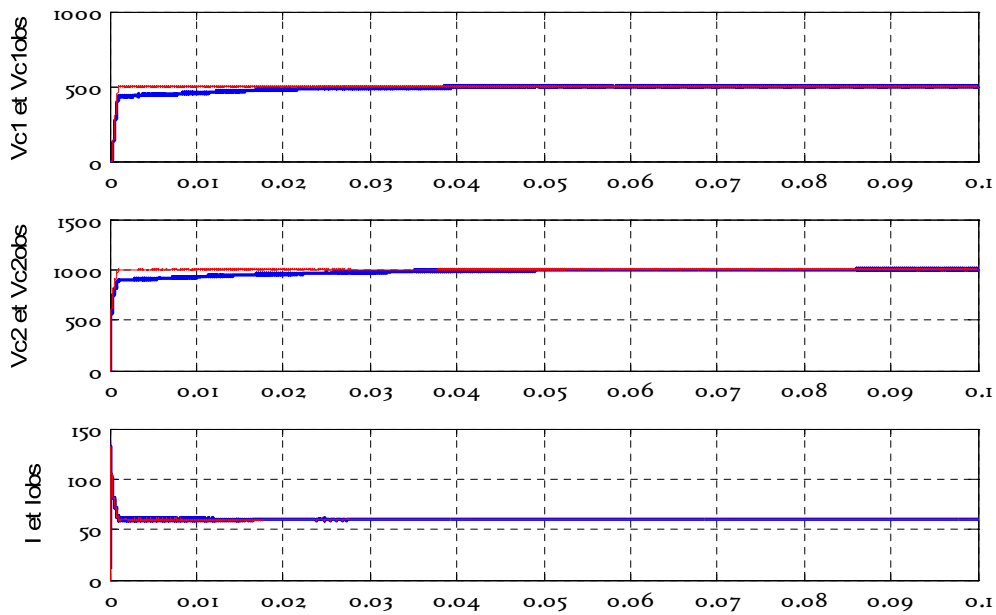


Figure III.40. Estimation des variables d'états MG- H_∞ (X, X_{obs})
(Un échelon de courant d'amplitude 10A)

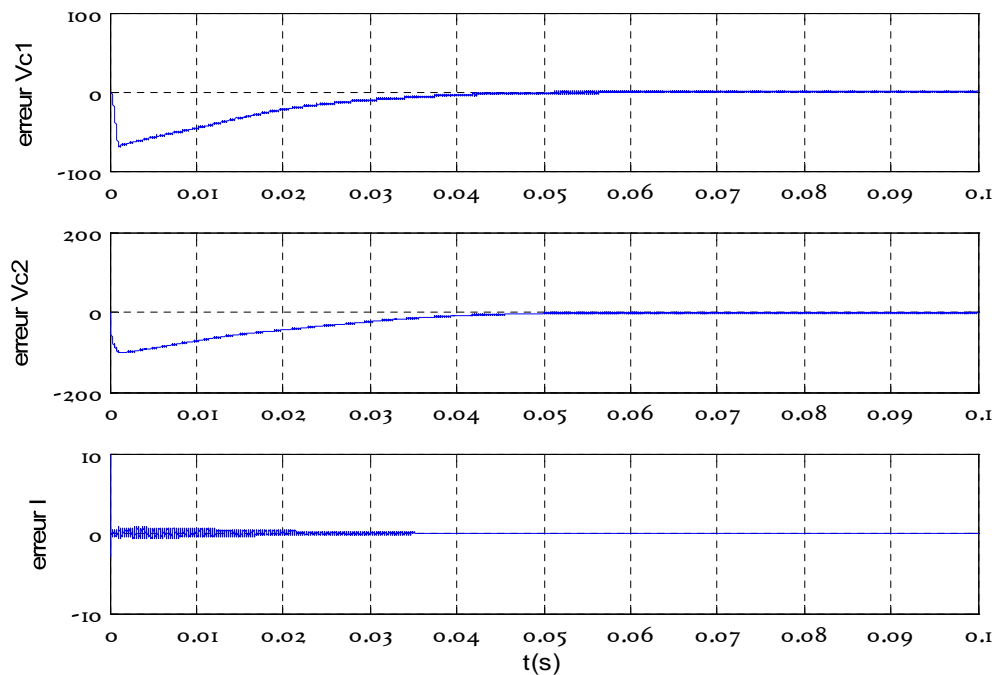


Figure III.41. Les erreurs d'observation MG- H_∞

La dernière figure montre la convergence des erreurs d'estimation vers l'origine, donc l'observateur H_∞ avec la commande par mode glissant compense l'effet des perturbations.

➤ **Commande H_∞ à base d'observateur H_∞ hybride**

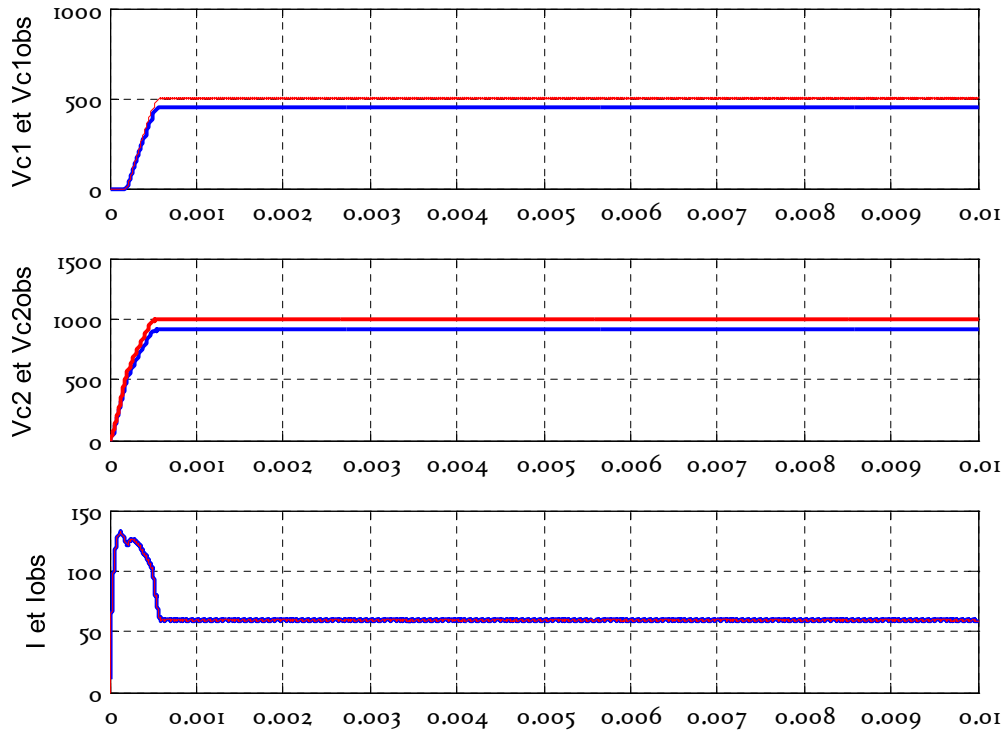


Figure III.42. Estimation des variables d'états $H_\infty-H_\infty(X, X_{obs})$
(Un échelon de courant d'amplitude 10A)

