

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE



**Département du Génie Electrique
Spécialité Automatique**

Projet de fin d'études

**Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Automatique**

THÈME

**Observabilité Des Tensions Intermédiaires
d'un Convertisseur Multicellulaire :
Théorie et Expérimentation**

Proposé et dirigé par :

**Pr. M.TADJINE
Dr.K.BENMANSOUR**

Etudié par :

**Lotfi BENGHERAB
Ahmed SIOUANI**

Juin 2009

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

ملخص

« لملاحظة الهجينة لمحاولات الطاقة المتعددة الخلايا »

هذا العمل يهدف إلى إستراتيجيات الملاحظات الهجينة لمحاولات الطاقة المتعددة الخلايا قمنا بتجارب تطبيقية على المحول الموجود في مخبر التحكم في العمليات التصنيعية تم تقديم في هذا العمل طريقة جديدة لي دراسة الملاحظة الهجينة . و ذلك باستعمال النموذج الهجين للمحول ذو ٣ خلايا تم التطرق إلى ثلاثة ملاحظات ، الانزلاق من الدرجتين الأولى و الثانية و الملاحظ المتابع و هذا بهدف المقارنة بينهم كلمات المفتاح الأساسية : نظام هجين، محول متعدد الخلايا، التحكم الهجين، التحكم بالشكل الإنزلاقي، ملاحظ إنزلاقي هجين، ملاحظ هجين.

Résumé

« Observabilité des tensions intermédiaires d'un convertisseur multicellulaire : Théorie et Expérimentation »

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de l'étude de l'observabilité d'un convertisseur multicellulaire. Plusieurs algorithmes ont été développés aux fins d'aboutir à une étude comparative entre ces différents outils.

Nous avons présenté, dans une première partie, le convertisseur à travers différents modèles : aux valeurs instantanées et moyennes avec lesquelles nous avons pu valider nos lois de commande en simulation.

Dans une seconde étape et à titre d'illustration nous avons procédé à des essais d'implémentation de lois de commande sur le convertisseur présent au niveau du laboratoire de Commande des Processus (LCP).

Enfin, dans la dernière partie nous avons initié une nouvelle approche relative à l'étude de l'observabilité ; cette approche dite hybride se voulait d'apporter plus de précisions quand aux intervalles de temps optimale durant lesquels l'observabilité des tensions flottantes était assurée

Les mots clés : Système Hybride, Convertisseur Multicellulaire, Commande Hybride, Observateurs par Modes glissant, Observateur adaptatif.

Abstract

« The Observation of the multicell converter : Theory and Experimentation »

This work treat a new approach of the hybrid observation applicated to the multicell converter.

The study of the observability were also treated by studying three different observers: two of them using the Sliding mode and the last one is in adaptative form. A comparaison was Carried out between them, The simulation results under Simulink and Matlab show that the super Twising algorithm offer the best performance.

Finally , we implement a Pulsh with modulation commands in the three cell converter .

Key words: Hybrid System, Multicell Converter, Hybrid Control, Sliding modes, Observer by Sliding modes, adaptative observer.

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents et à mes deux sœurs. Leur soutien m'a énormément boosté tout au long de mon cycle d'étude.

À mon binôme Lotfi avec qui le travail devient vite passion et consécration.

Je tiens aussi à dédier ce travail à tous mes amis, à tous ceux qui me sont chers ainsi qu'à mes camarades de promotion.

Ahmed SIOUANI

Dédicace

Je dédie ce travail à :

Mes très chers parents et grands parents

Ma petite sœur

À toute ma famille

À tous mes amis

À mon binôme pour tout le travail qu'on a accompli

À toute la promotion 2009

À tous ceux qui ont partagé mes joies et peines

Lotfi BENGHERAB

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier chaleureusement nos deux encadreurs

Mr TADJINE et *Mr BENMANSOUR* pour leur aide, leur disponibilité et inestimable humilité.

Nous saisissons cette opportunité pour souhaiter bon courage à *Mr BENMANSOUR* qui aura prochainement à présenter sa thèse de doctorat en France.

Nous remercions également les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre modeste travail.

Aussi, nous exprimons notre incontestable reconnaissance et gratitude envers nos enseignants du cycle primaire, moyen et secondaire ainsi que le corps professoral de l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique sans qui nous n'aurions jamais réussi à parfaire et à perfectionner notre formation.

Enfin, et sans oublier nos parents qui nous ont apporté leur soutien et fervents encouragements tout au long de notre cycle d'étude.

Sommaire

Chapitre I : Introduction à la structure multicellulaire :.....	1
I. Introduction à la structure multicellulaire.....	2
I.1. Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux.....	2
I.2. Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriqués :	2
I.3. Fonctionnement du convertisseur multicellulaire :.....	3
I.4. Les différents modèles des convertisseurs multicellulaires :.....	4
I.4. 1. Modèle instantané :	4
I.4. 2. Modèle aux valeurs moyennes :.....	4
I.4. 3. Modèle harmonique :	8
I.5. Modélisation hybride d'un convertisseur multicellulaire :	9
I.5. 1. Définition des systèmes hybrides :	9
I.5. 2.Exemples de systèmes hybrides :.....	11
I.5. 3. Définition des automates hybrides :.....	12
I.5.4. Exécution d'un système hybride :.....	14
I.6. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules :	16
I.7. Automate hybride du convertisseur à 3 cellules :.....	19
I.8. Analyse de la commande hybride d'un convertisseur à trois cellules :.....	23
I.8.1. Simulation des systèmes hybrides :.....	23
I.8.2. Résultats de la simulation :.....	28
I.9. Commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire :.....	29
I.9. 1. Equilibrage naturel en utilisant la commande en boucle ouverte:.....	31
I.9. 2. Conclusion :.....	34

Chapitre II : Etude expérimentale sur un banc d'essai.....	
II.1. Description générale.....	36
II.2. Convertisseur multicellulaire série réalisé.....	38
II.2.1. Partie puissance.....	39
II.2.1.1. Interrupteurs de puissance:.....	39
II.2.1.2. Condensateurs flottants.....	40
II.2.1.3. Carte de commande.....	41
II.2.1.4. Allumeurs.....	42
II.2.1.5. Partie mesure	44
II.2.1.6. Partie protection.....	
II.2.1.7. Partie commande	
II.2.2. Quelques tests expérimentaux	
II.2.3. Démarrage d'un convertisseur multicellulaire :.....	51
II.3. Conclusion :.....	54
Chapitre III : OBSERVABILITE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES:.....	55
III. Analyse d'observabilité des tensions intermédiaires V_{ck} :.....	57
III. 1. Approche statique.....	57
III. 2. Intérêt de l'observation hybride :.....	60
III. 3. Nouvelle approche d'observabilité hybride :.....	61
III. 3.1. La $Z(T_n)$ observabilité du convertisseur multicellulaire :.....	61
III. 3.2. Équivalence entre la condition du rang plein et l'excitation persistante :.....	66
III. 3.3. Application de l'observation hybride au convertisseur multicellulaire :	70
III. 4. Observation des tensions flottantes en utilisant l'algorithme des modes glissants d'ordre 1 :.....	74
III. 4.1. Algorithme de synthèse d'un observateur d'ordre 1 :.....	75
III. 5. Observateur adaptatif pour les convertisseurs multicellulaires :.....	80
III.6. Observateur super Twisting pour les convertisseurs multicellulaires:.....	90
III. 7. Comparaison des différents résultats expérimentaux:	94
III. 8. Conclusion :.....	94

Conclusion général :.....	95
Annexe A :.....	96
Annexe B :.....	99
Bibliographie :.....	100

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux	3
Figure I.2 : Bras multicellulaire possédant 3 cellules de commutation	4
Figure I.3 : <i>Système hybride</i> l'Interaction entre les grandeurs continues discrètes	11
Figure I.4 : <i>Système hybride</i> : fontaine à deux bassins	12
Figure I.5 : Automate hybride associé à la fontaine	14
Figure I.6 : Exemple d'une exécution d'un système hybride	15
Figure I.7 : Convertisseur à trois cellules.	16
Figure I.8,...,15 : Convertisseur dans les modes q_1, \dots, q_8	17
Figure I.16 : Modèle hybride pour un convertisseur 3 cellules	22
Figure I.17 : Schéma Simulink-Stateflow d'un convertisseur à trois cellules	24
Figure I.18 : Schéma Simulink des dynamiques continues	24
Figure I.19 : Schéma de l'automate hybride sous Stateflow	25
Figure I.20 : Evolution de la tension V_{c1}	26
Figure I.21 : Evolution de la tension V_{c2}	27
Figure I.22 : Evolution du courant de charge I	27
Figure I.23 : <i>Evolution de la tension de sortie V_s</i>	28
Figure I.24 : <i>Evolution des transitions</i>	28
Figure I.25 : Schéma bloc de la commande MLI sous Simulink	30
Figure I.26 : Les signaux de commande	30
Figure I.27 : Modèle instantané du convertisseur à 3 cellules	31
Figure I.28 : Evolution des tensions V_{c1} et V_{c2} en boucle ouverte	33

Chapitre II

Figure II.1 : Photo du banc d'essais	37
Figure II.2 : Synoptique du banc d'essais	38
Figure II.3 : Photo du convertisseur multicellulaire série	38
Figure II.4 : Photo des diodes utilisées	39
Figure II.5 : Caractéristiques des puissances -fréquences de commutation	40
Figure II.6 : Photo du condensateur utilisé	40
Figure II.7 : Circuit de la carte de commande	41
Figure II.8 : Photo de la carte de commande	42
Figure II.9 : Allumeur (commande de grille de MOSFET)	43
Figure II.10 : Photo d'allumeur	43
Figure II.11 : Photo du circuit NMH1215D	43
Figure II.12 : Mise en oeuvre de la mesure	44
Figure II.13 : Photo de la carte de mesure	45
Figure II.14 : Schéma de la carte de protection	45
Figure II.15 : La carte de protection	46
Figure II.16 : Procédure de l'implantation temps réel	47
Figure II.17 : Fenêtre du logiciel Control Desk	48
Figure II.18 : Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.2	49
Figure II.19 : Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.5	49
Figure II.20 : Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.8	50
Figure II.21 : Résultat expérimental pour une variation du rapport cyclique	50
Figure II.22 : Schémas bloc du banc d'essai du convertisseur	52
Figure II.23 : Démarrage du convertisseur en boucle fermée	52
Figure II.24 : La tension de sortie	53
Figure II.25 : Courant de charge	53

Chapitre III

Figure III.1 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à « n » niveaux	70
Figure III.2 : Charge du condensateur C_1	72
Figure III.3 : Charge du condensateur C_2	73
Figure III.4 : 3 ^{ème} mode du convertisseur	74
Figure III.5 : Schéma blocs simulink de l'observateur par mode glissant d'ordre 1	77
Figure III.6 : La dynamique de l'observateur	77
Figure III.7 : Tension d'alimentation E	78
Figure III.8 : La tension flottante V_{c1} et son estimation	78
Figure III.9 : La tension flottante V_{c2} et son estimation	79
Figure III.10 : Erreur d'estimation de V_{c1}	79
Figure III.11 : Erreur d'estimation de V_{c2}	79
Figure III.12 : Tension d'alimentation E	88
Figure III.13 : La tension flottante V_{c1} et son estimation	88
Figure III.14 : La tension flottante V_{c2} et son estimation	88
Figure III.15 : Erreur d'estimation de V_{c1}	89
Figure III.16 : Erreur d'estimation de V_{c2}	89
Figure III.17 : Schéma bloc de l'observateur Super Twisting algorithm	91
Figure III.18 : Schéma bloc de la dynamique d'observation de l'observateur d'ordre 1	91
Figure III.19 : Tension d'alimentation E	92
Figure III.20 : La tension flottante V_{c1} et son estimation	92
Figure III.21 : La tension flottante V_{c2} et son estimation	93
Figure III.22 : Erreur d'estimation de V_{c1}	93
Figure III.23 : Erreur d'estimation de V_{c2}	93

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I

Tableau I.1 : Les huit modes d'opération du convertisseur 3 cellules	19
Tableau I.2 : Les transitions possibles du convertisseur multicellulaire	19
Tableau I.3 : Les conditions possibles de transition	21

Introduction générale

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres :

- D'une part, les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés.
- D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées (convertisseurs à commutation douce, ou dotés de circuits d'aide à la commutation). D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux de puissances importantes (structures multi-niveaux, multicellulaires, et multicellulaires étagées ...).
- Enfin, parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées. [2]

Ces convertisseurs de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge [2]. 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 [31].

Une nouvelle génération de convertisseurs apparut 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. [31]

Le convertisseur multicellulaire permet de diviser la tension en la distribuant sur plusieurs cellules en série.

Ce sont des systèmes particulièrement intéressants pour des applications de forte puissance avec des hautes tensions car ils permettent d'améliorer la qualité spectrale de la tension découpée et les performances dynamiques. [14]

Ils présentent aussi par leur nature un comportement hybride. L'aspect hybride est décrit par la présence des variables discrètes et continues. Il est alors tout à fait naturel de les modéliser sous forme d'un système hybride est la plus appropriée. La commande doit être assurée sans perturber la charge, et avec mesure des seuls courants et tensions de sortie.

Ceci exigera par la suite l'utilisation d'un observateur hybride adapté à la structure hybride du convertisseur (dynamique discrète "commutations", et continues "courant de charge et tension aux bornes des condensateurs"). Les variables de commande sont les temps d'application des configurations d'interrupteurs. Pour profiter au mieux du gros potentiel de la structure multicellulaire, les recherches se sont alors portés dans différentes directions. Dans un premier temps ont été développés des modèles pour décrire leurs comportements instantané [5], harmonique ou moyen [14]. Ces différents modèles ont été utilisés à la base pour le développement de lois de commande et d'observation. [2].

Dans le premier chapitre, nous développons un modèle hybride des convertisseurs multicellulaires, vu qu'initialement les modèles développés pour décrire la dynamique des convertisseurs statiques sont de nature instantanée, harmonique, moyenne. Ces modèles sont utilisés à la base pour développer la commande en boucle ouverte. Le modèle hybride présente un comportement naturellement hybride puisque il contient d'une part des variables discrètes représentés par les états des interrupteurs et d'autre part les modes pour les variables continues.

Le second chapitre est illustré par de nombreux résultats expérimentaux obtenus par implémentation en temps réel appliquée sur un convertisseur à trois cellules. On pourra apprécier tout l'apport et toute la suffisance de cette technique pour les structures de commandes implémentées.

Le troisième chapitre consiste à étudier l'observabilité hybride des convertisseurs multicellulaires nous avons introduit une nouvelle notion d'observabilité qui est «la $Z(T_n)$ observabilité » et démontré la relation entre l'excitation persistante qui réside dans les systèmes adaptatifs et la condition du rang on a étudié trois différents observateurs des tensions flottantes et appliquée dans le cas 3 cellules, ces observateurs se distinguent les uns des autres par leur performance et leur robustesse.

Ce travail est ensuite clôturé par une conclusion rappelant les principaux résultats obtenus et faisant apparaître notre modeste contribution apportée dans le domaine de l'observation des hacheurs multicellulaire série.

Chapitre I

INTRODUCTION

A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE

I. Introduction à la structure multicellulaire

I.1. Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série [2].

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux 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 [9].

I.2. Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriqués :

Une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux a été inventée. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série 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. La figure I.4 montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules. [2].

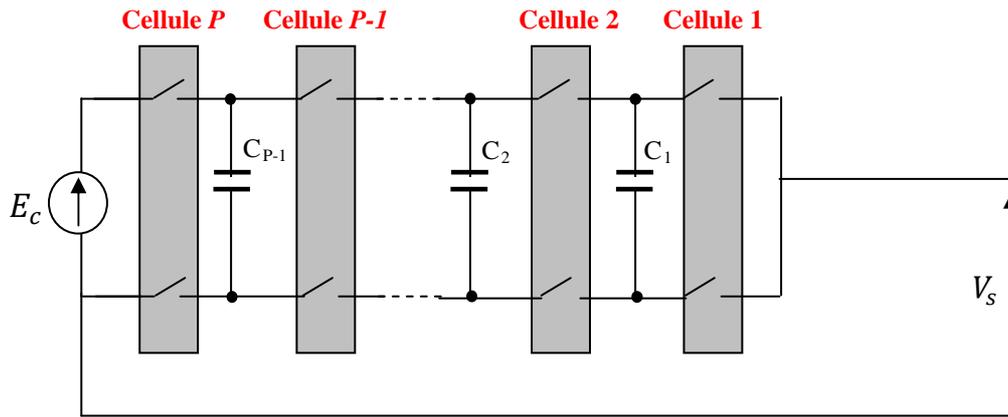


Figure I.1: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux [2].

I.3. Fonctionnement du convertisseur multicellulaire :

Avant de développer les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées.

- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
- Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation. [2]
- Les deux interrupteurs de chaque cellule ne doivent en aucun cas 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. [31]

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. [31]

I.4. Les différents modèles des convertisseurs multicellulaires :

Trois types de modèles ont été développés pour modéliser les convertisseurs multicellulaires: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique. [31]

I.4. 1. Modèle instantané :

Le modèle instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chaque cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs. Ce modèle est utilisé pour valider en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

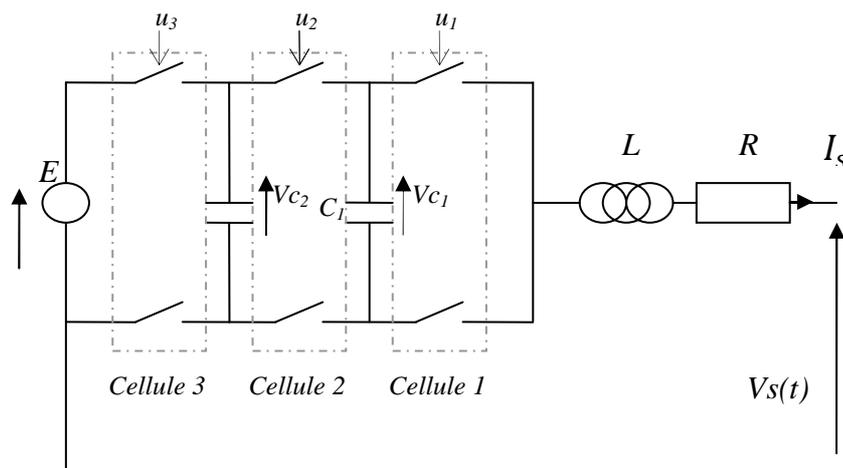


Figure I.2 : Bras multicellulaire possédant 3 cellules de commutation

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

$$\Sigma_{Syst} \begin{cases} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) i_s \\ \vdots \\ \frac{dv_{cp-1}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} (u_p - u_{p-1}) i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{v_{c1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{v_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \dots - \frac{v_{cp-1}}{L} (u_p - u_{p-1}) - \frac{R}{L} i_s + \frac{E}{L} u_p \end{cases}$$

Ce système d'équation représente le modèle instantané du convertisseur et peut se représenter sous la forme d'une équation d'état qu'on appelle modélisation affine [28].

$$\dot{X} = A.X + B(X).U$$

Avec : $X = [V_{c1} \ V_{c2} \ \dots \ V_{c(p-2)} \ V_{c(p-1)} \ I]^T$, et U est le vecteur de commandes, $U = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}$

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

Ce système d'état est un système non-linéaire .

L'inconvénient majeur de ce modèle est que la commande est discontinue car, 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. [31]

La commande u_k agissant sur la cellule respective k commande les deux actionneurs de façon complémentaire ainsi nos deux interrupteur prendront leur position ouverte ou fermée jamais au même instant.

Par convention on choisira les fonctions de connexion de la manière suivante :

- $u_k = 1$ → La $k^{\text{ème}}$ cellule aura l'interrupteur du haut fermé (passant) et celui du bas ouvert (bloqué) .
- $u_k = 0$ → La $k^{\text{ème}}$ cellule aura l'interrupteur du haut ouvert (bloqué) et celui du bas fermé (passant).