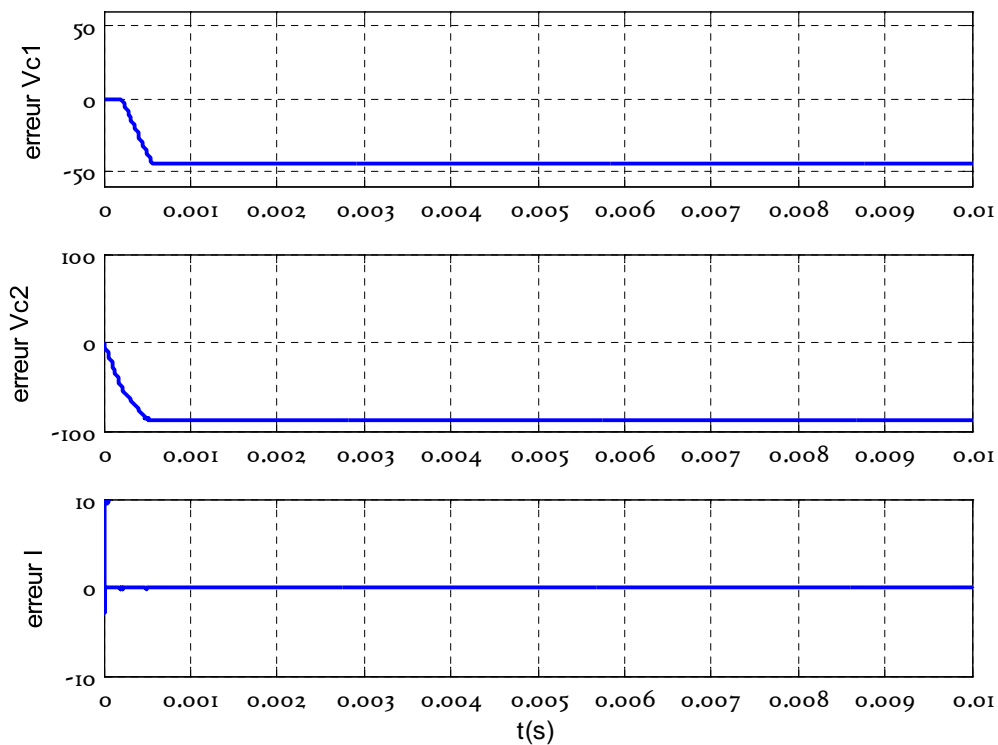


Figure III.43. Les erreurs d'observation $H_\infty-H_\infty$

On remarque que l'observateur n'estime pas avec précision les tensions flottantes des condensateurs, par contre l'erreur sur le courant de charge converge vers l'origine.

III.6. Etude comparative des commandes à base d'observateurs

Pour faire l'étude comparative entre les deux observateurs synthétisés dans ce chapitre nous avons pris en considération la commande appliquée avec l'observateur. Cette étude est basée sur l'observation de la convergence de l'erreur statique et elle est résumée dans ce tableau.

	Dynamique	Robustesse paramétrique	Robustesse vis à vis la variation de la tension source	Rejet des perturbations	Synthèse	Contraintes temporelles (calcul)
Commande MG observateur MG	Bonne	L: moyenne R: moyenne	Moyenne	Moyenne	Non linéaire- Non linéaire	Moyenne
Commande H_∞ observateur MG	Bonne	L: bonne R: bonne	Bonne	Moyenne	Linéaire- Non linéaire	Faible
Commande MG observateur H_∞	Bonne	L: moyenne R: moyenne	Moyenne	Bonne	Non linéaire- Linéaire	Faible
Commande H_∞ observateur H_∞	Bonne	L: bonne R: bonne	Bonne	Moyenne	Linéaire- Linéaire	Faible

Tableau III.1. Etude comparative entre les stratégies d'observateurs hybrides

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la synthèse de deux observateurs de deux natures différentes. L'observateur par mode glissant est basé sur la génération de surface de glissant qu'on a choisi comme étant la différence entre le signal de sortie et son estimé. Le deuxième observateur H_∞ consiste à utiliser l'observateur de *Luenberger* et à faire une transformation sur le système+observateur de telle sorte on obtient la forme standard et on fait une optimisation sur le gain d'observation qui devient dynamique. Pour cela, nous avons linéarisé le système en utilisant le modèle moyen. Pour les deux cas d'observateurs, nous avons utilisé l'approche hybride pour se débarrasser du problème d'observabilité du système. Pour étudier la robustesse de chaque observateur, nous avons utilisé plusieurs tests en considérant l'effet des diodes, variations paramétriques et effet des perturbations. Et pour comparer, on fait une analyse sur l'erreur d'estimation. D'après les résultats obtenus, on voit que, sans compter la commande, l'observateur H_∞ a d'avantages par rapport l'observateur par mode glissant surtout au niveau du rejet de la perturbation et la convergence de l'erreur d'estimation vers l'origine.

Conclusion générale

Les convertisseurs multicellulaires ont trouvé une utilisation très large dans le domaine industriel grâce à leurs nombreux avantages, cette structure de conversion présente la particularité de fournir à forte puissance des performances dynamiques plus importantes que les structures traditionnelles, notamment, la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et la génération d'une tension de sortie multiniveaux.

L'objectif de ce travail était de modéliser et commander par l'approche hybride un convertisseur à trois cellules, de trouver des stratégies de commande robuste, et de développer des observateurs hybrides pour ces convertisseurs.

La nature hybride du convertisseur définie par la présence de variables continues (tension et courant) et de variables discrètes (état des interrupteurs) nous a incités à chercher une commande permettant la régulation des tensions flottantes.