La tension aux bornes des condensateurs flottants de chaque cellule vérifie la relation (I. 1) Cette valeur théorique évolue en pratique, à cause de la circulation du courant dans les condensateurs en fonction des signaux de commande. L'ondulation résultante est stable si la valeur moyenne du courant est nulle sur une période de découpage [25]:

$$\bar{I}_{ck} = 0 \quad (1 \leq k \leq p-1) \quad (\text{I. 2})$$

Si cette condition est vérifiée, la tension de sortie peut être exprimée dans les deux cas d'utilisation des convertisseurs multicellulaires:

- Cas du hacheur à « p » cellules en demi-pont :

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^p u_k \cdot \frac{E}{p} \quad (\text{I. 3})$$

- Cas de l'onduleur à « p » cellules en demi-pont :

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^p u_k \cdot \frac{E}{p} - \frac{E}{2} \quad (\text{I. 4})$$

I.4. 2. Modèle aux valeurs moyennes :

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation, le déphasage du signal de commande n'étant pas pris en compte. Ceci implique que le modèle moyen ne permet pas de mettre en évidence les phénomènes harmoniques donc le phénomène de rééquilibrage naturel en boucle ouverte propre au convertisseur multicellulaire

En remplaçant les ordres de commande dans le modèle instantané par leurs valeurs moyennes

sur une période de découpage :

$$\alpha_i = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_p} u_i dt , \quad (I. 5)$$

En calculant aussi la moyenne de l'équation (1.5) on en déduit le modèle moyen :

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G (\langle X \rangle) . U \quad (I. 6)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} (\alpha_1 - \alpha_2) x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2} (\alpha_2 - \alpha_3) x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}} (\alpha_{p-1} - \alpha_p) x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L} (\alpha_2 - \alpha_1) x_1 - \frac{1}{L} (\alpha_3 - \alpha_2) x_2 - \dots - \frac{1}{L} (\alpha_p - \alpha_{p-1}) x_{p-1} - \frac{R}{L} x_p + \frac{E}{L} \alpha_p \end{array} \right. \quad (I. 7)$$

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

La simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage sont les deux avantages de cette méthodes mais présente l'inconvénient d'être basée sur la valeur moyenne ce qui privilégie les évolutions lentes. Elle fut la première à être utilisée pour définir des commandes pour le convertisseur multicellulaire. [31]

I.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 :

$$\dot{X} = A(\alpha, \phi)X + B(\alpha, \phi)E \quad (\text{I. 8})$$

Ou : $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_p]^T$ correspond au vecteur des rapports cycliques, $\phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_p]^T$ au vecteur de phase et $X = [V_{c1} \ V_{c2} \ \dots \ V_{c(p-1)} \ I]^T$ le vecteur d'état.

I.5. Modélisation hybride d'un convertisseur multicellulaire :

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 [9].

I.5. 1. Définition des systèmes hybrides :

Tout système impliquant des processus continus et des phénomènes discrets peut être vu comme un système hybride. Par extension, lorsque dans un même système physique certaines grandeurs varient très rapidement (quasi-instantanément) par rapport aux autres, alors, une modélisation hybride de ce système est envisageable et donne souvent de bien meilleurs résultats qu'une modélisation continue.

Ainsi, les domaines d'application des systèmes hybrides sont extrêmement nombreux et variés; on peut citer entre autres l'informatique, l'industrie automobile, la robotique, le contrôle du trafic aérien, la biologie [18].

En automatique, les systèmes physiques sont souvent représentés par un modèle dynamique continu ou par un modèle à événements discrets. La nature de chaque modèle est définie selon les variables utilisées pour décrire l'état du système et la variable caractérisant le temps. Il est important dans de nombreux cas d'utiliser l'une de ces deux catégories de modèles.

Cependant la majorité des systèmes complexes réalistes mélangeant le continu et le discret ne peuvent pas être classés ni dans la catégorie "système continu" ni dans la catégorie "système discret". Il est nécessaire alors d'utiliser des modèles hybrides permettant la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Plusieurs modélisations hybrides ont été développées dans la littérature. Elles peuvent être classées en trois catégories principales. [34]

- L'approche discrète ou événementielle qui consiste à supprimer la dynamique continue du système, en interprétant le SDH comme un système à événement discret. Celle-ci est l'approche la plus utilisée mais elle n'est pas la meilleure. En effet, parmi ses inconvénients, on a d'une part le risque d'obtenir un automate non déterministe et d'autre part le risque que la partition ne soit pas adéquate pour l'espace d'état. De plus les états continus peuvent alors avoir des transitions non admissibles.
- L'approche continue qui consiste à supprimer la dynamique discrète du système de telle façon que le système ne puisse être modélisé que par des équations différentielles et cela peut poser un problème lors de la modélisation des systèmes complexes tels les convertisseurs par exemple. Cette approche ne prend pas en compte les changements éventuels pour le passage d'une dynamique à une autre.
- L'approche mixte qui utilise une même structure pour traiter les dynamiques continues et discrètes. Les SDH peuvent être modélisés par des automates hybrides, etc. L'approche mixte interprète le SDH comme une interaction de systèmes dynamiques de types différents. Cette approche est plus complexe et regroupe les avantages des deux approches précédentes. Dans ce qui suit, nous rappelons pour la formulation que non pensons la plus générale et générique introduite par Lygeros. [2]

La figure I.3 illustre un système dynamique hybride (SDH) chaque partie du SDH est caractérisé par des entrées (σ discrètes, u continues). Et des sorties (ψ discrète y continues)

L'état « q » détermine la dynamique continue spécifique à la partie continue du système par l'interface (D/C : discret / continue).

Aussi, les signaux provenant de la partie continue définissent des événements qui permettent la transition dans l'espace discret d'un état vers l'autre.

Ainsi, l'interface (C/D, D/C) permet les interactions entre les variables continues et discrètes [9].

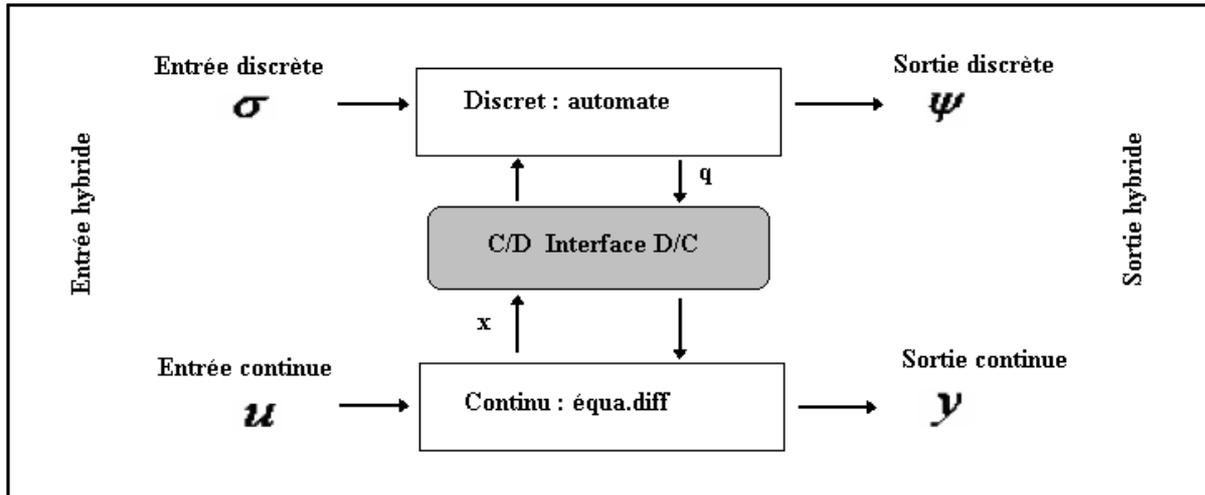


Figure I.3 : *Système hybride* : l'Interaction entre les grandeurs continues et discrètes

I.5. 2. Exemples de systèmes hybrides :

On peut prendre exemple pour les phénomènes hybrides sur la boîte à vitesse automatique. On considère qu'elle possède comme variables discrètes trois vitesses (V_1 , V_2 et V_3) et deux modes de conduites ville (avec les vitesses V_1 et V_2) et routes (avec toutes les vitesses). [8]

La variable continue du système est le nombre de tours par minutes du moteur $N(t)$, sa dynamique est ainsi représentée par une équation différentielle.

Le passage d'une vitesse à une autre, lorsque la variable $N(t)$ atteint certaines valeurs correspond à un phénomène hybride déclenché automatiquement. Or le passage d'un mode de conduite à un autre est décidé par le conducteur, Il correspond donc a un phénomène hybride contrôlé.

Lorsqu'on change de vitesse, la variable d'état $N(t)$ est réinitialisée, sa dynamique change car on est passé d'un état à un autre. Aussi à chaque état correspond une dynamique différente. On a donc aussi une commutation de modèle.

On peut citer d'autres exemples de systèmes hybrides comme : la fontaine a deux bassins [29]

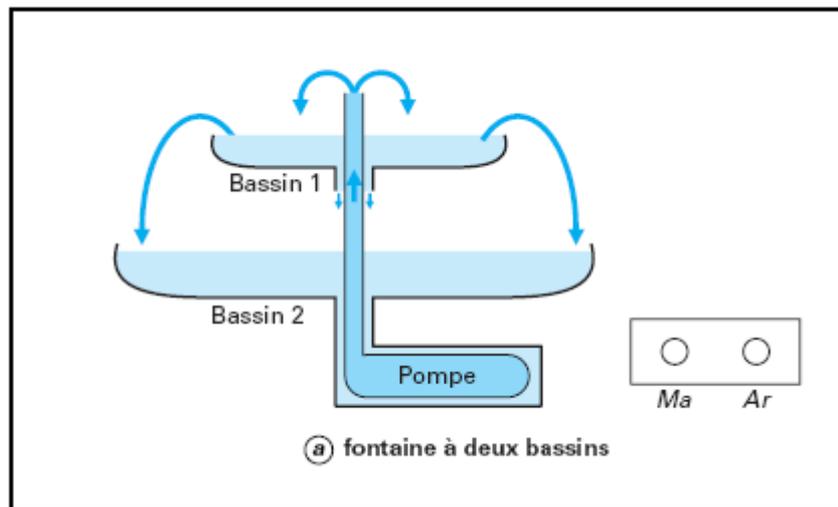


Figure I.4 : *Système hybride* : fontaine à deux bassins

I.5. 3. Définition des automates hybrides :

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 : un système hybride peut être défini comme suit

$$H = \{Q, X, f, \text{Init}, D, E, G, R, U\} \quad (\text{I. 9})$$

- ❖ Q est l'ensemble de nombrable des d'états discrets,
- ❖ X est l'ensemble des états continus,
- ❖ I_{init} est l'ensemble des conditions initiales,
- ❖ $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des transitions,
- ❖ $D = \{D_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des domaines continus, $\forall q \in Q, D_q$ est un sous-ensemble de \mathfrak{R}^n d'intérieur non vide
- ❖ $U = \{U_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des domaines de commande continue autorisé,
 $\forall q \in Q, U_q$ est un sous-ensemble de \mathfrak{R}^p ,
- ❖ $f = \{f_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des champs de vecteurs décrivant les dynamiques du système.,
 $\forall q \in Q, f_q : D_q \times U_q \rightarrow \mathfrak{R}^n$
- ❖ $G = \{G_e; e \in E\}$ est l'état de garde. $\forall e = (q; q') \in E, G_e \subseteq D_q$.
- ❖ $R = \{R_e; e \in E\}$ est l'ensemble des fonctions resets.
 $\forall e = (q; q') \in E, R_e : G_e \rightarrow 2^{D_{q'}}$ ou $2^{D_{q'}}$ dénote l'ensemble des parties de $D_{q'}$. On suppose que pour tout $x \in G_e, R_e(x) \neq \emptyset$.

Pour revenir à l'exemple précédant (fontaine à deux bassins):

L'automate hybride associé à son fonctionnement est donnée comme suit [29] :

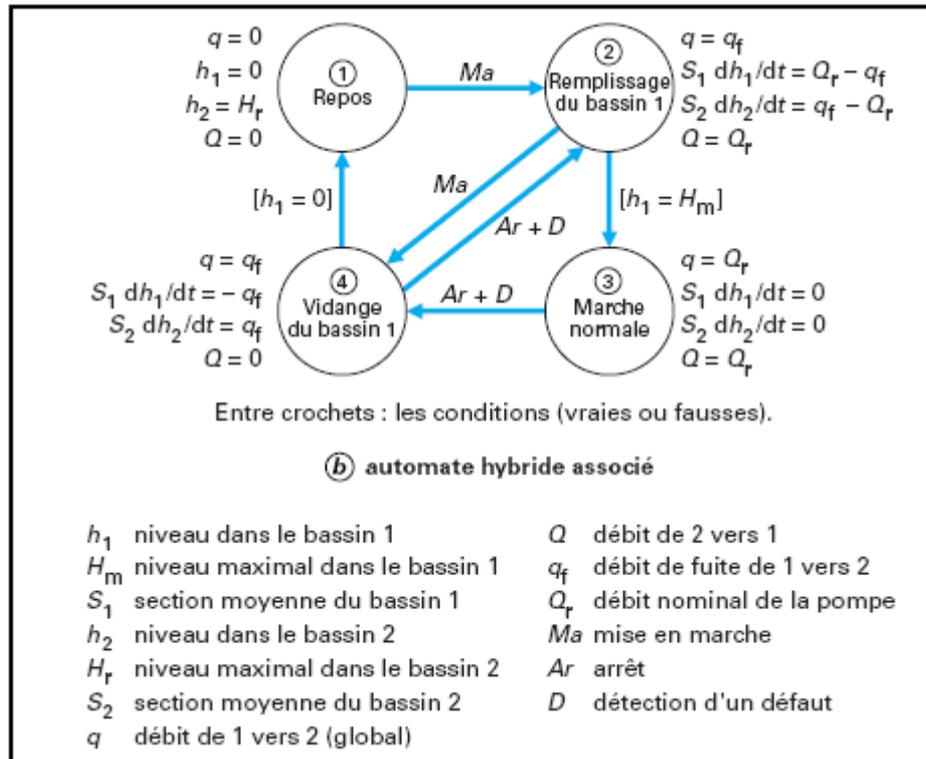


Figure I.5 : Automate hybride associé à la fontaine

I.5.4. Exécution d'un système hybride :

Un système hybride est caractérisé à chaque instant par une évolution de l'état discret $q(t)$ et une évolution de l'état continu $x(t)$. La paire (q, x) compose le vecteur d'état hybride (respectivement les paires (σ, u) et (ψ, y) composent les entrées hybrides et les sorties hybrides). La variable discrète $q(t)$ est constante entre deux instants de commutation successifs t_i, t_{i+1} . Par conséquent $q(t)$ est constant par intervalles de temps $I_i = [t_i, t_{i+1}]$, $\{t_i, i = 1, \dots, N\}$ où N est le nombre de commutations. Une trajectoire temporisée est une

séquence finie ou infinie d'intervalles de temps $I = \{I_i\}, i = 1, \dots, N$. Suivant les valeurs de N et de I_i . Ainsi, une exécution d'un système hybride est représentée par des séquences d'intervalles de temps sur lesquels le vecteur hybride $(q(t), x(t))$ évolue. La figure (II.1) illustre un exemple d'exécution d'un SDH où nous avons mentionné l'évolution des trois variables hybrides $(x, q), (\sigma, u)$ et (ψ, y) . L'entrée discrète et la sortie discrète sont indiquées par des impulsions car nous supposons que le franchissement d'une transition est instantané. [2]

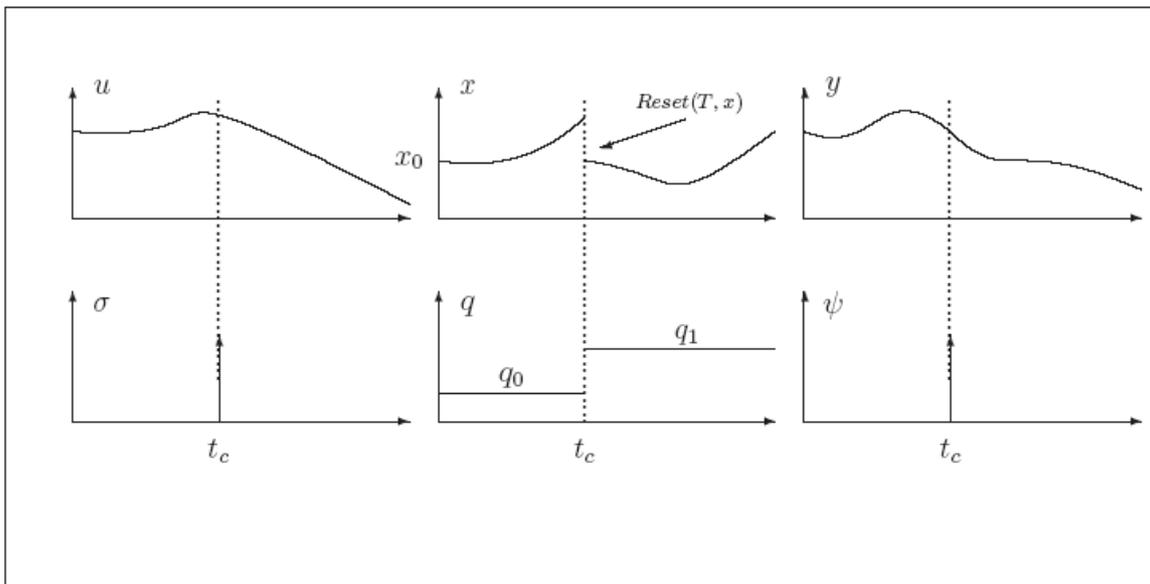


Figure I.6 : Exemple d'une exécution d'un système hybride

A l'instant $t_0 = 0$, l'état hybride initial est (q_0, x_0) tel que $x_0 \in \text{Inv}(q_0)$ et $q_0 \in Q$. Sur l'intervalle de temps $I_0 = [t_0 \ t_c]$, l'état discret est constant $q(t) = q_0$ et $\dot{x}(t)$ évolue suivant l'équation $\dot{x}(t) = f_{q_0}(x(t), u(t))$ avec x_0 comme condition initiale. Enfin, lorsqu'à l'instant t_c une transition $T = (q_0, \sigma, q_1)$ (due à l'arrivée d'une entrée discrète $\sigma \in \Sigma$) se produit, la variable discrète $q(t)$ prend alors une nouvelle valeur q_1 . La sortie discrète devient $\psi = \gamma(T)$ et la variable continue x est actualisée à une nouvelle valeur $\text{Reset}(T, x)$. Nous répétons alors le même processus avec une nouvelle dynamique $\dot{x}(t) = f_{q_1}(x(t), u(t))$.

I.6. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules :

En appliquant cette nouvelle approche hybride de modélisation sur un convertisseur à trois cellules représenté comme suit [31] :

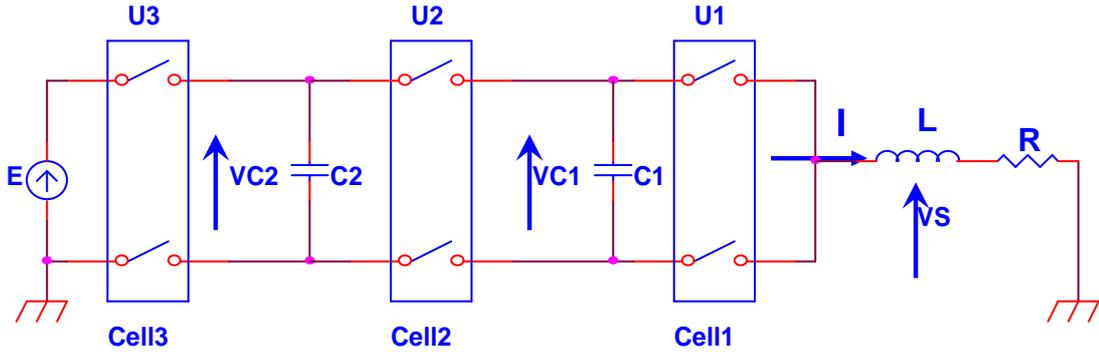


Figure I.7 : Convertisseur à trois cellules.

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I + \frac{E}{L} u_3 - \frac{V_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{V_{c1}}{L} (u_2 - u_1) \end{array} \right. \quad (\text{I. 10})$$

Sous la forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{(u_3 - u_2)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

11)

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

$$I = I_{ref}, \quad V_{c1ref} = \frac{2}{3}E, \quad V_{c2ref} = \frac{1}{3}E, \quad V_{cref}^+ = V_{cref} + \mathcal{E} ; \quad V_{cref}^- = V_{cref} - \mathcal{E},$$

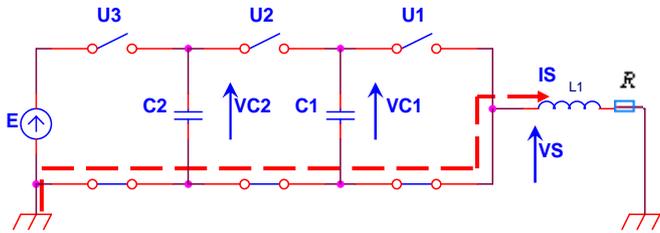
$$I_{ref}^+ = I_{ref} + \Delta i ; \quad I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta i$$

Nous distinguons huit modes d'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 :

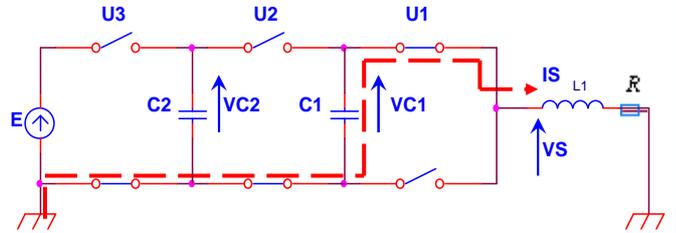
$$f_q(X) = A(q).X + b(q) \tag{I. 12}$$

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



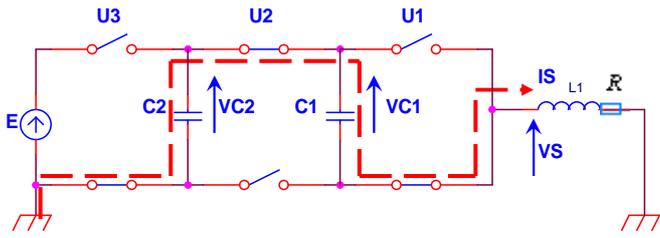
$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} x$$

Figure I.8. Convertisseur dans le mode q_1



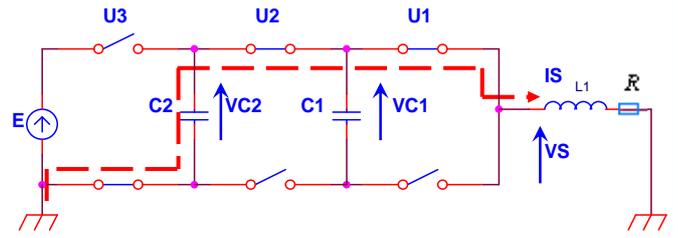
$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} x$$

Figure I.9. Convertisseur dans le mode q_2



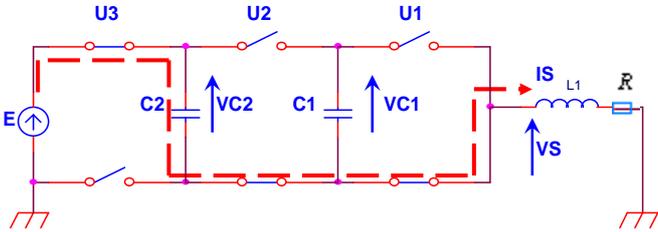
$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x$$

Figure I.10. Convertisseur dans le mode q_3



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

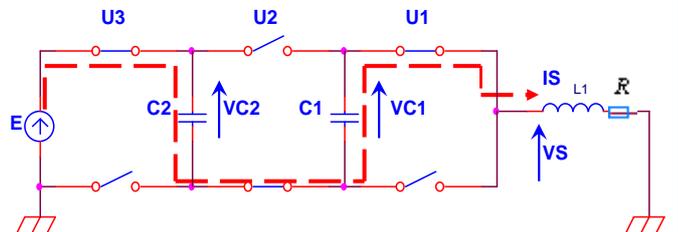
Figure I.11. Convertisseur dans le mode q_4



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

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

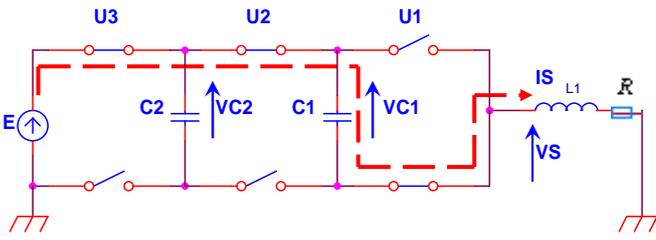
Figure I.12. Convertisseur dans le mode q_5



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

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

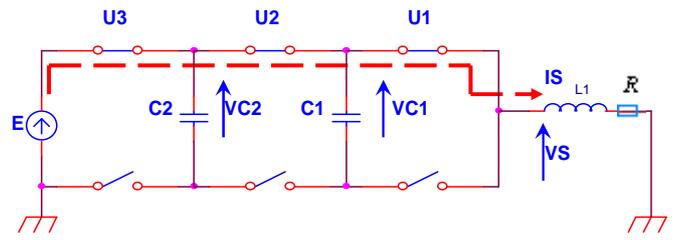
Figure I.13. Convertisseur dans le mode q_6



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

$$f_{q_8}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Figure I.14. Convertisseur dans le mode q_7



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

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

Figure I.15. Convertisseur dans le mode q_8

Tableau I.1. Les huit modes d'opération de convertisseur à 3 cellules

Il est possible de passer d'un mode à un autre, en respectant la règle d'adjacence des fonctions de connexions « U_k ».

Pour chaque mode on définit donc trois transitions. Le tableau suivant illustre les transitions possibles pour chaque mode : [30]

	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8
q_1	-	x	x	-	x	-	-	-
q_2	x	-	-	x	-	x	-	-
q_3	x	-	-	x	-	-	x	-
q_4	-	x	x	-	-	-	-	x
q_5	x	-	-	-	-	x	x	-
q_6	-	x	-	-	x	-	-	x
q_7	-	-	x	-	x	-	-	x
q_8	-	-	-	x	-	x	x	-

Tableau I.2 : Les transitions possibles du convertisseur multicellulaire

I.7. Automate hybride du convertisseur à 3 cellules :

Les ensembles de transitions sont définis par:

$$E = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ for } i, j = 1, 2, \dots, 8\} \quad (I.13)$$

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.):

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

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

Tableau I.3. 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.

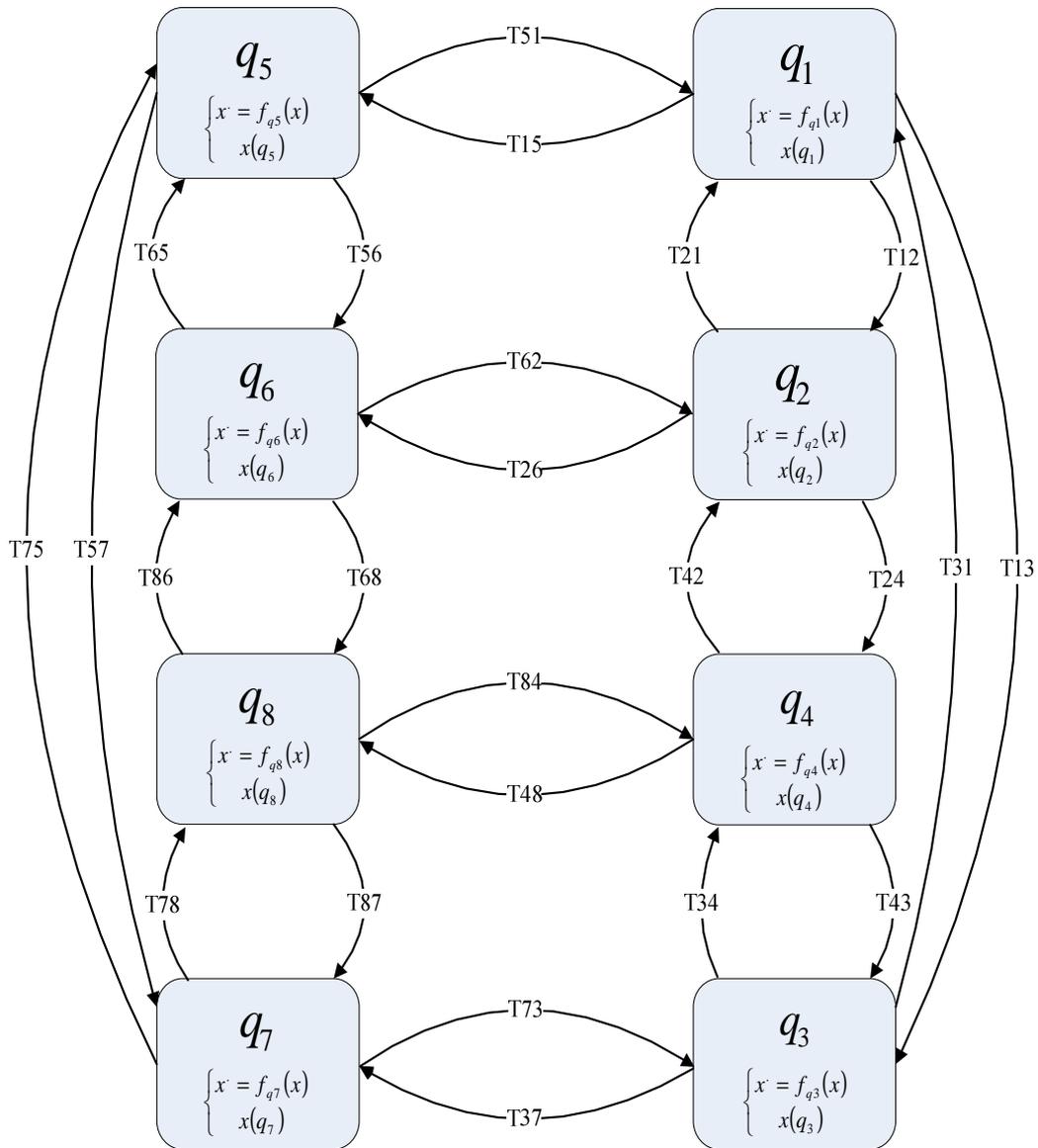


Figure I.16. Modèle hybride pour un convertisseur 3 cellules

I.8. Analyse de la commande hybride d'un convertisseur à trois cellules

I.8.1. 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.[6]

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 modéliser et simuler les systèmes hybrides. L'outil continu bien connu Simulink de simulation de système, peut être intégré avec Stateflow (Annexe A), un outil de simulation pour les systèmes entraînés par les événements. La figure I.17 montre un diagramme Simulink-Stateflow d'un système hybride.

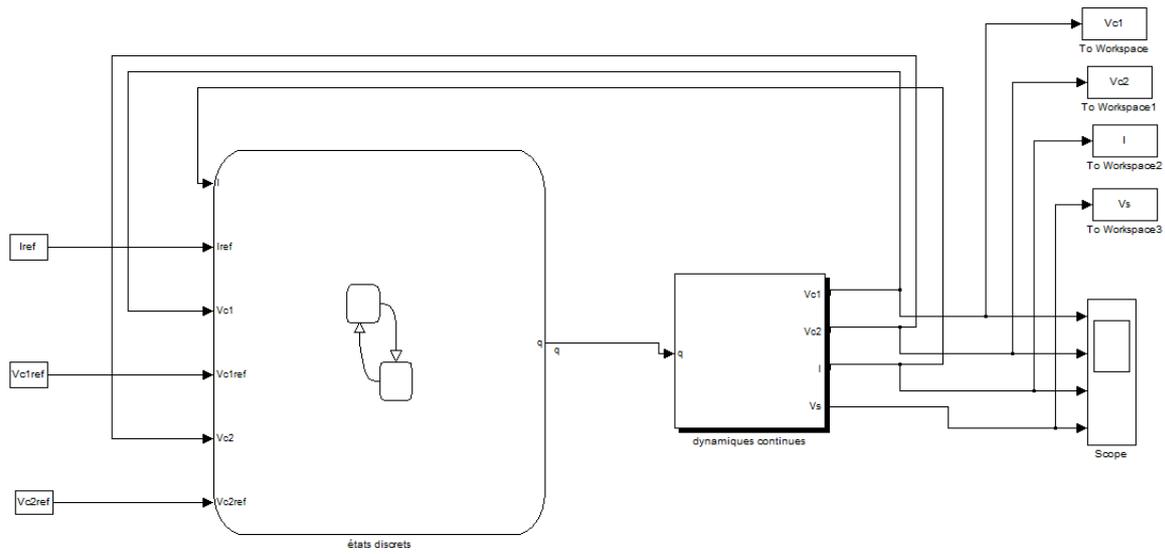


Figure I.17 : Schéma Simulink-Stateflow d'un convertisseur à trois cellules

Le sous système qui décrit les différentes dynamiques continues pour chaque mode de fonctionnement est donné par le schéma ci-dessous :

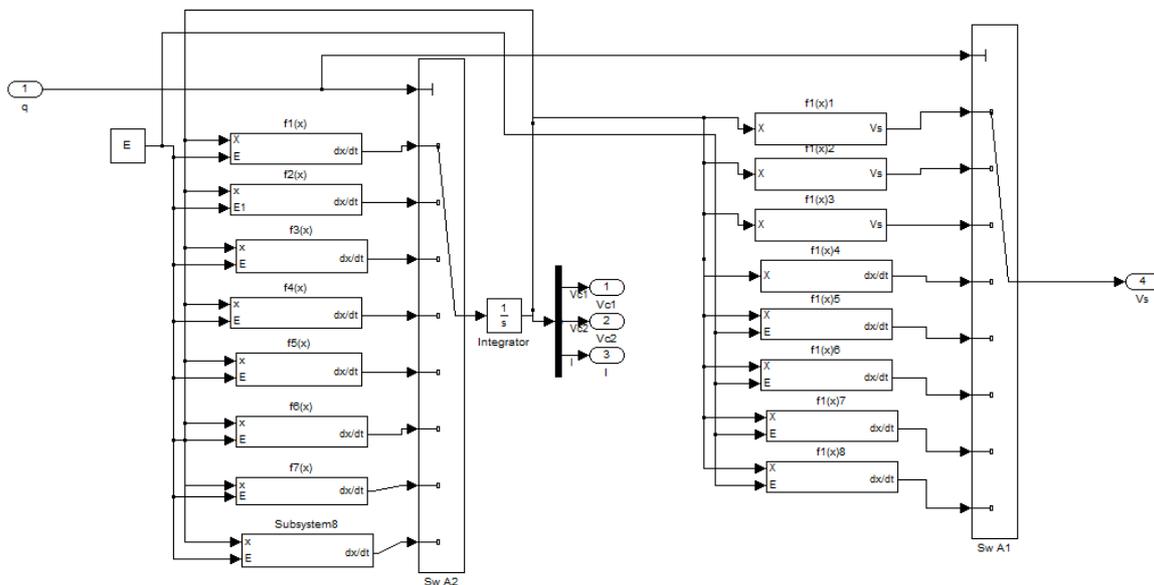


Figure I.18 : Schéma Simulink des dynamiques continues

L'automate hybride modélisé suivant les différentes possibilités de transition a été élaboré comme suit :

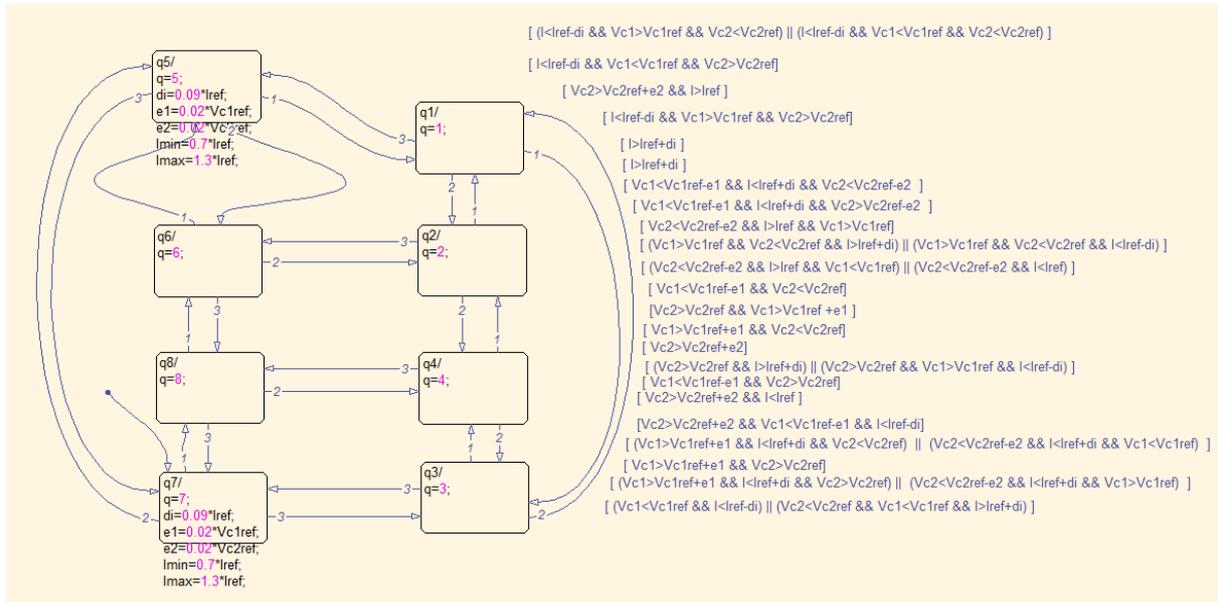


Figure I.19 : Schéma de l'automate hybride sous Stateflow

I.8.2. Résultats de la 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} L = 0.5 \text{ mH} \\ R = 10 \ \Omega \\ C_1 = C_2 = 40 \ \mu\text{F} \end{array} \right.$$

Avec les valeurs de références suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500 \text{ V} \\ I_{ref} = 60 \text{ A} \\ \varepsilon_1 = 0.02 V_{c1ref} \\ \varepsilon_2 = 0.02 V_{c2ref} \\ \Delta i = 0.09 I_{ref} \end{array} \right.$$

Les figures I.20, I.21, I.22, I.3, I.24 montrent l'évolution des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , le courant de charge I , la tension de sortie V_s et des transitions.

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} .