Nous avons alors développé une nouvelle approche de modélisation hybride. Elle est basée sur la subdivision du système en plusieurs sous systèmes continus représentant chacun une configuration du convertisseur. Ce modèle a été utilisé ensuite pour la synthèse d'une loi de commande d'un convertisseur à trois cellules en choisissant un ensemble de lois gouvernant les commutations entre ces configurations et en imposant des conditions de transition assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur. Cette commande nécessite la connaissance à tout instant de la mesure de la tension flottante ainsi que du courant de charge. Les résultats obtenus sont très satisfaisants aussi bien pour les résultats de simulation que pour les résultats expérimentaux. Il est aussi important à noter que cette nouvelle approche ouvre des horizons de recherche très variés dans le domaine de l'électronique de puissance.

Le bon fonctionnement d'un convertisseur à p cellules nécessite l'équilibrage des tensions flottantes à des valeurs de $k.E/p$ ($k=1, \dots, p-1$) de la tension d'entrée. Trois stratégies de commandes ont été développées afin d'assurer le bon fonctionnement du convertisseur.

La première basée sur la commande par mode glissant qui s'avère être bien adapté à ces systèmes. Le principe est de trouver des surfaces de commutation selon lesquelles on change l'état des interrupteurs et d'assurer la stabilité du système et l'équilibrage des tensions des condensateurs.

Pour la deuxième technique, l'inconvénient du broutement nous a incités à développer une commande floue glissant. Cette structure exploite le principe du rapport entre l'état de la surface de glissement et une bande couche floue vue comme une bande entourant la surface de commutation.

Dans la troisième stratégie, nous avons décrit la synthèse de la loi de commande H_∞ . Cette commande qui fait partie de l'ensemble des commandes robustes, la procédure de la synthèse été basée sur la résolution du problème standard.

Nous avons constaté par simulation que ces méthodes donnent des bons résultats, en effet, nous jugerons la robustesse et la performance de la dernière stratégie (H_∞) à savoir une dynamique rapide, une robustesse vis-à-vis les variations paramétriques ainsi que l'influence du bruit de mesure en courant. Ces trois commandes sont développées pour un convertisseur à trois cellules, mais elles sont généralisables au cas de plusieurs cellules,

Toutes ces commandes étant en boucle fermée, la connaissance des valeurs instantanées des variables nécessite l'utilisation des capteurs de tensions, cette mesure est à la fois très coûteuse et difficile de par les niveaux de tension et de puissance mis en jeu. Il devient donc judicieux de pouvoir observer ces variables à l'aide d'un capteur logiciel. Les modèles présentés au paragraphe (I.1.2) ne permettent pas l'observabilité du convertisseur. Cependant le modèle hybride nous a permis de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité du système. Nous avons développé deux observateurs d'état hybrides à partir de la seule mesure du courant.

Un observateur par modes glissants, et un observateur par H_∞ , tous les deux sont basés sur la subdivision d'observateur en plusieurs sous observateurs représentant chacun un état du convertisseur, la transition (switching) entre les sous observateurs est assurée par un bloc `state_flow` du Matlab.

Comme étape finale, nous avons appliqué les commandes synthétisées auparavant (mode glissant et H_∞) via les observateurs hybrides, plusieurs tests sont appliqués, les résultats de simulation ont montré la fiabilité de ces observateurs avec un avantage pour la combinaison commande H_∞ observateur H_∞ , à savoir la dynamique rapide, l'optimisation des gains d'observations, variations paramétriques, variation de la tension source, et la simplicité de la synthèse.

Pour terminer, nous pouvons suggérer comme perspectives pour ce travail de modéliser et de commander par la méthode hybride un convertisseur à quatre et à cinq cellules, Ainsi d'implémenter en temps réel l'observateur par H_∞ hybride ce qui pourra très probablement aider à résoudre les problèmes de diagnostic.

Annexe A

Algèbre de Lie et commandabilité des systèmes non linéaires

Dérivées de Lie et crochet de Lie :

Soit h une application de \mathbb{R}^n dans \mathbb{R} et f un champ de vecteurs défini par l'équation (1).

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Définition : on appelle dérivée de Lie de h dans la direction de f , notée $L_f h(x)$, la fonction définie par (2) :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (2)$$

Notations : les dérivées de Lie successives de l'application h suivant f seront notées par :

$$L_f^0 h = h \quad \text{et} \quad L_f^k h = L_f(L_f^{k-1} h), \quad \forall k \geq 1 \quad (3)$$

Par exemple pour $k=2$, nous aurons :

$$L_f^2 h(x) = \sum_{i,j=1}^n \left(f_i(x) \frac{\partial f_i}{\partial x_i} \frac{\partial h}{\partial x_j} + f_i f_j \frac{\partial^2 h}{\partial x_i \partial x_j} \right)$$

Crochet de Lie : le crochet de Lie des champs de vecteurs f et g est le champ de vecteurs défini par :

$$L_{[f,g]} = L_f L_g - L_g L_f \quad \text{noté : } [f, g] = L_{[f,g]} \quad (4)$$

Le crochet de Lie de l'application h est défini par l'équation (5)

$$L_{[f,g]} h = \sum_{i=1}^n \left(\sum_{j=1}^n (f_i \frac{\partial g_j}{\partial x_i} - g_j \frac{\partial f_i}{\partial x_j}) \right) \frac{\partial h}{\partial x_j} \quad (5)$$

Commandabilité des systèmes monovariables et multivariables :

Dans le cas monovariante, un système linéaire est dit complètement commandable s'il est possible en agissant sur les variables de commande formant le vecteur u , d'amener en un temps fini ($t_1 - t_0$), le vecteur d'état $x(t_0)$ à un état $x(t_1)$ quelconque défini à l'avance.

La matrice de commandabilité Q_c de dimension $n \times n$ est définie par :

$$Q_c = [B \ AB \ A^2 B \ \dots \ A^{n-1} B] \quad (6)$$

La commandabilité du système sera assurée si: rang de $Q_c = n$, (condition nécessaire et suffisante).

L'analyse de la commandabilité dans le cas multivariables s'effectue de la même manière. La matrice Q_c sera établie à partir de l'équation (6) mais sa dimension sera $n \times n$, la matrice B étant de dimension $n \times r$. si Q_c est de rang n alors le système sera commandable.

Commandabilité des systèmes non linéaires :

Soit le système non linéaire de la dimension n possédant m grandeurs de commande de la forme (6) :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \quad \text{avec : } m \leq n \quad (7)$$

Un système non linéaire de la forme (7) est commandé sur un domaine Ω si et seulement si, la distribution d'accessibilité $D(x)$ est de rang plein sur Ω .