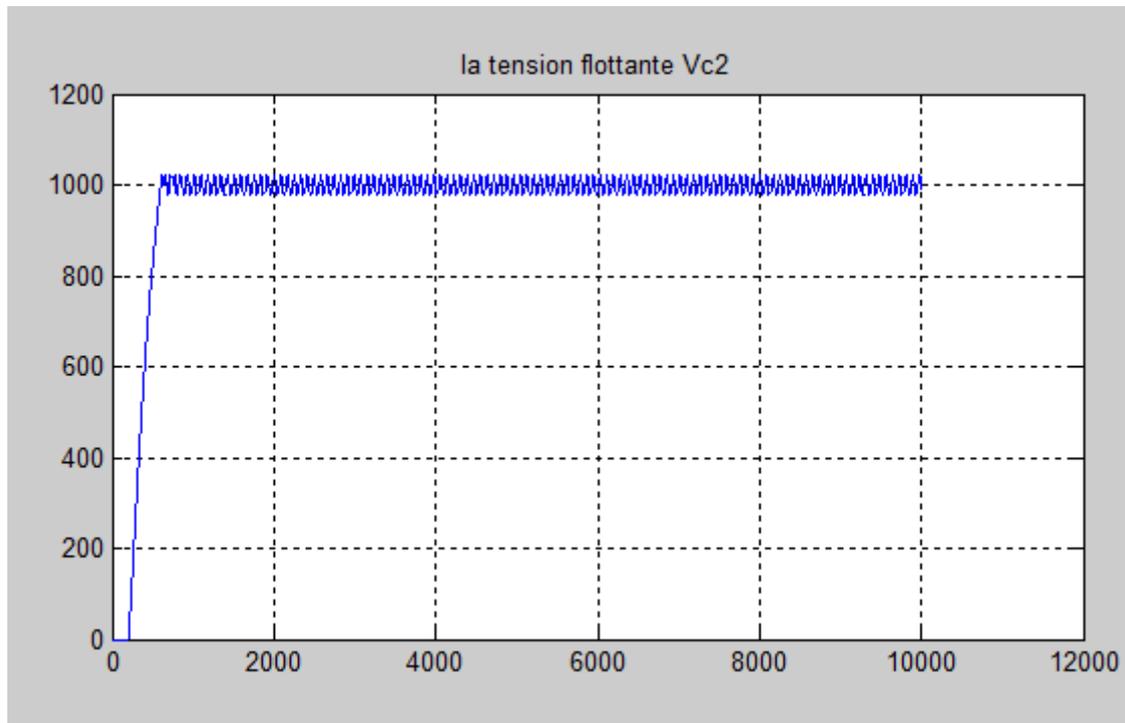


Figure I.20 : Evolution de la tension V_{c1}

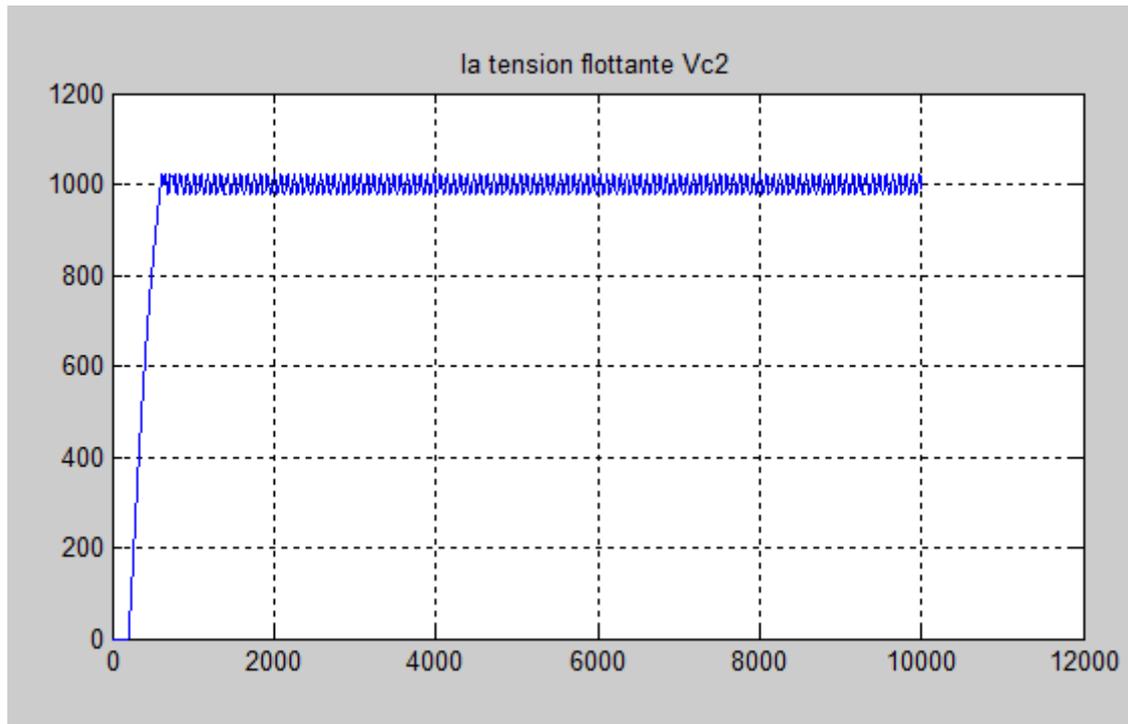


Figure I.21 : *Evolution de la tension V_{c2}*

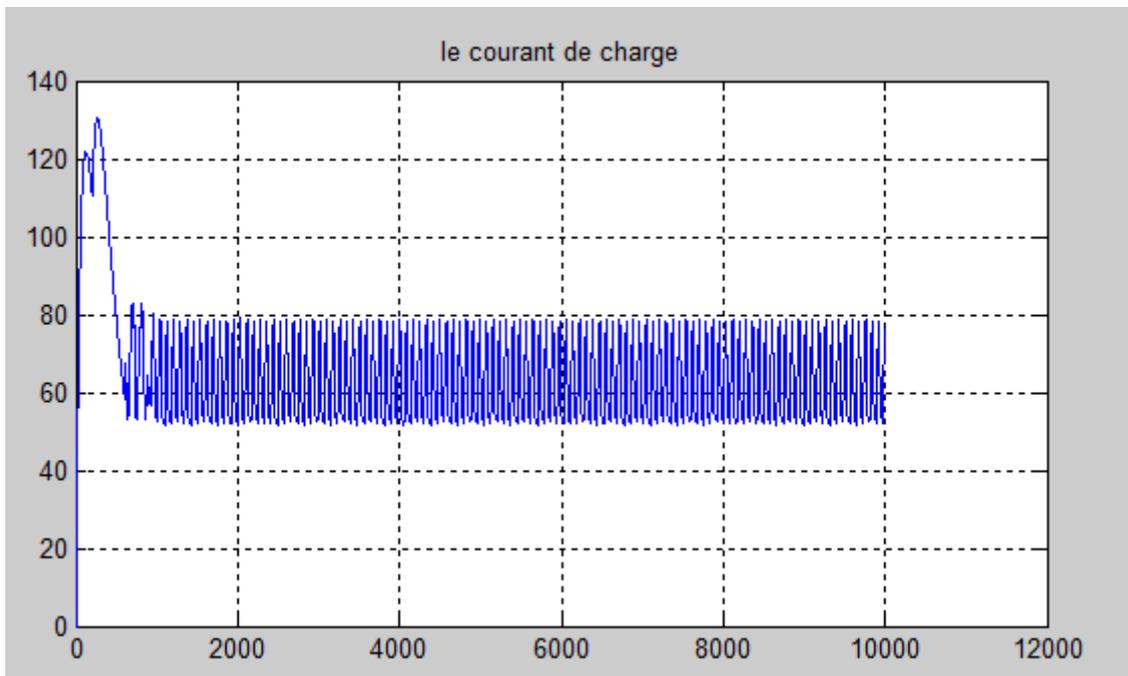


Figure I.22 : *Evolution du courant de charge I*

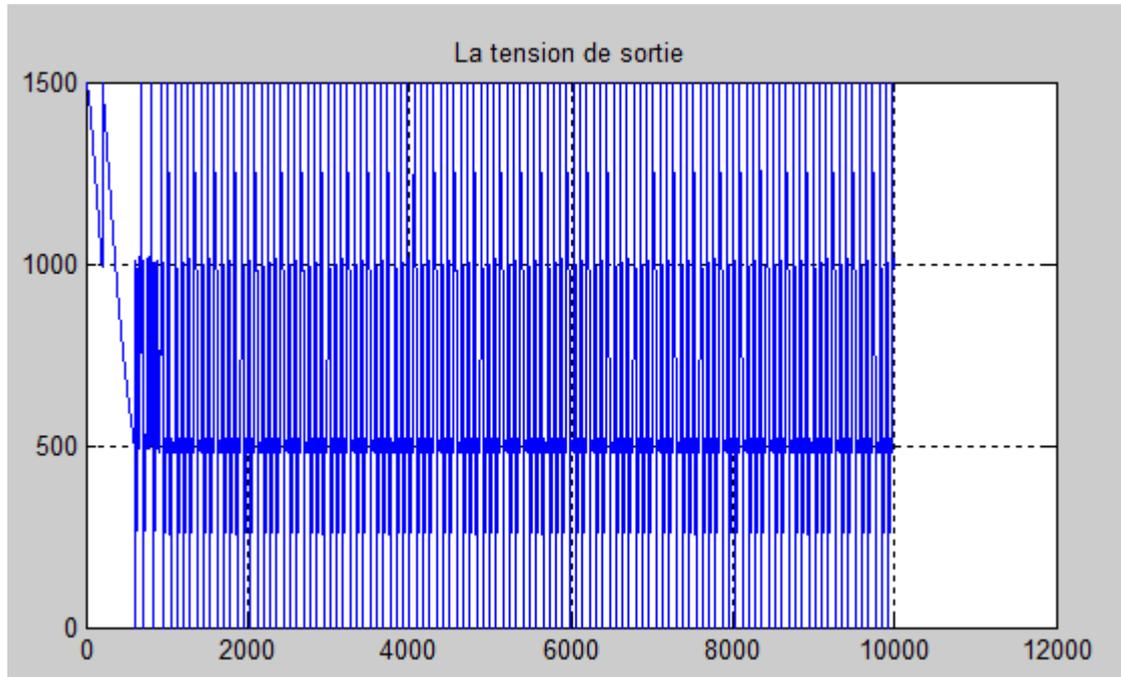


Figure I.23 : *Evolution de la tension de sortie V_s*

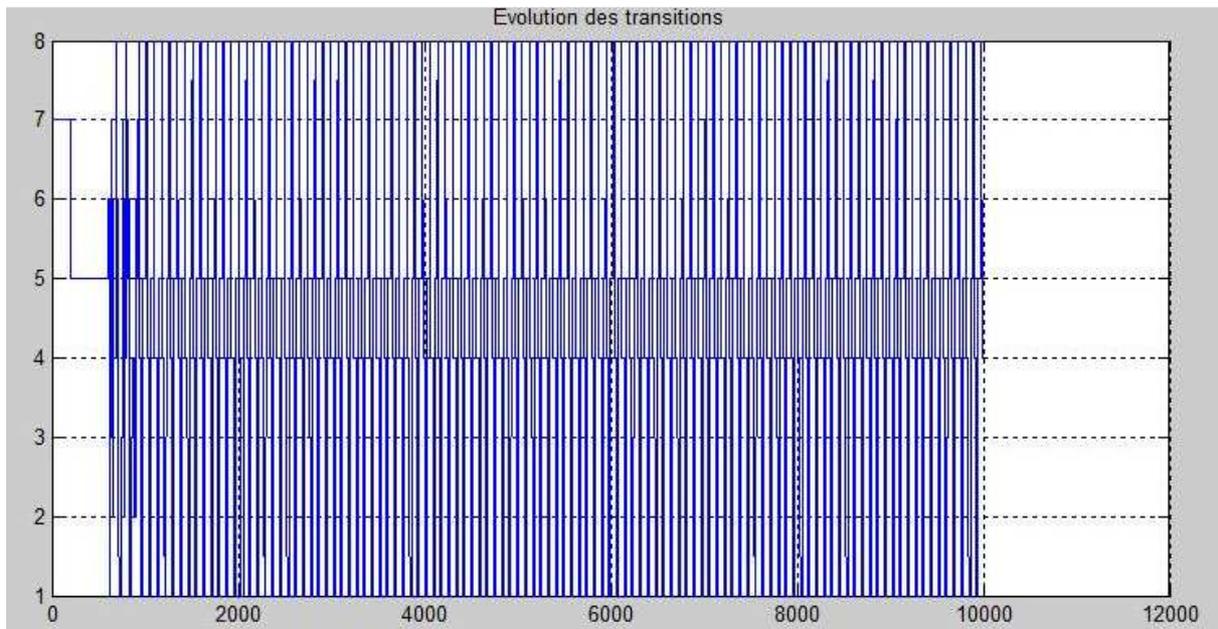


Figure I.24 : *Evolution des transitions*

Les figures I.23, et I.24 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 sortie $0, E/3, 2E/3, \text{ et } E$.

I.9. Commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire :

La commande MLI consiste à découper la tension de sortie en motifs élémentaires de période très faible et de rapport cyclique variable dans le temps.

La commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire vise à contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie sur une période de découpage T_d . [16]

Les signaux de commande de chaque cellule sont alors générés par l'intersection d'un signal sinusoïdal et d'une porteuse triangulaire de fréquence F_d . [5]

Avantages et inconvénients :

La commande par modulation à largeur d'impulsion présente l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage, son inconvénient reste le fait qu'elle privilégie les évolutions lentes puisqu'elle se base sur la valeur moyenne. [5]

Simulation :

Nous validons la commande MLI avec Simulink on aura les résultats suivants :

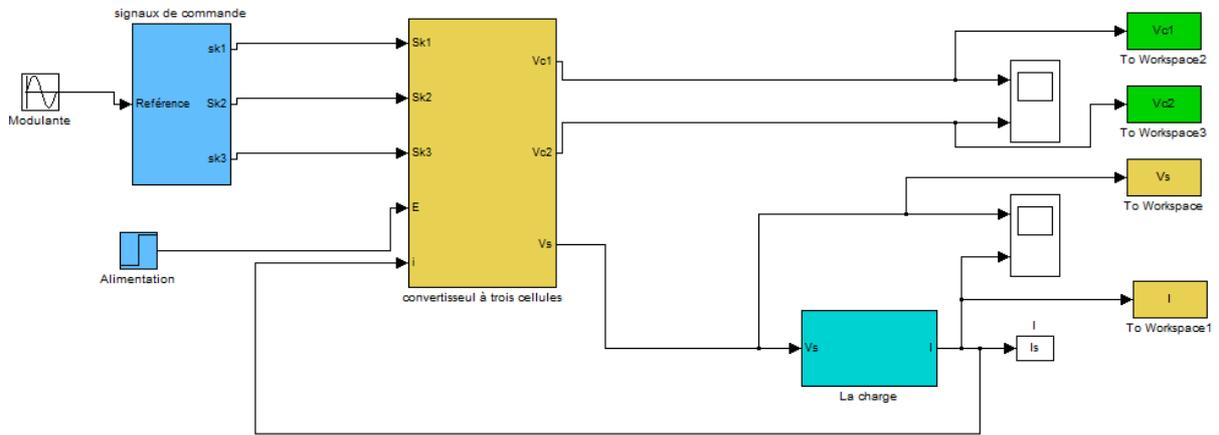


Figure I.25 : Schéma bloc de la commande MLI sous Simulink

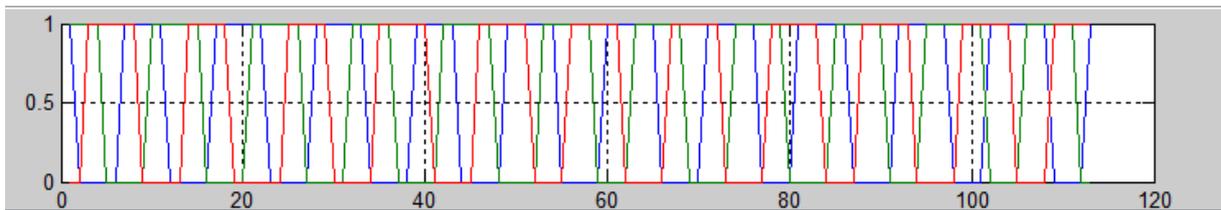


Figure I.26 : Les signaux de commande

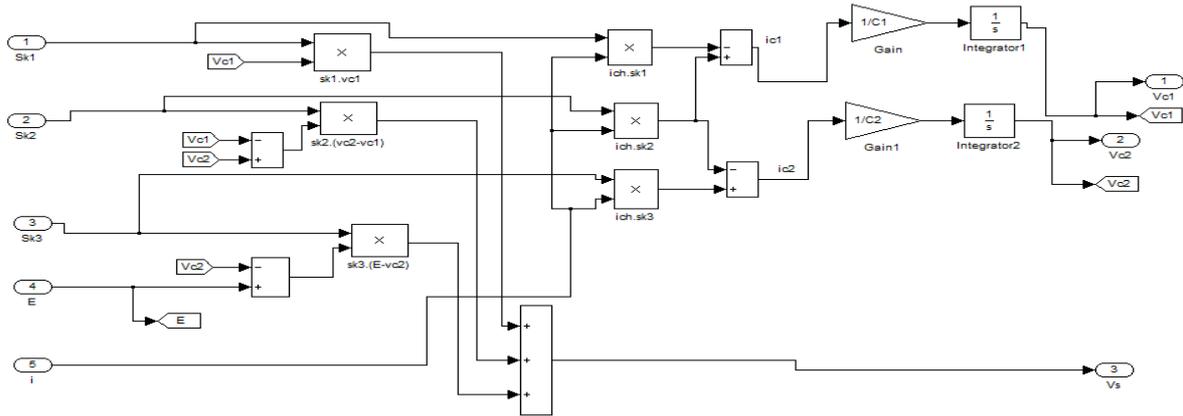


Figure I.27 : Modèle instantané du convertisseur à 3 cellules

Pour assurer le maintien des tensions $V_{ck}(t)$ autour de leurs valeurs de référence, il faut que les courants moyens soient nuls $I_{ck} = \langle i_{ck}(t) \rangle$

En supposant I_s constant sur une période de découpage T_d , cette dernière condition revient alors à dire qu'il faut adopter des rapports cycliques de commutation à $\alpha(t)$ identiques.

$$\langle i_{ck} \rangle = \langle i_s(u_{k+1} - u_k) \rangle = I_s(\alpha(k+1) - \alpha(k)) = 0 \Rightarrow \alpha(k+1) = \alpha(k) \quad (I.14)$$

I.9. 1. Equilibrage naturel en utilisant la commande en boule ouverte:

Dans le cas d'un convertisseur à nombre de cellules premier la commande précédente fournit un équilibrage stable des tensions.

Le choix adapter reste dont :

$$\alpha = V_{S_{ref}} / VE \quad (I.15)$$

Il ne nous reste plus qu'à déterminer le bon décalage φ_k à adopter de U_k par rapport à la première fonction U_1 , avec pour objectif de minimiser l'effet des harmoniques sur la tension de sortie V_s .

En développant en série de Fourier V_s on obtient :

$$V_s(t) = \alpha V_E + \frac{V_E}{n} \sum_{p=1}^{\infty} \left[2\alpha \frac{\sin(p\pi\alpha)}{p\pi\alpha} \right] \left\{ \sum_{k=1}^n \cos \left(p \frac{2\pi}{Td} \left(t - \frac{Td}{2\pi} \varphi_k \right) \right) \right\} \quad (\text{I. 16})$$

Ceci impose donc un choix régulier de déphasage $\varphi_k = (K-1)2\pi/n$

Ce choix annule les $n-1$ premières harmoniques, il ne restera donc que les harmoniques de rang multiples de n .