Dans le cas où $n=m$, la distribution d'accessibilité sera :

$$D(x) = [g_1(x) \mid g_2(x) \mid \dots \mid g_n(x)] \quad (8)$$

Le système sera contrôlable sur Ω si, et seulement si, la condition (9) est vérifiée.

$$\text{Det}(D(x)) \neq 0 \quad \forall x \in \Omega \quad (9)$$

Si $n=m$, il nous faudra tout d'abord calculer le champ de vecteurs \bar{g} .

$$\bar{g} = [g_m(x), [g_{m-1}(x), [\dots, [g_1(x), f(x)] \dots]]] \quad (10)$$

La distribution $D(x)$ est alors définie par (11) :

$$D(x) = [g_1(x) \mid g_2(x) \mid \dots \mid g_m(x) \mid \bar{g}] \quad (11)$$

Annexe B

Observabilité des systèmes non linéaires

Observabilité des systèmes linéaires :

L'existence d'un observateur pour un système donné n'est conditionnée que par la propriété d'*observabilité*. Dans le cas des systèmes linéaires invariants dans le temps, le problème d'observabilité et de l'observateur a été complètement résolu.

Systèmes linéaires continus : Soit le système linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (1)$$

Où $x \in R^n$ représente l'état, $u \in R^q$ représente l'entrée et $y \in R^m$ représente la sortie du système.

L'analyse de l'observabilité est basée sur une application des variables d'état et des entrées aux sorties, dite *application d'observabilité du deuxième type* s'écrit sous la forme :

$$Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ C.A \\ \vdots \\ C.A^{n-1} \end{bmatrix} x + U \Rightarrow x = \begin{bmatrix} C \\ C.A \\ \vdots \\ C.A^{n-1} \end{bmatrix}^{-1} (Y - U) \quad (2)$$

Une condition nécessaire et suffisante pour l'observabilité d'un système linéaire est donc la régularité de la matrice d'observabilité de *Kalman* Q_0 de dimensions $(n \times p) \times n$.

$$Q_0 = \begin{bmatrix} C \\ C.A \\ \vdots \\ C.A^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Notons que cette condition ne dépend que des matrices A et C . l'observabilité d'un système linéaire est donc indépendante des entrées u .

Pour les systèmes linéaires discrets on arrive aux mêmes conclusions que pour le cas continu, sauf qu'un mauvais choix de la période d'échantillonnage (théorème de Shannon) peut entraîner une perte d'observabilité.

Observabilité des systèmes non linéaires :

Contrairement au cas des systèmes linéaires, le concept de l'observabilité des systèmes non linéaires est plus délicat à aborder. L'une des différences majeures avec les systèmes linéaires est que l'observabilité des systèmes non linéaires peut dépendre de l'entrée.

Observabilité : Soit le système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4)$$

$x \in M \in R^n$, $u \in R^q$, $y \in R^m$, et les fonctions f et h sont supposées analytiques.

Le problème de l'observabilité d'un système est celui de pouvoir retrouver à tout instant, et à partir des mesures et des entrées, une estimation de l'état à l'instant initial. Une notion importante à rappeler est la notion d'*indiscernabilité* entre deux états initiaux :

Définition de l'indiscernabilité:

Deux états initiaux $x^1(t_0)$ et $x^2(t_0)$ sont dits indiscernables, si, $\forall t \in [t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y^1(t)$ et $y^2(t)$, sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u([t_0, t_1])$ du système.

L'observabilité est donc directement issue de cette notion :

Définition de l'observabilité:

L'état x^0 est observable si l'ensemble des points indiscernables de x^0 se réduit à x^0 i.e. $I(x^0) = \{x^0\}$. Le système (4) est observable si, pour tout $x \in M$, $I(x) = \{x\}$.

Le concept de l'observabilité globale est modifié pour introduire la notion d'observabilité locale.

Définition :

Soit U un sous ensemble de M contenant deux états initiaux x^1 et x^2 , on dit que x^1 est U-indiscernable de x^2 , si $\forall t \geq t_0$, les entrées correspondantes $y^1(t)$ et $y^2(t)$ sont identiques et Si $\forall t \geq t_0$, les trajectoires $x^1(t)$ et $x^2(t)$ appartiennent à U .

Définition de l'observabilité locale:

L'état x^0 est dit localement observable, si pour tout voisinage U de x^0 , $I_U(x) = \{x\}$.

Définition de l'observabilité faible :

L'état x^0 est faiblement observable s'il existe un voisinage V de x^0 tel que $I(x^0) \cap V = \{x^0\}$. Le système (4) est dit faiblement observable si pour tout $x \in M$, $I(x) \cap V = \{x\}$.

Cela signifie qu'un état est faiblement observable s'il est le seul indiscernable dans son voisinage. Ce concept affaiblit donc le concept de l'observabilité globale.

Définition de l'observabilité faible locale :

L'état x^0 est dit localement faiblement observable s'il existe un voisinage V de x^0 tel que pour tout voisinage U de x^0 contenu dans V , $I_U(x^0) = \{x^0\}$; et le système est dit localement faiblement observable si pour tout $x \in M$, $I_U(x) = \{x\}$.

L'avantage de l'observabilité faible locale, par rapport aux autres notions d'observabilité, est de pouvoir être formulée sous forme de rang.

Définition de la condition de rang d'observabilité :

La condition de rang d'observabilité des systèmes non linéaires est une condition duale à la condition d'observabilité des systèmes linéaires. Considérons le système non linéaire (4). L'application d'observabilité s'écrit par :

$$Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_f^0 h(x, u) \\ N_f^1 h(x, u) \\ \vdots \\ N_f^{n-1} h(x, u) \end{bmatrix} = q(x, U) \tag{5}$$

Où l'opérateur différentiel Nf est défini par :

$$N_f h = \frac{\partial h}{\partial x} + \frac{\partial h}{\partial U} \frac{\partial U}{\partial t}, \quad N_f^i h = N_f(N_f^i h), \quad N_f^0 h = h \quad (6)$$

$$U = \begin{bmatrix} u \\ \dot{u} \\ \vdots \\ u^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix}$$

Le système est globalement observable si l'application d'observabilité (5) peut être résolue en fonction de x dans tout le domaine de définition. Il est, par contre, souvent impossible d'établir les conditions physiques nécessaires à l'existence de l'inverse q^{-1} .