Pour le cas du convertisseur 3 cellules la commande précédente offre un équilibrage naturel, on choisira entre autres $\alpha_k = 0.75$ et $\varphi_k = (k-1)2\pi/3$

Simulation :

On prendra les valeurs suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500V \\ L = 0.5 \text{ mH} \\ R = 10 \Omega \\ C_1 = C_2 = 40 \mu F \end{array} \right.$$

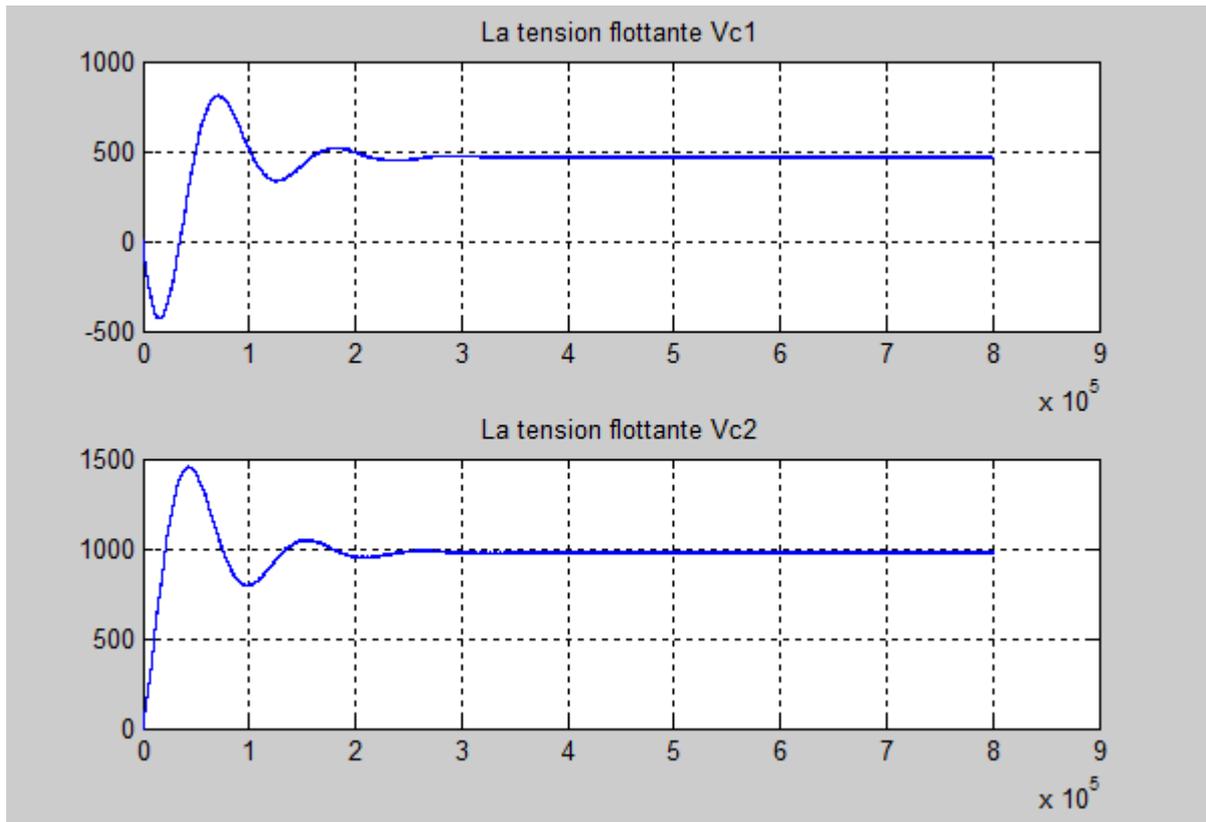


Figure I.28 : Evolution des tensions V_{c1} et V_{c2} en boucle ouverte

A partir d'un état initial où les tensions flottantes v_{c1} , v_{c2} et le courant de charge sont nuls, nous effectuons le démarrage de notre convertisseur. Le système évolue alors vers un état d'équilibre caractérisé par des tensions flottantes v_{c1} , v_{c2} ayant pour composante continue respectivement 500V et 1000V ($E/3$ et $2E/3$) (figure I.27), bénéficiant de l'une des propriétés intéressantes de cet hacheur : l'équilibrage en nature.

I.9. 2. 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.

Une loi de commande simple a été synthétisée et qui nous a permis d'équilibrer les tensions flottantes et d'asservir le courant de charge. Cette méthode a donné des résultats satisfaisants en simulation.

Chapitre II

ETUDE EXPERIMENTALE SUR UN BON D'ESSAI

Introduction

Dans le cadre de l'étude des convertisseurs multicellulaires, l'équipe de recherche du laboratoire de commande de l'école Nationale Polytechnique a implémenté quelques commandes pour contrôler un convertisseur à trois cellules disponible au laboratoire des commandes de processus.

En premier lieu, nous allons présenter les différentes parties de montage en montrant le rôle de chacune des cartes utilisées. Ensuite, nous présenterons la mise en œuvre d'un bras de convertisseur à 3 cellules. En fait, la maquette qu'on utilisera est une maquette de faible puissance dimensionnée pour les applications pédagogiques ou de recherche. Enfin, nous présenterons les résultats expérimentaux qui ont été obtenus.

Le banc comporte une carte dSpace 1103, un convertisseur multicellulaire à 3 bras, et une charge R, L. Ce banc permet de :

Définir et Associer les différents éléments matériels et logiciels .

Développer des programmes de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire, en utilisant une carte dSPACE DS1103.

II.1. Description générale

Pour valider expérimentalement nos résultats théoriques, nous avons travaillé sur un banc d'essais complet. Ce dernier est constitué des bras multicellulaires série à trois et à cinq cellules. Les interrupteurs de chaque bras sont constitués des transistors MOSFET montés en anti-parallèles avec des diodes. Les MOSFET sont associés à des modules de commande gérant les temps morts et la protection contre les courts circuits. Les signaux de commande des MOSFET sont issus d'une carte DS1103 de chez dSPACE, à base d'un processeur dédié au traitement du signal, le TMS320C31 de Texas Instruments et de plusieurs convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques. La photo de ce banc expérimental est donnée sur la figure II.1.

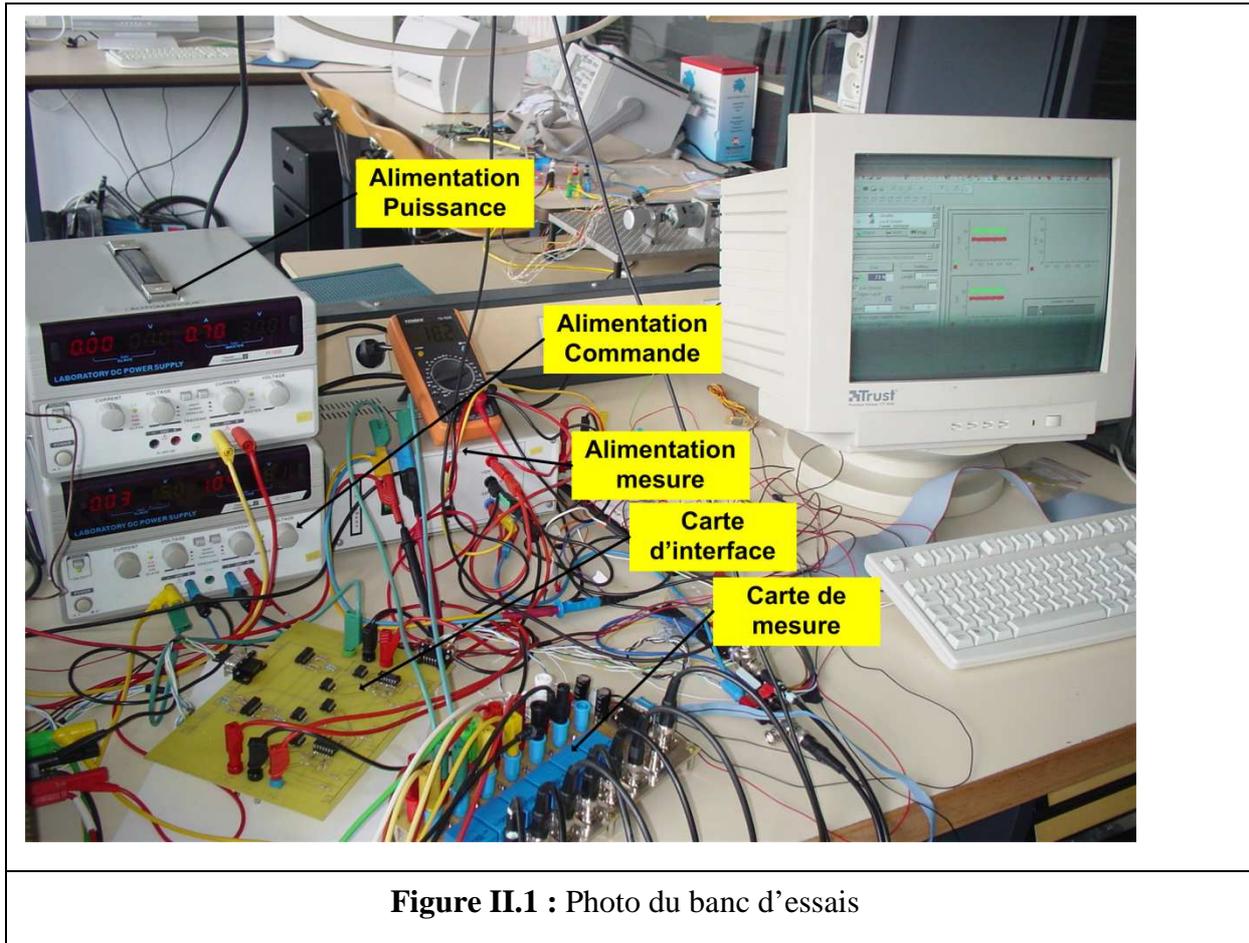


Figure II.1 : Photo du banc d'essais

La figure II.2 montre un synoptique du banc d'essais réalisé. Ce schéma met en évidence quatre différentes parties:

- ❖ La partie puissance qui regroupe:
 - ✓ Le convertisseur multicellulaire à 3 cellules, interrupteurs et condensateurs.
 - ✓ Les cartes de commande et d'allumage.
 - ✓ La charge.
- ❖ La partie mesure, constituée des capteurs de tension (pour mesurer les tensions des condensateurs flottants et la tension du tachymètre) et d'un capteur de courant pour mesurer le courant de charge.
- ❖ La partie commande, constituée d'une carte de contrôle DS1103 (basée sur un DSP TMS320C31) et pilotée par ordinateur. L'ordinateur permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande et nous verrons ultérieurement de quelle façon celui-ci est généré.
- ❖ La partie interface qui est l'étage d'isolation optique et de protection des sorties de la carte dSPACE.

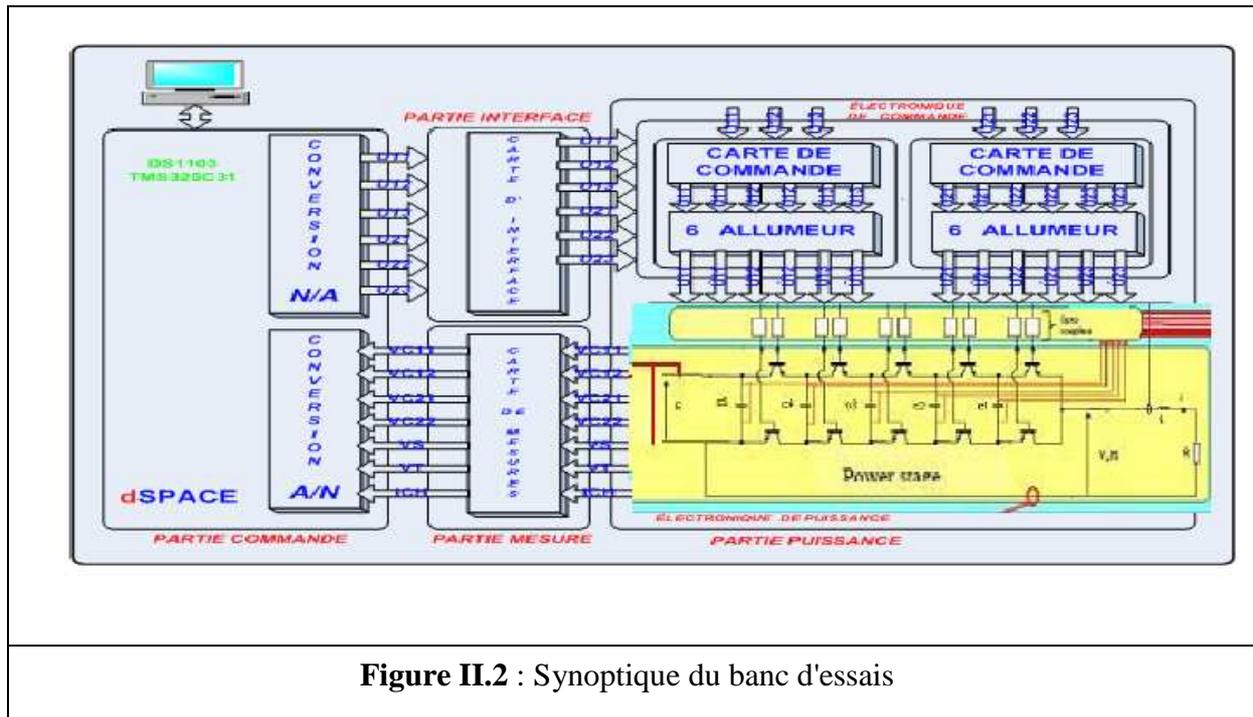


Figure II.2 : Synoptique du banc d'essais

II.2. Convertisseur multicellulaire série :

La photo du convertisseur multicellulaire série réalisée est donnée sur la figure II.3

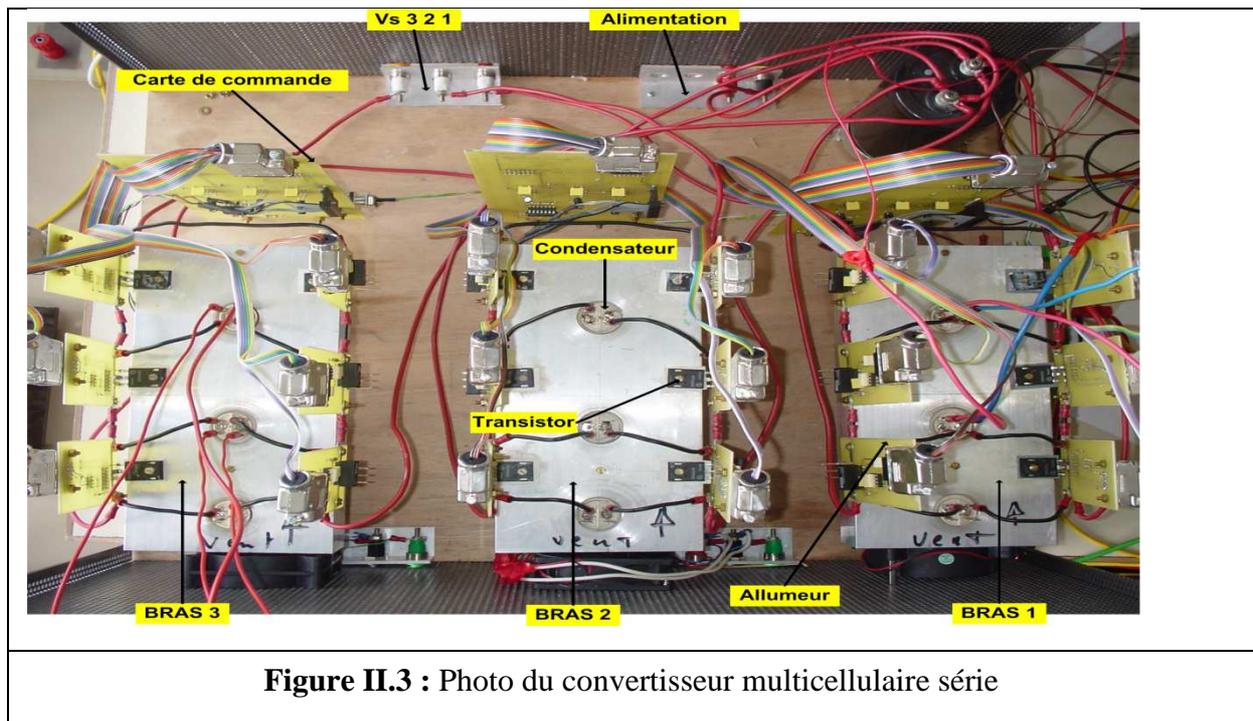


Figure II.3 : Photo du convertisseur multicellulaire série

Nous présentons, dans ce qui suit, les parties constitutives de ce convertisseur.

II.2.1. Partie puissance :

II.2.1.1. Interrupteurs de puissance:

Les interrupteurs de puissance utilisés dans le convertisseur réalisé sont des modules MOSFET + Diode de référence 20N60S5 (figure II.4), ces modules supportent une tension 600V et permettent de passer un courant de 20A.

Les interrupteurs de puissance sont montés sur un circuit imprimé afin de minimiser les inductances de câblage, et sont déposés sur un dissipateur thermique, lui même ventilé pour évacuer les calories.

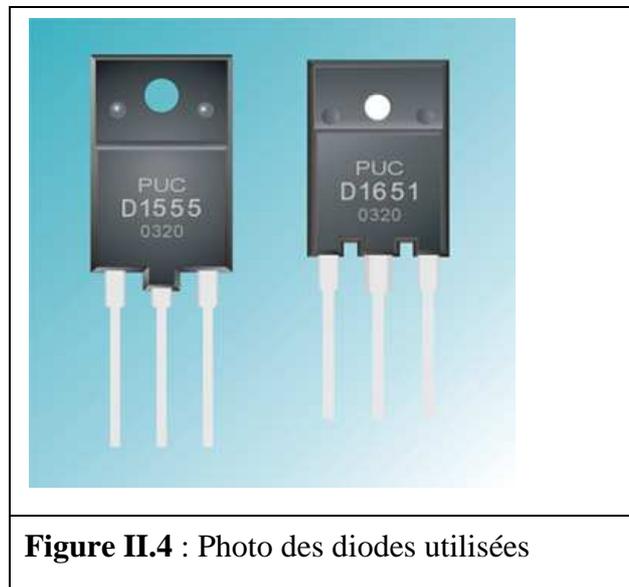
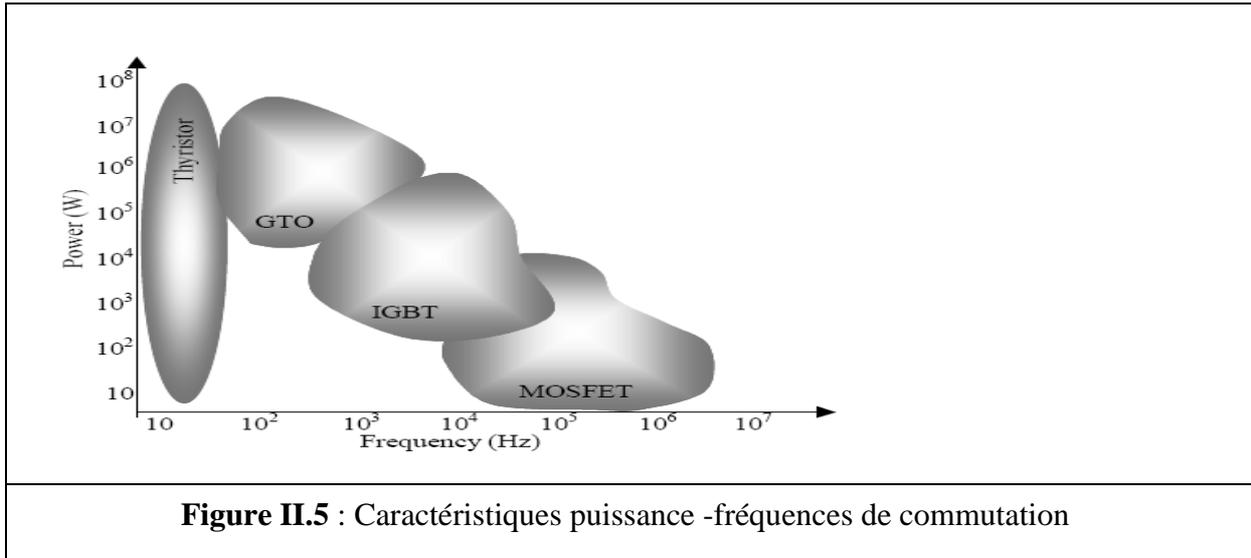


Figure II.4 : Photo des diodes utilisées



En effet, ce genre de composants est mieux adapté aux faibles tensions que les IGBT. De plus les chutes de tensions sont plus faibles et ils ont une meilleure rapidité de commutation (voir la figure II.5).

II.2.1.2. Condensateurs flottants :

Les condensateurs flottants sont également placés au plus près des cellules de commutation et chaque condensateur est soumis à une tension moyenne égale à $k.E/p$ (k représente le range de la cellule de commutation et p le nombre de cellules). La capacité des condensateurs flottants est calculée de l'équation $C_k = I_c.T_d/p.\Delta V_c$, où ΔV_c est l'ondulation, admissible, de tension aux bornes de condensateur et T_d est la période de découpage. La figure II.6 représente la photo du condensateur utilisé.