Toutefois, le système non linéaire (4) est localement faiblement observable [HER 77], si la matrice Jacobienne de $q(x, U)$, est régulière dans tout le domaine de définition de x et U i.e. :

$$\text{rang } Q(x, U) = n, \quad \forall x \in M, \text{ et } M_u^n, \text{ et } Q(x, U) = \frac{\partial q}{\partial x} \quad (7)$$

En introduisant la notion des dérivées de Lie (Annexe A), la matrice $Q(x, U)$ s'écrit :

$$Q(x, U) = \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ \vdots \\ h_n(x) \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } \begin{cases} h_1(x) = h(x) \\ h_2(x) = L_f^1 h(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x, u) \\ \vdots \\ h_n(x) = L_f^{n-1} h(x) = \frac{\partial h_{n-1}(x)}{\partial x} f(x, u) \end{cases} \quad (8)$$

Observabilité indépendante de u :

Si un système linéaire est observable, alors, pour toute entrée $u(t)$ on peut reconstruire l'état initial. En effet, si on considère deux états initiaux x^1 et x^2 , la quantité : $y^1(t) - y^2(t) = C \cdot e^{At} \cdot (x^1 - x^2)$ ne dépend pas de l'entrée.

En général, cette propriété n'est pas vraie pour les systèmes non linéaires. Le fait qu'un système soit observable au sens de la définition constitue une condition nécessaire mais non suffisante pour qu'on puisse concevoir un observateur. Il se peut en effet que certaines entrées u (dites singulières), ne permettent pas de distinguer chaque couple d'états initiaux distincts.

Définition de l'entrée universelle:

Une entrée u est dite universelle pour le système (4) sur l'intervalle $[0, t]$, si tout couple d'états initiaux distincts (x^1, x^2) peut être distingué par les sorties sur l'intervalle $[0, t]$, le système étant excité pour u . Une entrée non universelle est dite singulière.

Remarque : Soit un système ayant une entrée singulière u^1 et une entrée universelle u^2 . L'entrée $u(t)$ telle que :

$$\begin{cases} u(t) = u^1, & 0 \leq t \leq t_1 \\ u(t) = u^2, & t > t_1 \end{cases} \quad (9)$$

Est alors une entrée universelle.

La notion d'entrée universelle permet de définir une classe intéressante de systèmes : les Systèmes uniformément observables (ou observable quelle que soit l'entrée).

Définition d'un système uniformément observable:

Un système dont toutes les entrées sont universelles est uniformément observable.

Annexe C State flow

Généralités :

Stateflow est destiné à la représentation des systèmes à événements discrets et à la simulation de leur fonctionnement .Il communique parfaitement avec Simulink dont il renforce la capacité de prise en compte des séquences logiques .D'ailleurs, le bloc Stateflow n'est autre qu'un bloc Simulink masqué. Stateflow s'utilise de manière analogue à Simulink.

On construit tout d'abord le schéma en plaçant, grâce à un éditeur, les différents éléments du diagramme (chart) à construire et qui sont essentiellement :

- Les états (states) ;
- leurs liaisons (transitions) ;
- ainsi que les libellés attribués aux événements (events) et aux actions.

Comme pour les schémas Simulink, cette représentation graphique recouvre en fait la construction d'une S-fonction. Le schéma Stateflow étant inclut dans un modèle Simulink, il faut lier donc les deux programmes sous-jacents. Cette opération est réalisée automatiquement par la commande start du menu simulation. Cette commande lance la construction préalable du programme globale (langage C) associé au modèle, sa compilation et enfin son exécution.

Ce programme peut être téléchargé sur une cible temps réel et ainsi faire fonctionner un automate au toolbox Real Time Workshop.

La terminologie utilisée :

- Une conception hiérarchisée :

Un schéma stateflow doit être conçu de manière hiérarchisée .Les objets graphiques et non graphiques vont s'emboîter selon la hiérarchie parent-enfant.

1. Le plus haut niveau de la hiérarchie Stateflow est appelé « Machine », il correspond au niveau « Modèle » dans Simulink. Ce vocable est issu de concept Machine à états finis qui à été développé pour rendre compte du fonctionnement des systèmes à événements discrets. La machine peut réunir plusieurs diagrammes Stateflow dont elle est le parent.

2. Le diagramme (chart) : c'est le deuxième niveau qui correspond au sous système Simulink, décrit une partie de la machine. Il rassemble des états reliés par des transitions .Le diagramme décrit le fonctionnement logique d'un sous ensemble particulier de la machine.

3. L'état (state) : ce niveau correspond à l'état qu'on décrit par un vecteur d'état dans Simulink .Il représente l'état dans lequel se trouve la machine, en quelque sorte l'état actuel de son fonctionnement, par exemple l'état On dans l'exemple du thermostat .Un état peut

contenir des sous-états, il devient alors super-état . Par exemple l'état marche d'une machine peut contenir deux sous-états, avant et arrière .L'état avant peut lui aussi avoir des enfants : rapide, lent, attente .Il n'y a pas de restrictions au nombre total de générations dans la descendance d'un parent.

4. L'événement (event) : cet objet stateflow est un objet non graphique (il n'apparaît sur le diagramme que grâce à son libellé). L'événement joue un rôle majeur dans Stateflow. C'est lui qui active un diagramme qui «s'est endormi »en l'absence d'événements. C'est lui qui va déclencher le franchissement d'une transition particulière d'un état vers l'état suivant et assurer l'exécution des actions.

➤ Des objets spécifiques :

Les objets Stateflow se rangent en deux catégories : des objets graphiques, représentés par un dessin symbolique normalisé et des objets non graphiques accessibles par leur label. Les informations qui concernent tous ces objets sont recueillies dans un dictionnaire appelé 'dictionary'. Les objets dont nous avons besoin pour construire un diagramme sont :

- * l'état, représenté par un rectangle aux coins arrondis ;
- * la transition, représenté par un lien orienté entre deux états. La transition défaut est particulière, elle indique l'état qui devra être actif à l'initialisation du diagramme ;
- * des objets non graphiques qui sont les libellés donnés aux états, aux transitions, aux actions, aux événements..., ces noms sont associés à des variables manipulées par le programme (S-function) sous-jacent et ne sont donc pas de simples étiquettes de reconnaissance.

➤ Les données :

Les datas sont des objets non graphiques intervenant dans un diagramme en tant que données (obligatoirement numériques). A la différence des événements dont le rôle est de déclencher l'évolution du diagramme, les datas peuvent être :

- * le résultat de cette évolution quand ils sont fabriqués par des actions ;
- * la cause de cette évolution quand ils interviennent dans les conditions.

Un bloc Stateflow communique bien avec les blocs Simulink par l'intermédiaire des objets datas. Il reçoit de Simulink des données et il fournit à Simulink un résultat. Tout comme pour un événement, une donnée doit être déclarée dans le dictionnaire. Si data est déclarée local elle ne sera visible que dans le diagramme ou l'état ou le sous-état dans le quel elle a été déclarée. En pratique, on communique avec Simulink en déclarant des datas Input from ou Output to Simulink. Dans ce cas le bloc Stateflow est automatiquement pourvu d'un port (entrant ou sortant) qui sera relié au bloc Simulink approprié. Si data est déclarée Constant, elle prend et garde la valeur indiquée dans Initial Value. Si elle est déclarée Workspace on doit l'affecter depuis Command window avant de lancer la simulation.

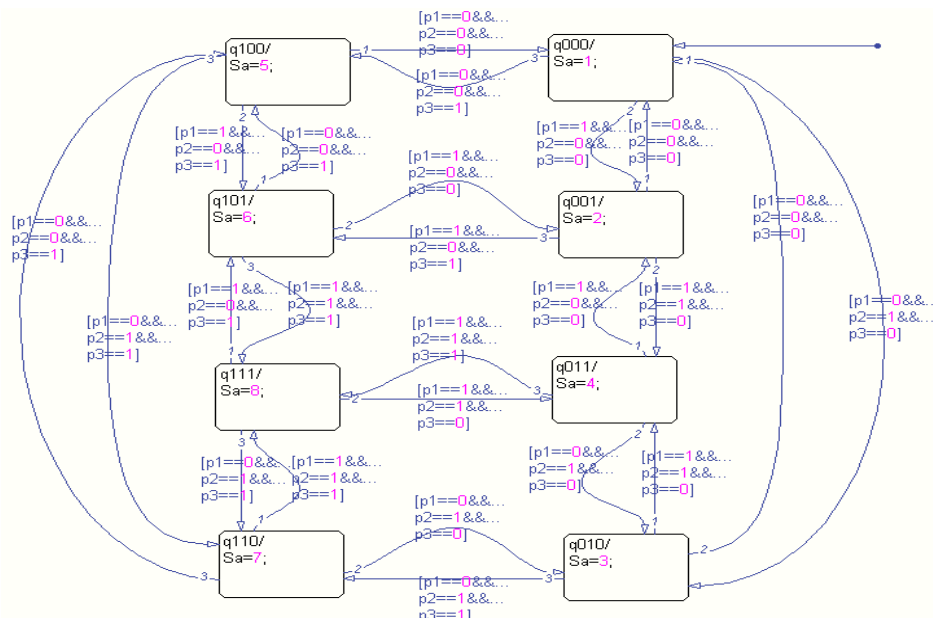


Figure C.1. Exemple d'un state flow (8 états du convertisseur à trois cellules)

Annexe D

Commande d'un convertisseur à 5, et 6 cellules

Résultats de la simulation

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation du convertisseur à 5, et 6 cellules avec les contrôleurs par mode glissant et H_∞ :

Commande par mode glissant :

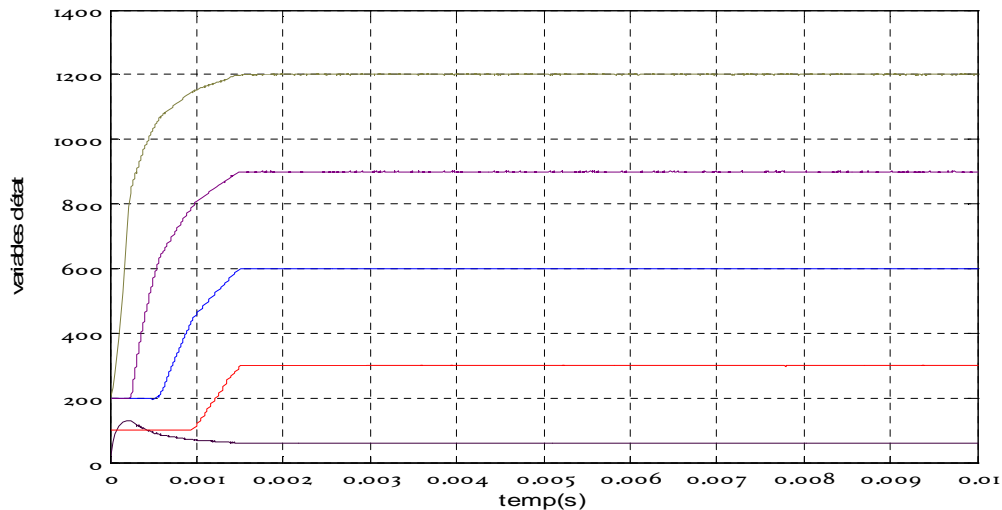


Figure D.1. Variables d'état $[I_s, V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, V_{c4}]$ pour 5 cellules

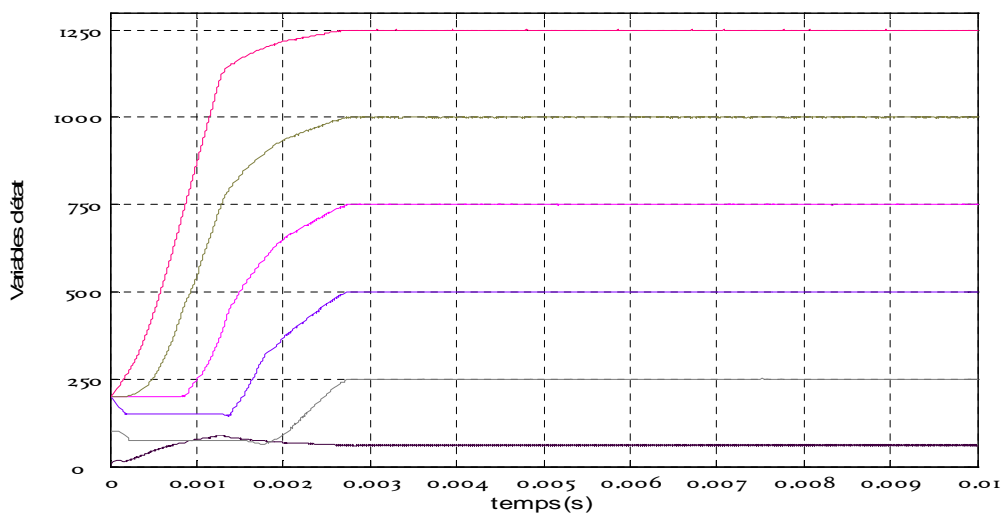


Figure D.2. Variables d'état $[I_s, V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, V_{c4}, V_{c5}]$ pour 6 cellules