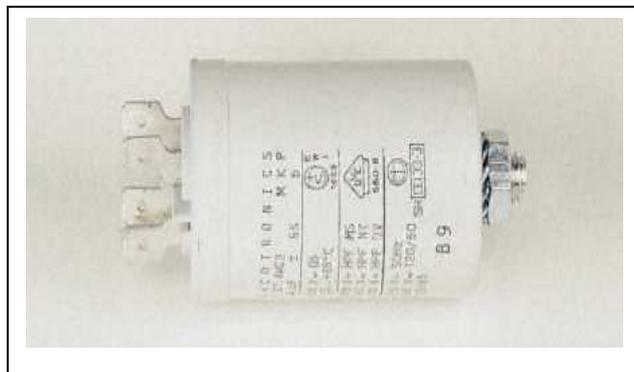


Figure II.6 : Photo du condensateur utilisé

II.2.1.3. Carte de commande :

Chaque bras a une seule carte de commande qui génère six signaux de commande, pour 3 cellules de commutation, à partir de trois signaux de commande. La commande d'une cellule de commutation demande l'application de deux signaux complémentaires pour éviter un court circuit. En effet, les temps d'amorçage et de blocage des transistors sont différents, cela peut conduire à un court circuit. Ainsi, afin d'assurer un fonctionnement correct, il faut introduire un temps mort entre les signaux de commande. Ceci est assuré par un driver IR2105, qui délivre deux signaux décalés et inversés. Le circuit de la carte de commande et sa photo sont représentés respectivement sur les figures II. 7 et II.8.

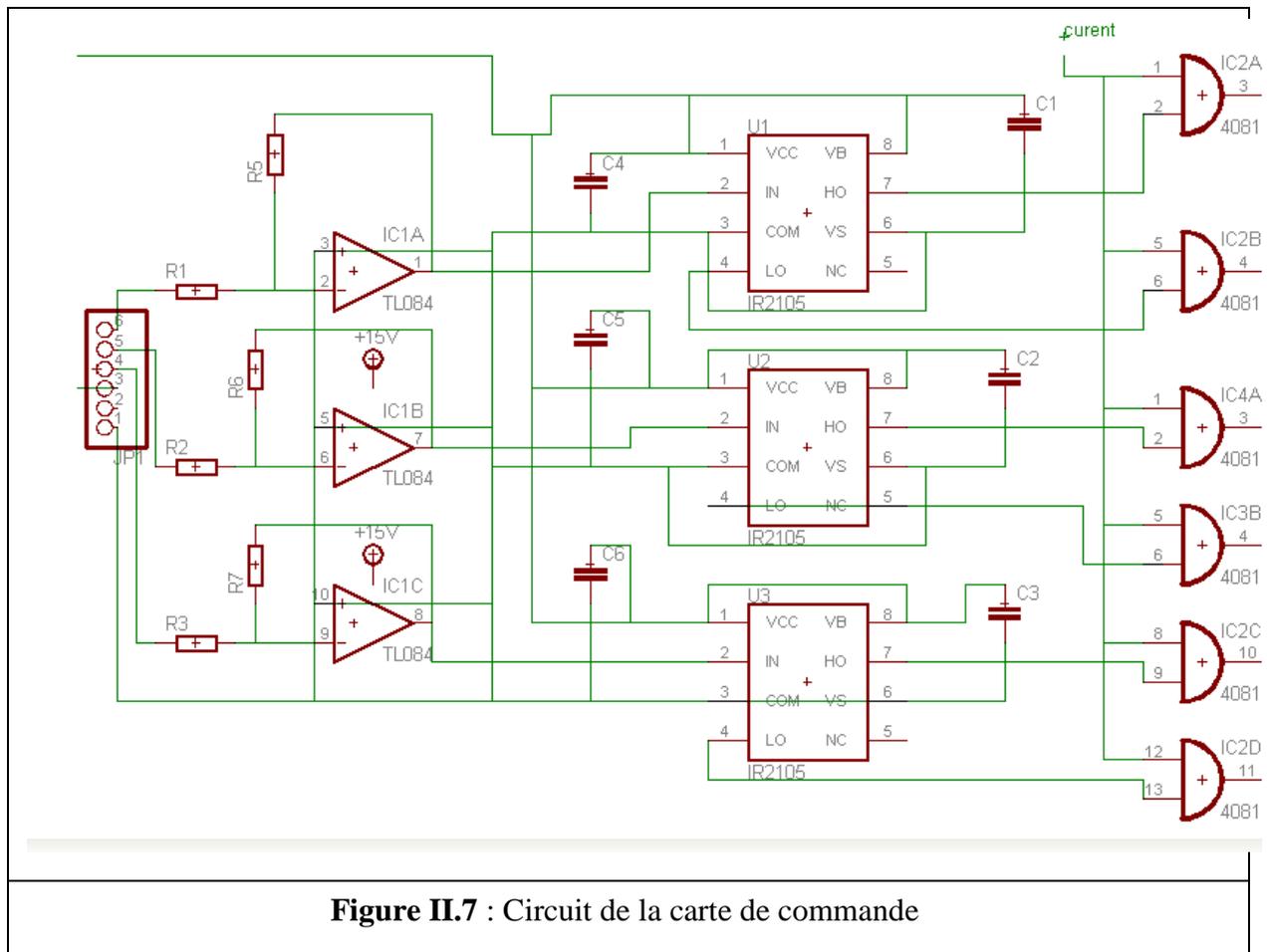


Figure II.7 : Circuit de la carte de commande

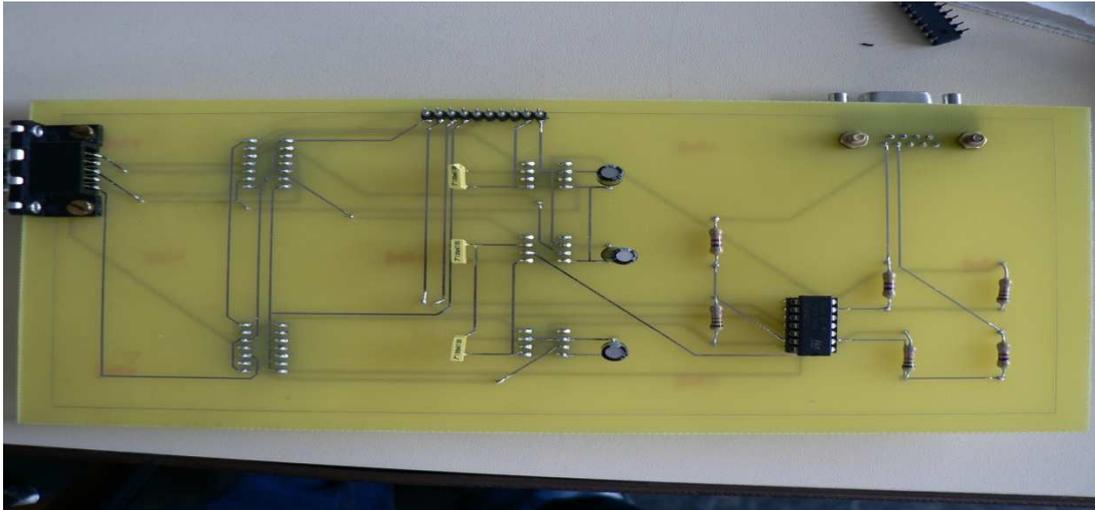


Figure II.8 : Photo de la carte de commande

II.2.1.4. Allumeurs :

Les MOSFET sont pilotés par des allumeurs (drivers) qui permettent d'adapter les signaux de commande, fournis par la carte de commande, aux caractéristiques des interrupteurs.

Chaque carte allumeur permet de piloter un MOSFET. Afin d'assurer une isolation, entre la carte de commande et le transistor de puissance, cette isolation nous permet de protéger la partie électronique faible puissance et lui permet d'être moins sensible aux bruits générés par la partie de puissance, on utilise un driver isolé par photodiode (TLP250) et une source de tension indépendante et isolée (en utilisant le circuit intégré NMH1215D) pour la commande de grille du MOSFET. La figure II.9 montre le schéma principal d'allumeur.

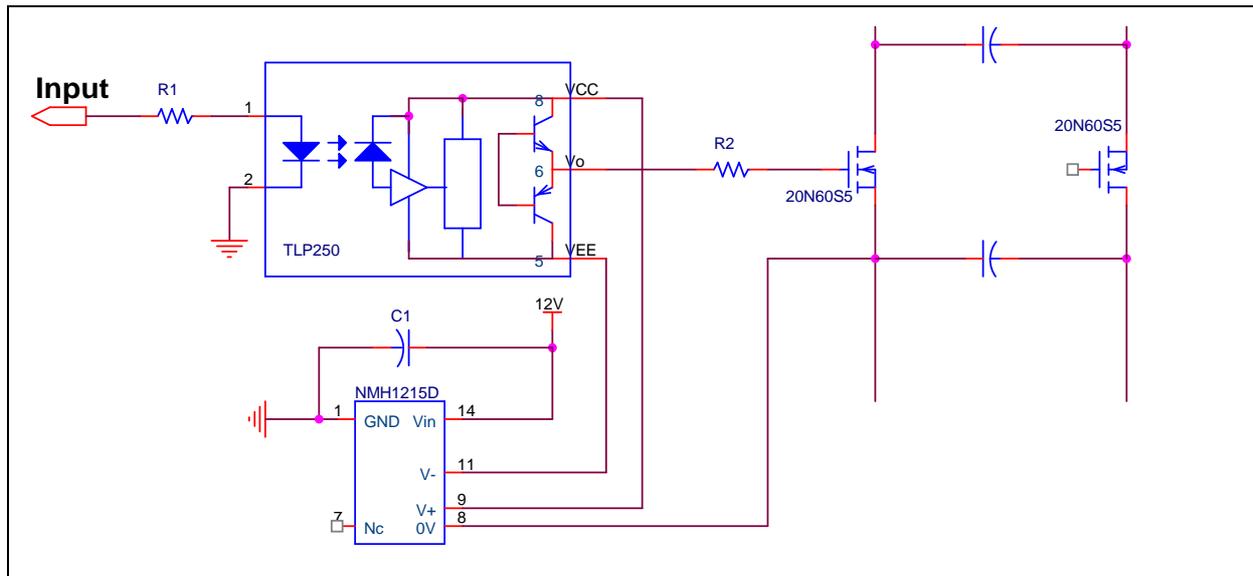


Figure II.9 : Allumeur (commande de grille de MOSFET)

Les photos d'allumeur et du circuit intégré NMH1215D sont données respectivement sur les figures II.10 et II.11.



Figure II.10 : Photo d'allumeur

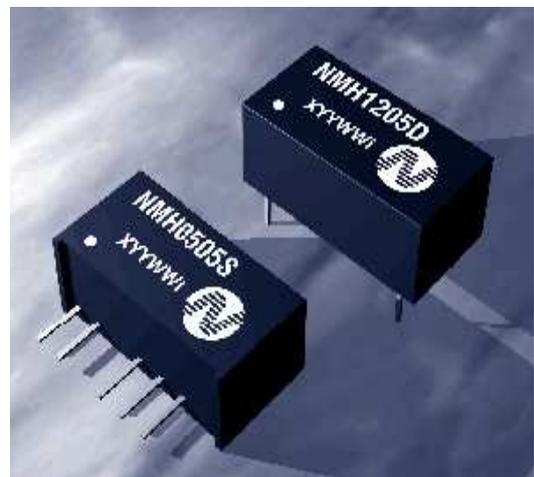
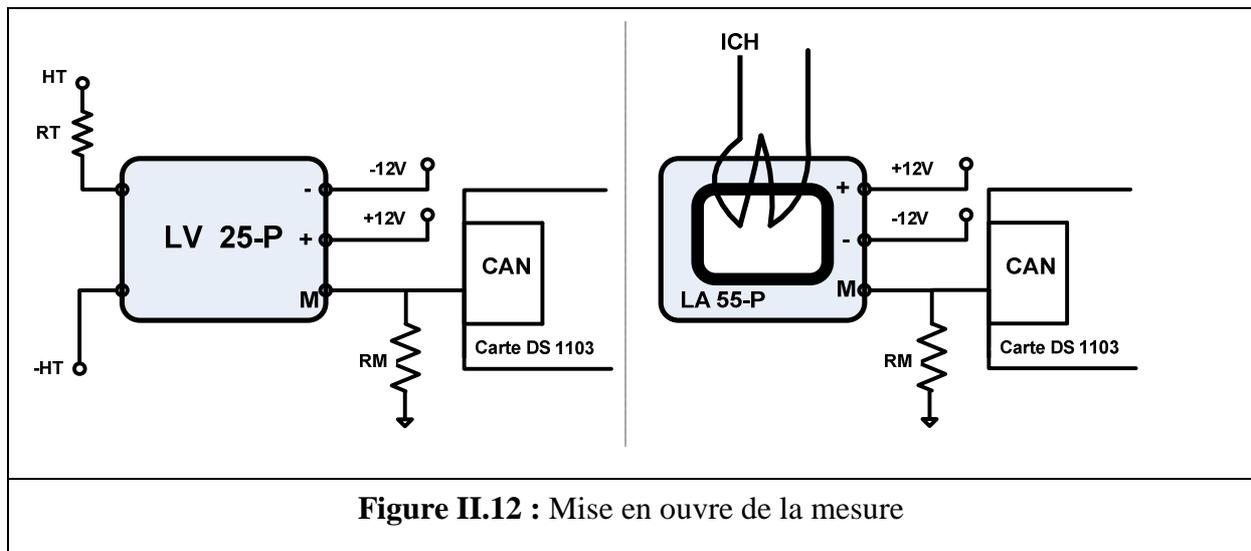


Figure II.11 : Photo du circuit NMH1215D

II.2.1.5. Partie mesure :

Le courant de charge est mesuré grâce à un capteur à effet Hall (LEM LA-55P). Ce capteur a une bande passante de 200 KHZ et un rapport de conversion de 1/1000. La valeur de la résistance de mesure R_M , est dimensionnée pour un courant secondaire de 50 mA. La figure II.12 présente la mise en oeuvre de la mesure.

Les tensions aux bornes des condensateurs et la tension du tachymètre, sont mesurées grâce à un capteur à effet Hall (LEM LV-25P). Ce capteur a un temps de réponse de $40\mu s$ et un rapport de conversion entre 1000: 2500. Les valeurs des résistances R_T , R_M , sont dimensionnées pour un courant primaire de 10 mA et un courant secondaire de 25 mA. La figure II.12 présente la mise en oeuvre de la mesure.



La figure II.13 représente la carte de mesure.

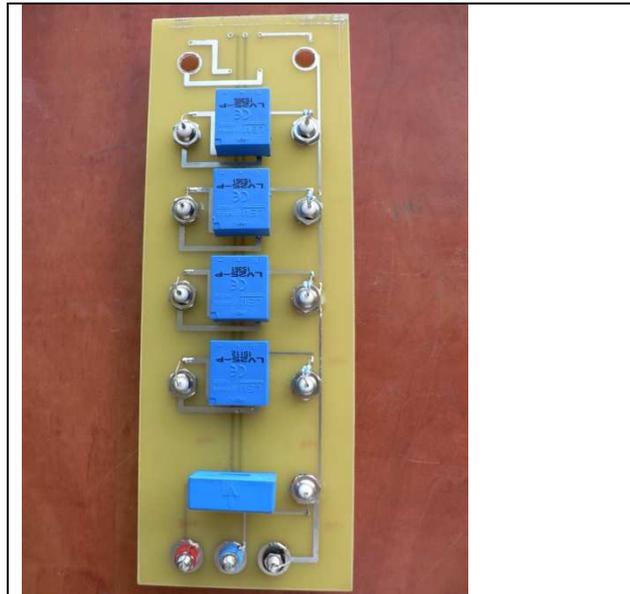


Figure II.13 : Photo de la carte de mesure

II.2.1.6. Partie protection :

Cette carte est reliée aux sorties de la carte de dSPACE, elle protège cette dernière dans le cas d'un court-circuit ou dans le cas d'un courant très élevé. La figure II.14 présente le schéma de principe de cette carte.

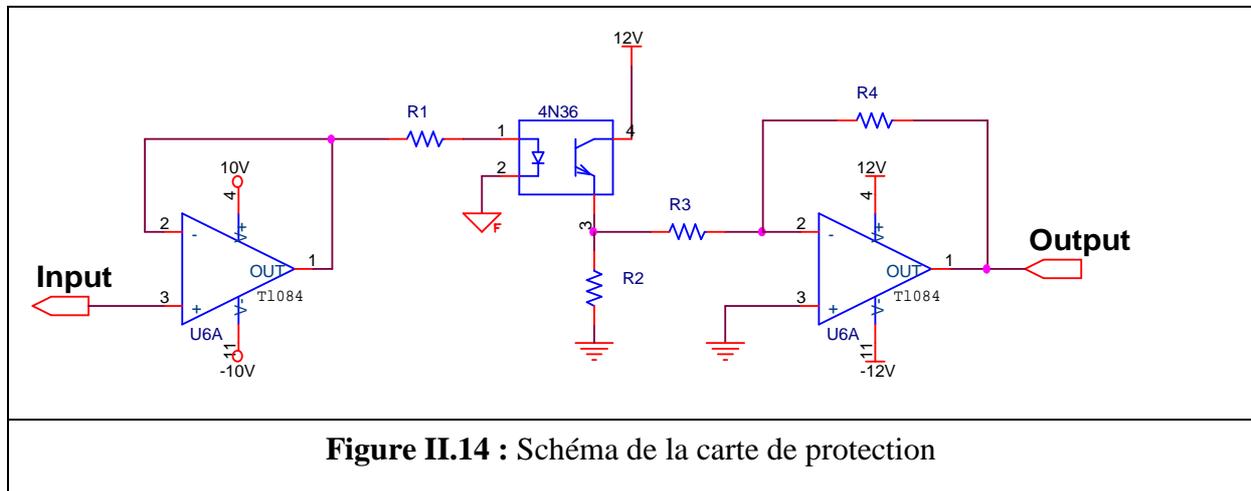


Figure II.14 : Schéma de la carte de protection

La figure II. 15 représente la photo de la carte de protection.

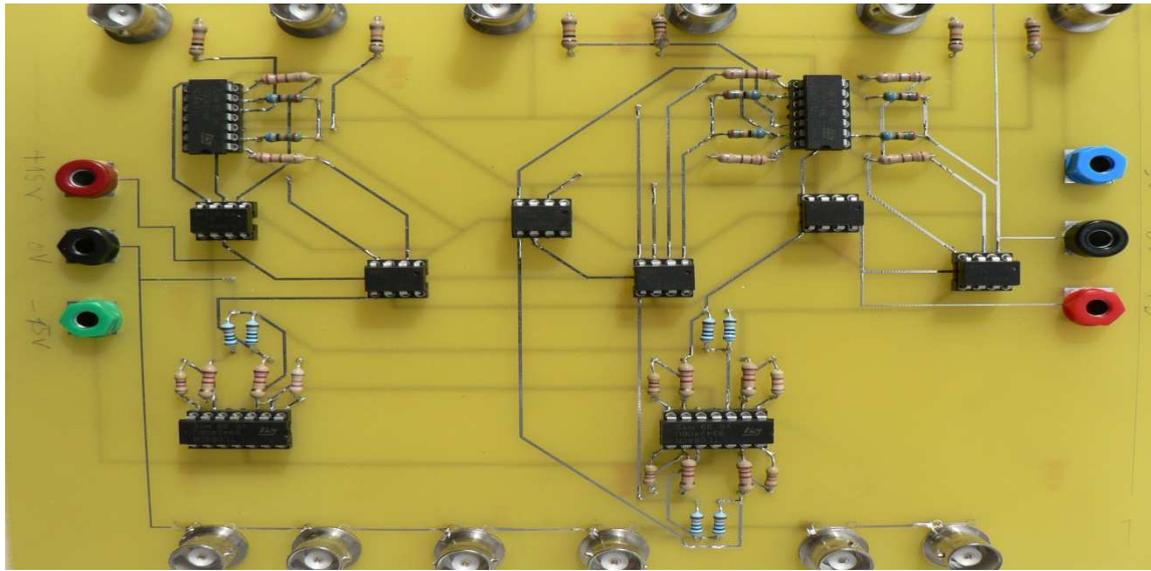


Figure II.15 : La carte de protection

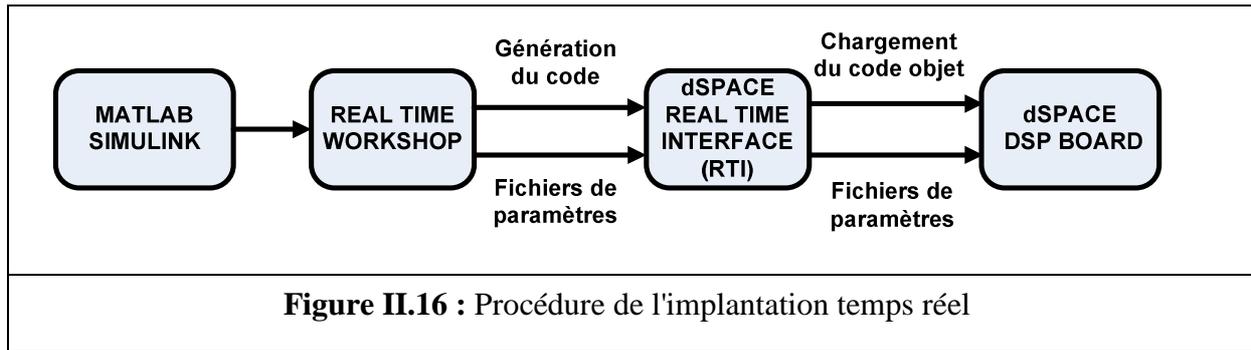
II.2.1.7. Partie commande :

Les algorithmes de commande et d'observation nécessitent un traitement relativement complexe qu'il faut exécuter rapidement. Le système de commande numérique dSPACE répond de manière satisfaisante à notre besoin.