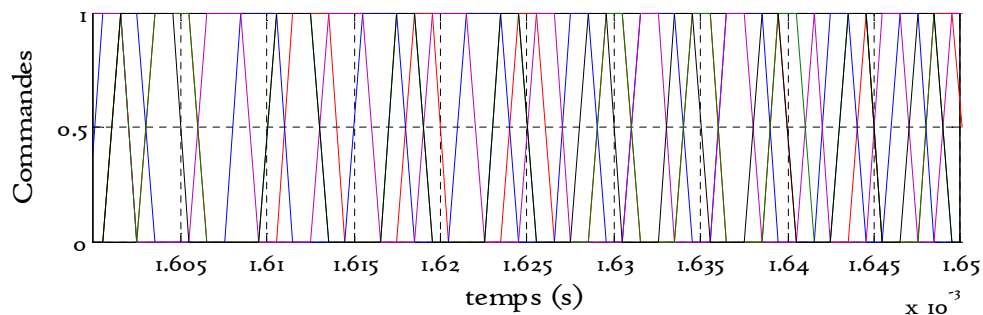
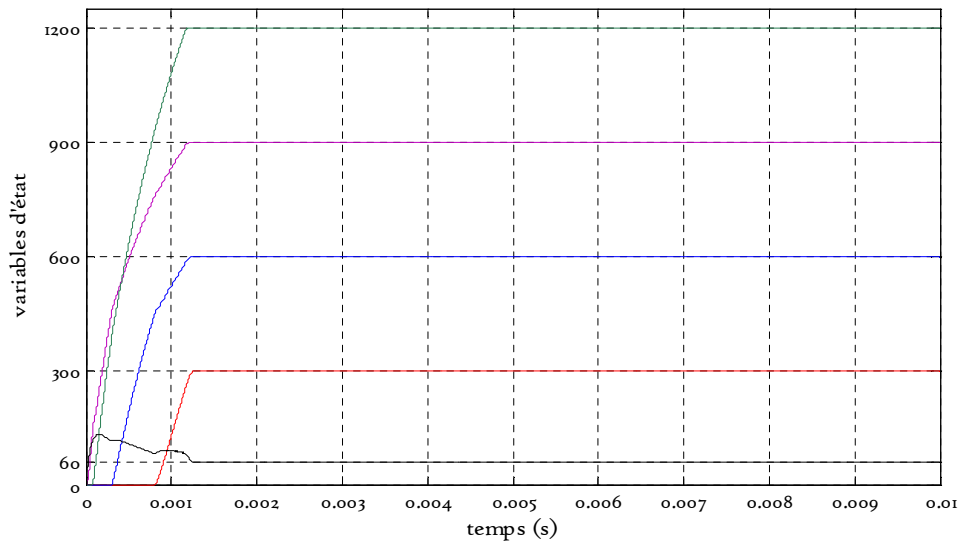
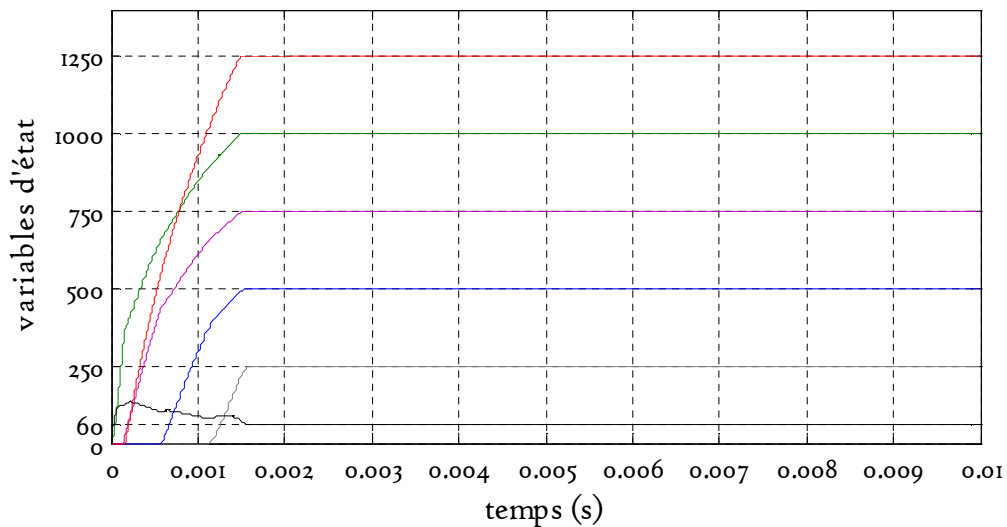
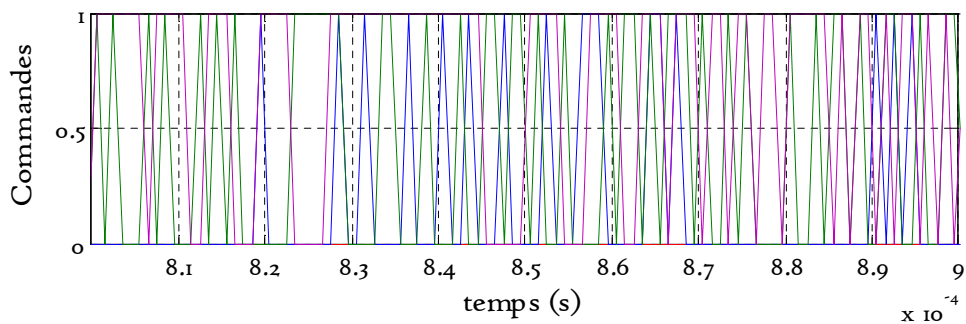


Figure D.3. Evolution des interrupteurs U_i pour 6 cellules

Commande H_∞ :Figure D.4. Variables d'état $[I_s, V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, V_{c4}]$ pour 5 cellulesFigure D.5. Variables d'état $[I_s, V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, V_{c4}, V_{c5}]$ pour 6 cellulesFigure D.6. Evolution des interrupteurs U_i pour 5 cellules

Bibliographie

- [AIM 03] M. Aimé. « Evaluation et Optimisation de la bande passante des convertisseur statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [ALA 99] D. Alazard, C. Cumer, P. Apkarian, M. Gauvrit, G. Ferreres. « Robustesse et commande optimale ». Cépaduès-Editions, Toulouse, France, 1999.
- [BAR 07] J. P. Barbot. « observateurs pour le diagnostic ». ECS-EA-3649-ENSEA. Paris. France, 2007.
- [BEL 06] Y. Belmiloud, O.Khemoudj. « Commande robuste appliquée à la stabilisation d'un navire ». Thèse de PFE, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [BET 04] O. Bethoux. « Commande directe d'un hacheur multicellulaire série respectant les cycles limites ». CIFA, Tunisie, 2004.
- [BET 05] O. Bethoux. « Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Science Et Ingénierie de l'Université de Cergy-Pontoise, 2005.
- [BEN 03] K. Benmansour, H. rezine, M.S. Boucherit, S. Barkati, O. Bouchhida, A. Tlemçani. « Robust control of a permanent magnet synchronous machine ». *International Conference SSD03, IEEE 2003*, Tunis.
- [BEN 06] K. Benmansour, M. Djemai, J. de Leon. « Adaptive Observer for Multi-Cell Chopper ». *Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech*, 2006.
- [BEN 01] R. Bensaid. « Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries ». Ph.D. Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.
- [BIR 06] A. Birouche. « Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [BOR 98] P. Borne J. Rozinoer J.Y. Dieulot et L. Dubois. « Introduction à la Commande Floue ». Technip, Paris, France, 1998.
- [BOU 08] F. Bounkar. « Conception de stratégies de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire. Approche hybride série ». Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2005.