Son principal intérêt est d'écrire l'algorithme de commande avec des schémas blocs sous le logiciel Matlab-Simulink et de modifier les paramètres de la commande en cours de fonctionnement. Ainsi la durée du développement et de l'implantation d'une commande, donc son coût, sont bien moindre qu'avec un autre système programmé en langage C.

En effet, l'outil Real Time Workshop de Simulink procure une façon rapide et efficace pour traduire les modèles de simulation en code C en fournissant une procédure automatique pour le codage, la compilation, l'édition de liens et le téléchargement des exécutables sur le processeur cible **DSP**.

La figure II.16 présente les différentes étapes de l'implantation de la commande.

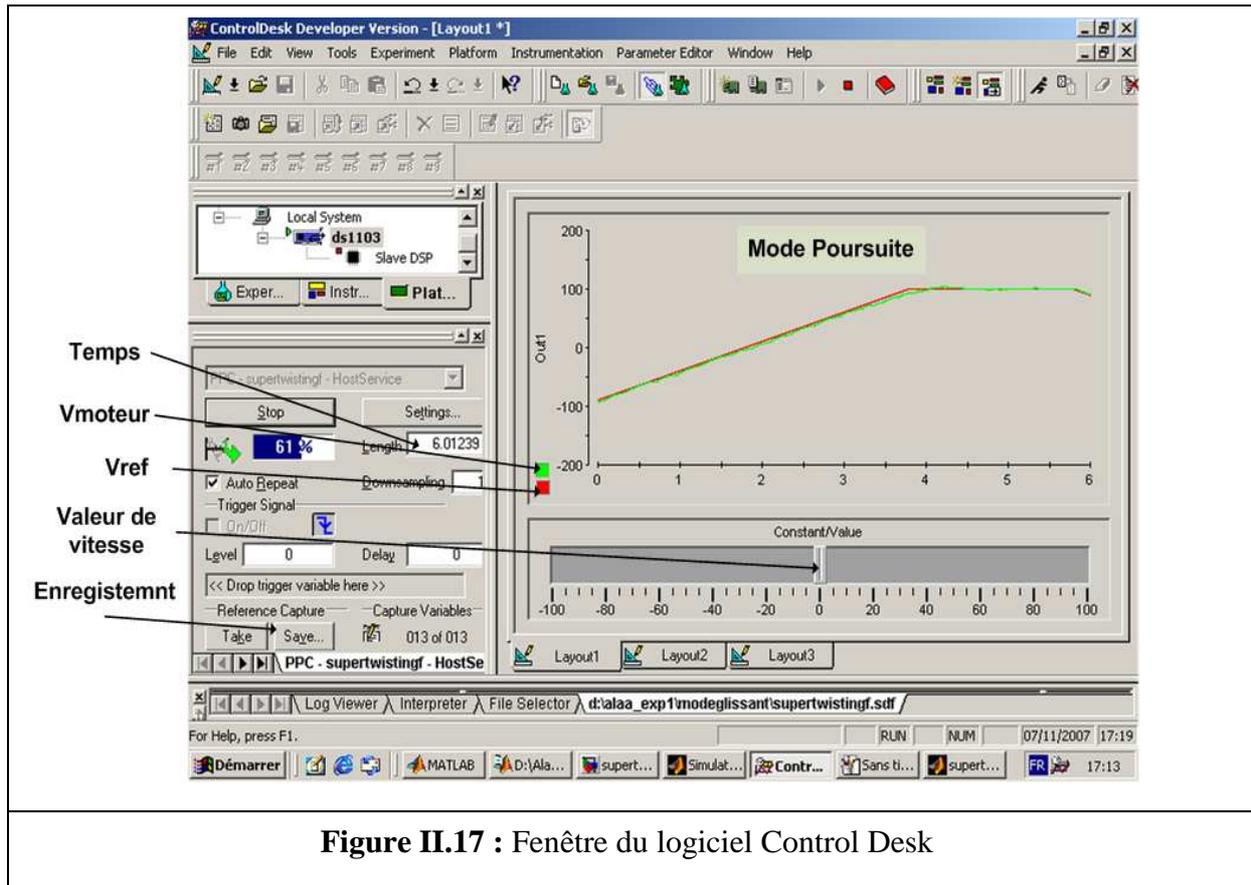


Il faut noter que les logiciels utilisés sur le banc sont Matlab-Simulink, par conséquent il est préférable de réaliser les simulations de préparation avec ces outils. En outre, comme nous avons pu le constater, les nouvelles versions de Matlab et Simulink ne sont pas totalement compatibles avec les précédentes. Lors d'un passage de fichier d'une version à une autre, il est donc recommandé de réécrire la totalité de ces fichiers. D'autre part, il est conseillé de simplifier au maximum les fichiers de simulation afin de ne pas trop alourdir les temps de calcul.

La carte utilisée **DS1103** est développée autour du **DSP TMS320C31** à virgule flottante caractérisée par : une fréquence de travail 50MHZ, une mémoire statique sans temps d'attente SRAM 512 k mots, et un espace mémoire de 16M mots de 32bits. Les autres périphériques de la carte utilisée pour notre application sont:

- 16 CAN 16 bits caractérisés par une tension d'entrée de $\pm 10V$, un gain de 1/10, un temps de conversion $4\mu s$.
- 4 CAN 12 bits caractérisés par une tension d'entrée de $\pm 10V$, un gain de 1/10, un temps de conversion $0.8\mu s$.
- 8 CNA 14 bits caractérisés par une tension d'entrée de $\pm 10V$, un gain de 1/10, un temps de conversion $6\mu s$.

La figure II.17 représente la fenêtre du logiciel Control Desk.



II.2.2. Quelques tests expérimentaux :

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus sur un bras multicellulaire série à trois cellules (quatre niveaux). La charge étant de type R-L avec $R=10\Omega$ et $L=0.01mH$. La tension d'entrée est fixée à $E=30V$. Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la technique MLI.

Les figures II.18, II.19 et II.20 montrent l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs, la tension de sortie et le signal de commande de la première cellule, respectivement pour un rapport cyclique égale 0.2, 0.5 et 0.8. Les tensions d'équilibre pour les tensions v_{c1} et v_{c2} égales respectivement à 10V et 20V.

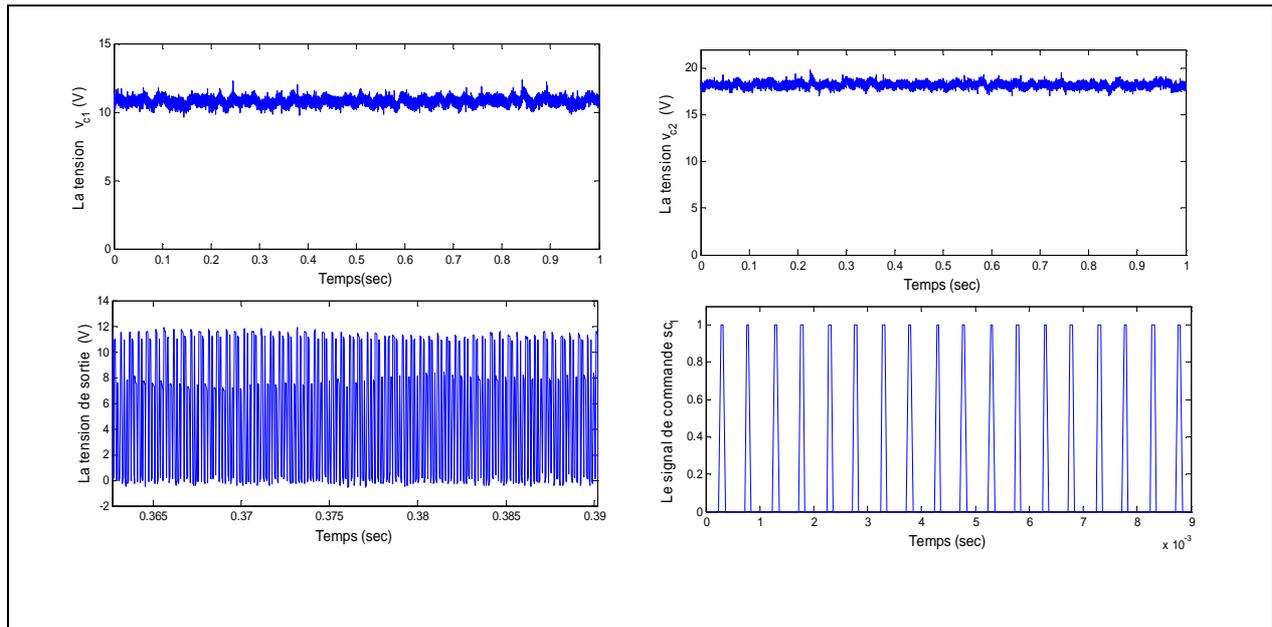


Figure II.18: Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.2

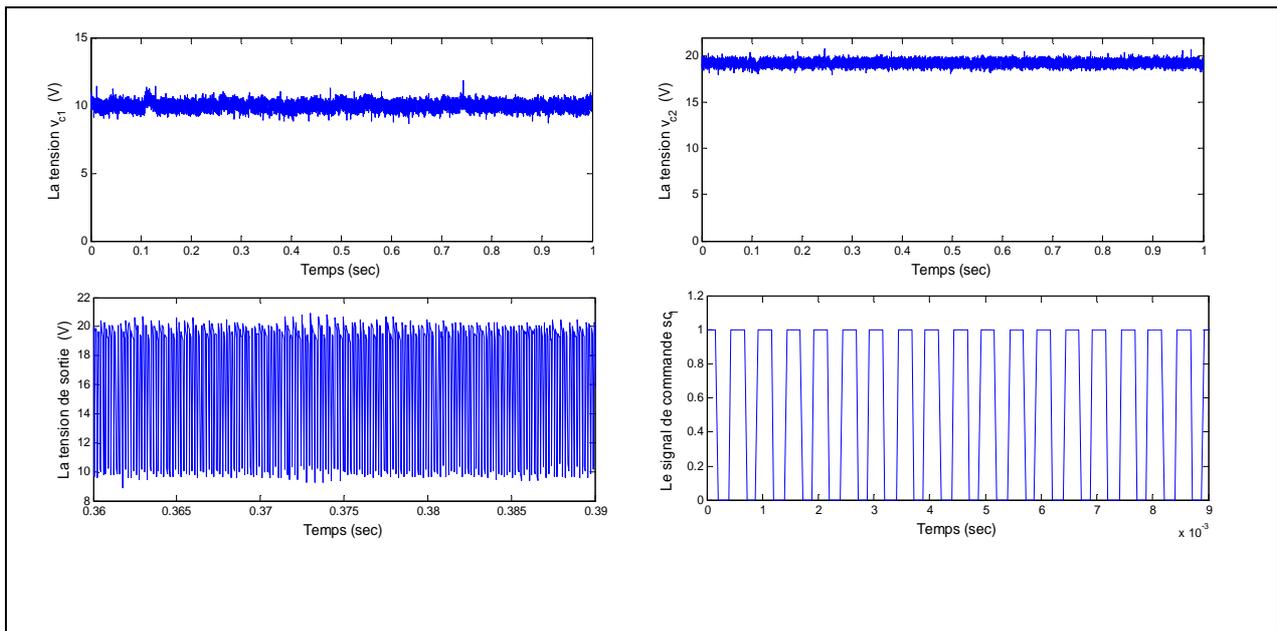


Figure II.19 : Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.5

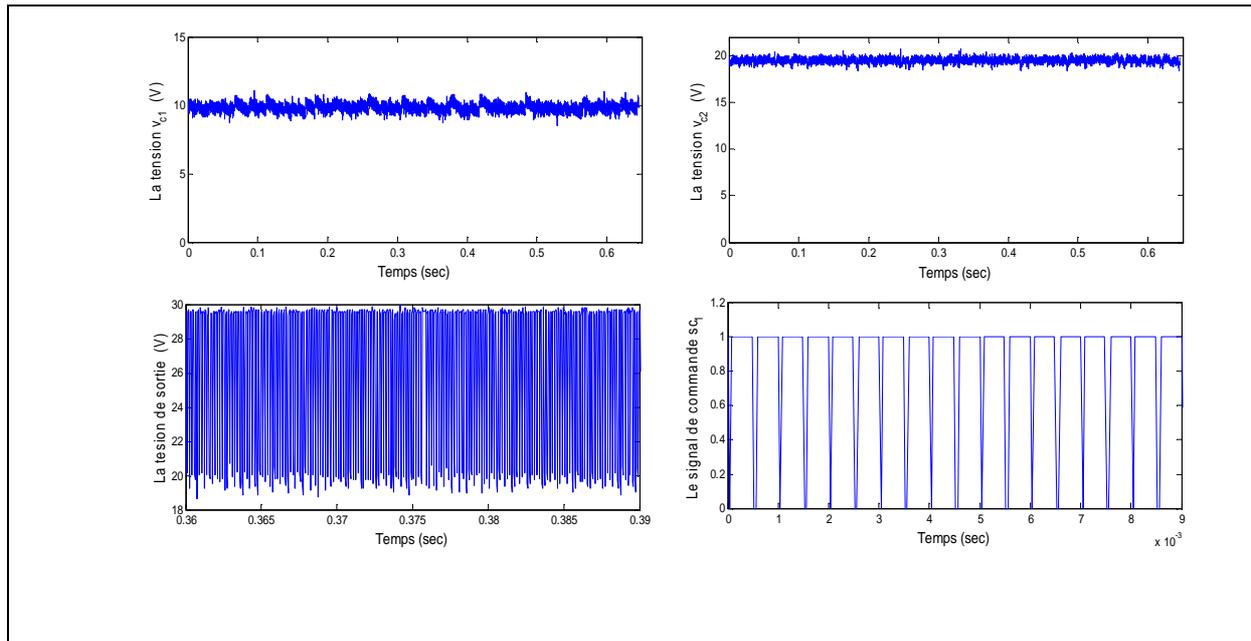


Figure II.20 : Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.8

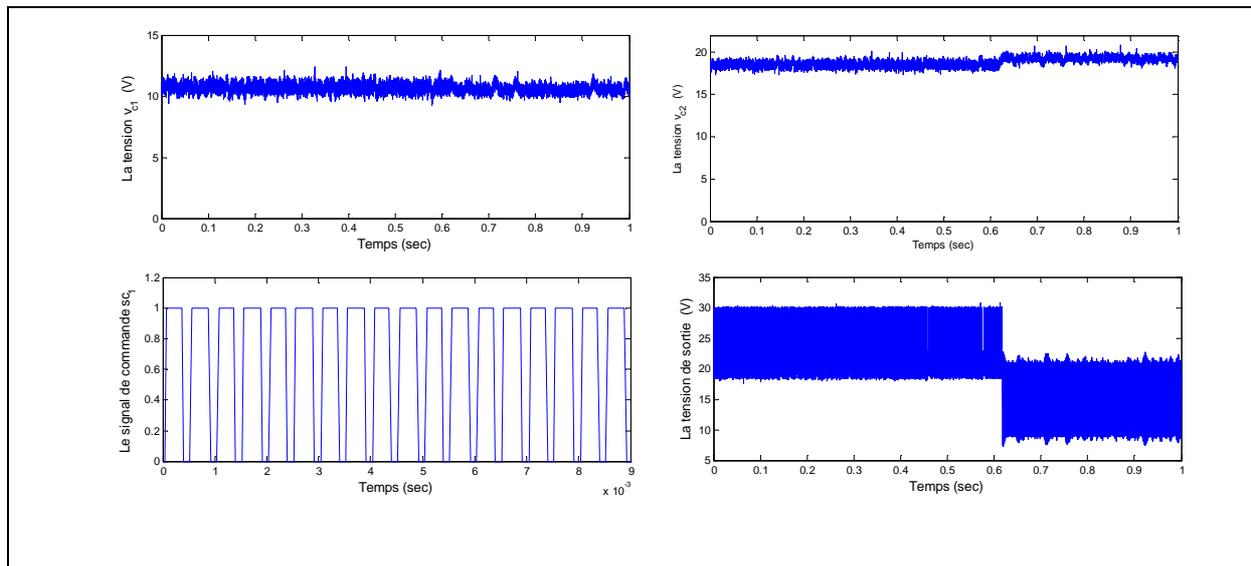


Figure II.21: Résultat expérimental pour une variation du rapport cyclique.

Des résultats obtenus, on constate que la tension de sortie bascule entre le niveau 1 et le niveau 2, entre le niveau 2 et le niveau 3, entre le niveau 3 et le niveau 4, respectivement pour un rapport cyclique égale à 0.2, 0.5 et 0.8.

Pour les trois cas, on remarque un comportement satisfaisant de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs et l'ondulation de la tension de sortie est divisée par trois.

Sur la figure II.21 est montrée l'influence de la valeur du rapport cyclique sur la forme de la tension de sortie. Nous avons pris pendant l'intervalle $[0 \text{ } 0.6 \text{ s}]$ une valeur du rapport cyclique comprise entre $2/3$ et 1 puis pendant l'intervalle $[0.6 \text{ s } 1 \text{ s}]$ une valeur comprise entre $1/3$ et $2/3$. Pendant le premier intervalle la tension de sortie prend les valeurs $2E/3$ et E , et pendant le deuxième la tension de sortie commute entre $E/3$ et $2E/3$, avec E et la tension d'entrée égale à 30V

II.2.3. Démarrage d'un convertisseur multicellulaire :

La phase de démarrage d'un convertisseur multicellulaire, est une étape cruciale. En effet, il faut assurer l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs de façon douce. Pour cela il faut une augmentation progressive de la puissance. Nous effectuerons ce démarrage à puissance réduite. A l'instant initial, toutes les tensions aux bornes des condensateurs sont zéro. La tension d'alimentation E monte subitement de 0 V à 24 V et après à 32 V (une trajectoire choisie) pour tester l'équilibrage naturel des condensateurs en utilisant la technique MLI. Le convertisseur fonctionne en boucle fermée avec un régulateur proportionnel c'est-à-dire que la commande doit répondre à deux exigences :

- des rapports cycliques générés par le régulateur.
- des déphasages entre les signaux de commande réguliers.