- [BUH 94]** H. Buhler. « Réglage par logique floue ». Presses polytechniques et universitaires romandes, 1^{ère} édition, Lausanne, Suisse, 1994.
- [GOD 99]** J. Godjevac. « Idées nettes sur la logique Floue ». Presses polytechniques et universitaires romandes, 1^{ère} édition, Lausanne, Suisse, 1999.
- [GAT 01]** G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch. « Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control », EPE 2001, Graz, Austria, August 2001.
- [HER 77]** R. Hermann and A. J. Krener. « Nonlinear Controllability and Observability». IEEE Trans. On Automatic Control, vol.22, pp. 728-740, 1977.
- [IBA 01]** S.Ibaraki, S. Suryanarayanan and M. Tomizuka. « H_{∞} Optimization of Luenberger State Observers and Its Application to Fault Detection Filter Design ». *International Conference TuP06-2, IEEE 2001, USA.*
- [LIE 06]** A. M. Lienhardt. « Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé) ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [MEY 91]** T. A. Meynard, H. Foch. « Brevet français n°91.09582, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) n°92/00652 du 8 juillet 1992 », 1991.
- [MEY 92]** T. A. Meynard, H. Foch. « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters ». P.E.S.C'92, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp.397-403.
- [MUS 05]** M.R Becan « Fuzzy Boundary Layer Solution to Nonlinear Hydraulic Position Control Problem ». TRANSACTIONS ON ENGINEERING, COMPUTING AND TECHNOLOGY V5 APRIL 2005 ISSN 1305-5313
- [PIN 00]** D. Pinon. « Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [SLO 91]** J.-J. E. Sloting, W. Li. «Applied Nonlinear Control », Prentice Hall (New Jersey) ISBN 3-540-50601-2. 1991.
- [TAC 98]** O.Tachon. « Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Modélisation, synthèse et expérimentation ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [XU 02]** A. XU. « Observateurs adaptatifs non-linéaires et diagnostic de pannes ». Thèse de doctorat, l'Université de Rennes 1, 2002.

ملخص

« التحكم المتين و الملاحظة الهجينة لمحولات الطاقة المتعددة الخلايا »

هذا العمل يهدف إلى تطوير إستراتيجيات التحكم المتين و الملاحظة الهجينة لمحولات الطاقة المتعددة الخلايا. قدم في هذا العمل طريقة جديدة لتمثيل هذه المحولات تتمثل في النموذج الهجين هذا الأخير أستعمل لإستخلاص طريقة تحكم هجينة لمحول ذو ثلاث خلايا. بعدها قمنا بتطوير ثلاث طرق تحكم تستند إلى النموذج اللحظي للمحول، الأولى تعتمد على نظرية التحكم الإنزلاقي، الثانية عبارة عن تنسيق بين التحكمين الضبابي و الإنزلاقي، و الثالثة أنجزت اعتمادا على نظرية الأفق اللانهائي. تطرقنا كذلك في هذا العمل إلى إمكانية ملاحظة توتر المكثفات، و إنجاز ملاحظين هجينين بالطريقة الإنزلاقية و الأفق اللانهائي. نختتم هذا العمل بدراسة مقارنة بين مختلف إستراتيجيات التحكم اعتمادا على الملاحظين الهجينين، أظهرت المحاكاة نتائج جد حسنة.

كلمات المفتاح الأساسية : نظام هجين، محول متعدد الخلايا، التحكم الهجين، التحكم بالشكل الإنزلاقي، التحكم الضبابي الإنزلاقي، التحكم بالأفق اللانهائي، ملاحظ إنزلاقي هجين، ملاحظ هجين بالأفق اللانهائي.

Résumé

« Commande Robuste et Observateur Hybride pour les Convertisseurs Multicellulaires »

Ce travail traite la commande robuste et l'observation hybride des convertisseurs multicellulaires série. Une nouvelle approche de modélisation basée sur la théorie des systèmes dynamiques hybrides est développée. Elle est utilisée pour synthétiser une loi de commande d'un convertisseur à trois cellules. Ensuite trois stratégies de commande basées sur le modèle instantané du convertisseur sont présentées ; une première reposant sur la théorie des modes glissants, une seconde basée sur le flou glissant, et la troisième commande est synthétisée à partir de la théorie de H_∞ . Une comparaison est effectuée entre ces commandes. L'étude de l'observabilité et le développement de deux observateurs hybrides par modes glissants et par H_∞ sont ensuite présentés. Ce travail est clôturé par une étude comparative entre les différentes stratégies de commandes à base d'observateurs hybrides, les résultats de simulation sous Matlab montrent que les méthodes utilisées donnent de très bonnes performances.

Les mots clés : Système Hybride, Convertisseur Multicellulaire, Commande Hybride, Commande par Modes glissants, Commande Floue Glissant, Commande H_∞ , Observateur Hybride par Modes glissant, Observateur Hybride par H_∞ .

Abstract

« Robust Control and the Hybrid Observer of the Multicell Converter »

This work treats the robust control and the hybrid observation of the multicell converter. A new approach of modeling based on the theory of hybrid systems is developed and it is used to synthesize a control law for a three-cell converter. Then three strategies of control based on the instantaneous model are presented; the first is based on the theory of sliding modes, second is based on the fuzzy sliding, and the third control is synthesized from the theory of H_∞ . A comparison is carried out between these strategies. The study of the observability and the development of two hybrid observers by sliding modes and H_∞ are presented. This work is finished with a comparative study between the various strategies of control based on hybrid observers, simulation results under Matlab show that these methods offer good performances.

Key words: Hybrid System, Multicell Converter, Hybrid Control, Sliding modes Control, Fuzzy Sliding Control, H_∞ Control, Hybrid Observer by Sliding modes, Hybrid Observer by H_∞ .