La figure II.22 présente le schéma global du banc d'essai :

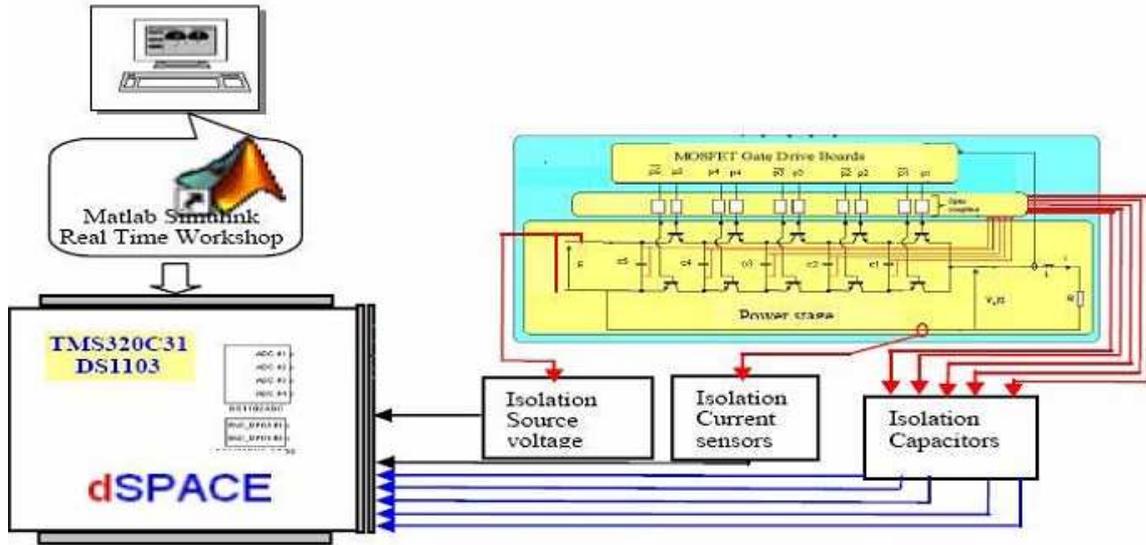


Figure II .22: Schéma bloc du banc d'essai du convertisseur

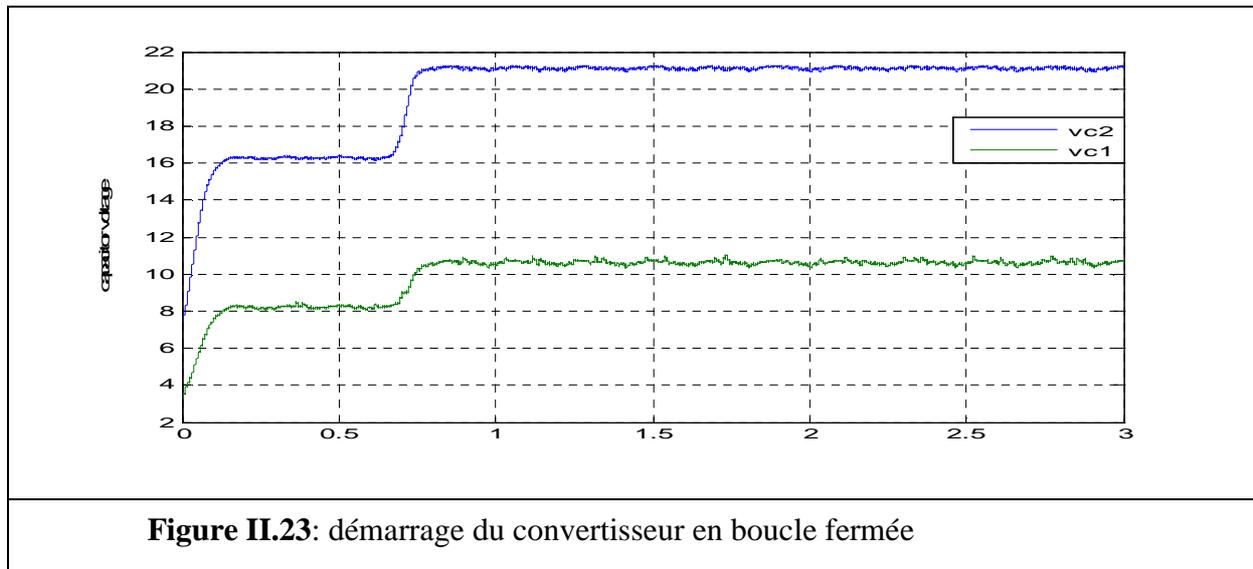


Figure II.23: démarrage du convertisseur en boucle fermée

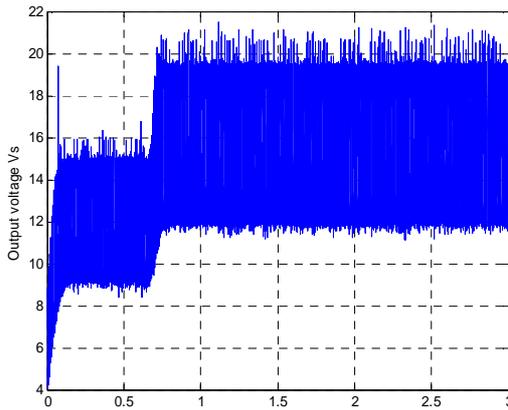


Figure II.24 : La tension de sortie

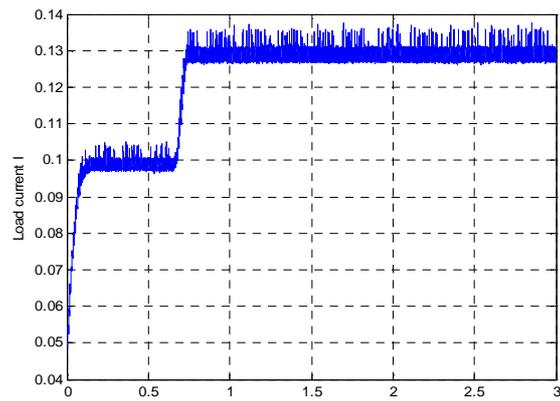


Figure II.25 : Courant de charge

Nous observons sur la figure II .23 qu'en boucle fermée, le convertisseur est toujours équilibré. Il n'y a plus une phase transitoire de rééquilibrage qu'en boucle ouverte. Cela signifie que nous obtenons avec la boucle fermée des dynamiques de rééquilibrage beaucoup plus performantes qu'en boucle ouverte. Ces démarrages se font avec une dynamique relativement lente puisqu'il faut un temps de réponse pour arriver à la tension d'alimentation désiré. La boucle fermée n'a aucune difficulté pour maintenir les tensions à l'équilibre. Enfin, nous regardons sur la tension de sortie figure II.24 les commutations avec une échelle de temps plus grande. A cause de la boucle fermée qui module les rapports cycliques pour imposer une répartition équilibre de la tension sur les cellules de commutation, la tension de sortie présente, à certains moments, des paliers. Sur la figure II.25 présente l'évolution de courant de charge lors un démarrage du convertisseur.

II.3.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les différentes parties du montage réalisé au laboratoire de commande des processus. Cette réalisation est conçue autour d'une carte de commande dspace1103.

Une carte de protection réalisée pour assurer la protection du dispositif contre les surtensions et surintensités ainsi que contre les défauts d'alimentation des cartes.

Nous avons finalement détaillé les blocs les plus importants, constituant les cartes de puissance et commande de convertisseur, ainsi que les différentes routines, exécutées par la carte dSPACE.

Les essais expérimentaux montrent une dynamique d'équilibrage satisfaisante, qui permet en particulier de démarrer le convertisseur. De plus, la régulation ne perturbe pas le fonctionnement du convertisseur multicellulaire en régime transitoire et permanent, tout en assurant une bonne répartition de la tension sur les différentes cellules de commutation.

Chapitre III

OBSERVABILITE DES

CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

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'ou 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. [33]

Un observateur est un système dynamique en temps continu ou discret qui permet l'estimation des états d'un système en ayant un minimum d'information sur une partie de ces derniers. Cette information est obtenue à l'aide d'un capteur physique. Un observateur permet donc d'utiliser un minimum de capteurs ou d'estimer des grandeurs non mesurables d'où son intérêt économique dans l'industrie et dans les milieux hostiles. Ceci explique le grand nombre de publications dans le domaine. Ainsi, plusieurs observateurs ont été proposés par des chercheurs :les observateurs linéaires ([26]), les observateurs non linéaires comme : Observateur de Kalman étendu([10][11]), Observateur avec injection de sortie[4],Observateur Grand Gain ([7] [23],[15],[20],[21]) Observateur adaptatif ([27], [19],[17],...) Observateur Ensembliste ([22],[32]), Observateur en temps fini avec retard observateurs par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieures ([13],[24] [1],[12]....)

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 [14]. 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. [31]

III. Analyse d'observabilité des tensions intermédiaires V_{ck}

III. 1. Approche statique

Considérons le modèle du convertisseur multicellulaire donné sous sa représentation classique. On peut voir clairement qu'il existe des modes opératoires pour lesquels les tensions sont non observables c'est-à-dire étant donné le courant de charge I mesuré à l'aide d'un capteur de courant, on ne peut restituer les tensions des condensateurs V_{ck} ($k=1, \dots, p-1$). En effet, en regardant le modèle dynamique du convertisseur on peut voir clairement que si :

$$u_1 = u_2 = u_3 = \dots = u_{p-1} = 0 \quad (\text{III. 1})$$

Les tensions V_{ck} correspondantes sont non observables. De plus, en utilisant le test d'observabilité pour le système non linéaire on a :

$$\text{Max}\{\text{rank}(dh ; dL_f h, \dots, dL_f^{p-1} h)\} = 2 \quad \forall p \quad (\text{III. 2})$$

Où $L_f^i h$ est la dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ le long du champ de vecteur $f(x,q)$. Ceci veut dire que seulement deux composants du vecteur d'états sont instantanément observables. En réécrivant le modèle instantané avec la tension de sortie $V_s = \sum u_j v_{cj}$ on a :

$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} = \frac{-R}{L}I + \frac{V_s}{L} + \frac{Eu_p}{L} \\ \frac{dv_s}{dt} = -\sum_{j=1}^{p-j} \frac{u_j^2}{C_j} I \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

Le test d'observabilité dans ce cas donne Rank (obs)= 2 avec :

$$obs = (dh; dL_f h) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-R}{L} & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 4})$$

Ceci montre clairement que le courant et la tension de sortie sont observables. Pour restituer les valeurs de tensions intermédiaires, les auteurs de [14] ont présenté un reconstruteur d'état des grandeurs (V_{c1} , V_{c2} V_{cp-1}) à la base de la mesure de la tension de sortie V_s sur un intervalle de temps suffisant pour la déduction de ces tensions. La tension de sortie V_{si} (l'indice i représente la $i^{\text{ème}}$ mesure) vérifie :

$$V_{si} = [u_{ii} \quad u_{2i} \quad \dots \quad u_{pi}] \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ \vdots \\ v_{cp-1} \\ E \end{bmatrix} \quad (\text{III. 5})$$

En supposant que les tensions V_{ck} sont lentement variables dans l'intervalle de temps de mesure, on effectue alors p mesures les valeurs successives de la tension de sortie V_{sj} on peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sp} \end{bmatrix} = [U] \begin{bmatrix} v_{e1} \\ v_{e2} \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{21} & \dots & u_{p1} \\ u_{12} & u_{22} & \dots & u_{p2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u_{1p} & u_{2p} & \dots & u_{pp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{e1} \\ v_{e2} \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

Ainsi, si $[U]$ est inversible, on pourra restituer les p grandeurs par :

$$\begin{bmatrix} v_{e1} \\ v_{e2} \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = [U^{-1}] \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sp} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

L'algorithme qui calcule le reconstitue algébrique sélectionnera les p mesures V_{sj} afin de conduire à l'inversibilité de $[U]$. On peut optimiser ces mesures en mesurant en permanence V_s et en retenant p mesures conduisant à l'inversibilité de $[U]$. Ainsi au cours du temps, dès qu'on aura p mesures qui permettent l'inversion de cette matrice, on inverse le système afin d'avoir de nouvelles valeurs de V_{ck} et E , les plus récentes possibles. Afin que ce système de reconstruction fonctionne bien, il nous faut encore vérifier que même si le rapport cyclique est variable ou non, on obtient à chaque période de hachage, au moins une mesure.

L'inconvénient majeur de cet algorithme est qu'il nécessite une période d'échantillonnage importante pour que ce reconstitue d'états fonctionne. [2]

III. 2. Intérêt de l'observation hybride :

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 $3(p-1)$. [31]

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 puis 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 [3].

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 coût 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. [31]

III. 3.Nouvelle approche d'observabilité hybride :

III. 3.1.La Z(T_n) observabilité du convertisseur multicellulaire :

Cette approche se base sur le fait que le système appartient à une classe particulière des systèmes hybrides [17].

La dynamique d'un convertisseur multicellulaire branché sur une charge R,L est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}u_p - \sum_{j=1}^{p-1} \frac{v_{c_j}(t)}{L}(u_{j+1} - u_j) \\ \dot{v}_{c_j}(t) = \frac{I}{C_j}(u_{j+1} - u_j) \quad (j=1,2,\dots,p-1) \\ y(t) = I(t) \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

R et L représente la résistance et l'inductance de la charge, ils sont supposés constants.

On choisit le vecteur d'état : $x = (I, v_{c1}, \dots, v_{cp-1})$

On considère la représentation hybride suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(q)x + g(u_p) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad \text{Avec :} \quad A(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{q_1}{L} & \dots & -\frac{q_{p-1}}{L} \\ \cdot & & \dots & 0 \\ \cdot & & & \\ \frac{q_{p-2}}{C_{p-2}} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{q_{p-1}}{C_{p-1}} & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}$$

Ou x est le vecteur d'état, q la séquence de commande. Pour cette classe de système la notion d'observabilité est fortement liée à l'état q nous donnerons alors les définitions suivantes :

Définition d'une trajectoire hybride :

Une trajectoire hybride de temps est une séquence d'intervalles de temps finie ou infinie

$T_N = \{\tau_i\}_{i=0}^N$ tel que :

- Pour chaque $0 \leq i \leq N$, $\tau_i = (t_{i,0}, t_{i,1})$
- Pour chaque $i < N$, $t_{i,1} = t_{i+1,0}$.
- $t_{0,0} = t_{ini}$ et $t_{N,1} = t_{end}$
-

Ou $\langle T_N \rangle$ représente les séquences ordonnées des états q associés à T_N , c'est-à-dire $\{q^0, \dots, q^N\}$: ou q^i est la valeur de q dans l'intervalle τ_i

Définition de la $Z(T_n)$ observabilité :

La fonction $Z(t, x, u_p)$ est dite $Z(T_n)$ observable sur U si pour chaque deux trajectoires $(t, x^i(t), u_p^i(t))$ dans U définie dans l'intervalle $[t_{ini}, t_{end}]$ l'égalité

$y^1(t) = y^2(t)$, dans $[t_{ini}, t_{end}]$ implique $Z(t, x^1(t), u_p^1(t)) = Z(t, x^2(t), u_p^2(t))$, dans $[t_{ini}, t_{end}]$

Nous noterons n_z la dimension de la variable z , une projection linéaire p est définie :

$$p: \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ z_{nz} \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \delta_2 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \delta_{nz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ z_{nz} \end{pmatrix} \tag{III. 9}$$

Ou $\delta_i = \begin{cases} 1 \\ ou \\ 0 \end{cases}$, $i=1,2,\dots,nz$ a le complément de P est noté \bar{P} (projection de z pour les Variables éliminée par P)

Théorème 1 :

On considère le système précédent et la trajectoire hybride T_N et $\langle T_N \rangle$, U représente un ensemble ouvert, supposons qu'il existe une séquence de projections $P_i, i=0,1,\dots,N$, tels que :

- Pour tout $0 \leq i \leq N, P_i Z(t, \xi, u)$ est Z observable dans U et l'intervalle de temps $t \in [t_{i,0}, t_{i,1}]$,
- $Rank[P_0^T, P_1^T, \dots, P_N^T] = \dim(z) = n_z$,
- $\frac{d\bar{P}_i Z(t, \xi(t), u(t))}{dt} = 0$, pour $t \in [t_{i,0}, t_{i,1}]$ et $Rank[P_0^T, P_1^T, \dots, P_N^T] = \dim(z) = n_z$,

On conclut donc que le système est $Z(T_N)$ observable suivant la trajectoire hybride T_N et $\langle T_N \rangle$. [17]

Remarque 1:

Les deux premières conditions impliquent qu'il existe au moins un seul intervalle sur lequel PZ est observable, et que tout les vecteur d'état est observable sur un intervalle donné de la trajectoire hybride T_N .

Afin de garantir la non perte de l'observation, la troisième condition impose que chaque composante Z qui n'est pas observable dans un intervalle donné restera constante durant cet intervalle.

Corolaire 1 :

On considère le modèle dynamique d'un convertisseur à P cellules, et la fonction $Z=x$, alors Z est $Z(T_N)$ observable par rapport à la trajectoire hybride T_N et $\langle T_N \rangle$. Si :

$$Rang\{(q_{p-1}^0), \dots, (q_{p-1}^N)\} = p-1. \text{ Avec } q_{p-1}^i = [u_1^i, \dots, u_{p-1}^i]^T \quad (\text{III. 10})$$

Remarque 2 :

Ce corolaire nous permet de définir l'intervalle de temps à travers lequel l'observation des tensions V_{ck} est complète. Il montre qu'il faut au moins $p-1$ intervalles, donc séquence de commande pour observer toutes les tensions V_{ck} .

Considérons la trajectoire hybride $T_1 = \{I_i\}_{i=0}^1$ constitué d'un seul intervalle de temps I_0 ,

Uniquement $Z=u_1V_{c1}+u_2V_{c2}$ est observable, quelque soit le mode de fonctionnement. Les tensions intermédiaires ne sont donc pas observables à travers un seul mode d'où $z = \begin{pmatrix} x2 \\ x3 \end{pmatrix}$ n'est pas sur $Z(T_1)$ observable.

Considérons alors la trajectoire $T_2 = \{I_i\}_{i=0}^2$. Constituée par trois intervalles I_0, I_1 et I_2 avec pour séquence de commande $q_1=(0,0,1)$ $q_2=(0,0,0)$ et $q_3=(-1,1,1)$ dans les deux premiers intervalles, aucune des tension V_{c1} et V_{c2} n'est observable, par contre ces deux tensions évoluent dans le temps.

Les conditions du corolaire précédent ne sont pas vérifiées, les variables $z = \begin{pmatrix} x2 \\ x3 \end{pmatrix}$, ne sont pas $Z(T_2)$ observables.

Considérons finalement la trajectoire $T_3 = \{I_i\}_{i=0}^1$, constituée de deux intervalles I_0 et I_1 ,

Donné par les deux séquences de commandes $q_1=(1,0,0)$ et $q_2=(0,-1,0)$ on remarque que pendant le premier intervalle I_0 , V_{c1} est observable ce qui n'est pas le cas pour V_{c2} qui reste constante, durant le deuxième intervalle, V_{c2} devient observable alors que V_{c1} n'évolue pas dans le temps. On remarque que la condition du rang est vérifiée.

On conclut donc que $z = \begin{pmatrix} x2 \\ x3 \end{pmatrix}$ est $Z(T_3)$ observable. [17]

Remarque 3 :

La signification de la condition du rang plein est que cette séquence ne s'annule pas pour un intervalle de temps petit, cette condition peut alors être interprétée par la notion « *d'excitation persistante* », utilisée principalement pour les systèmes de commande adaptative.

[17] a démontré que sur un horizon de temps T , si la condition d'excitation persistante est vérifiée, il existe alors une trajectoire de temps hybride T_N tel que $Z=x$ est $Z(T_N)$ observable.

Pour la suite :

- On suppose que le convertisseur n'est couplé à aucun moteur.
- il existe T_N telle que $z = x$ est $Z(T_N)$ observable suivant la représentation précédente du système.
- Il existe une constante $\tau > 0$ telle que $(t_{i,1}, t_{i,0})$ de chaque intervalle τ_i est supérieur τ

Remarque 4:

On remarque suivant la première représentation d'état, que seule la somme des tensions $\sum_{j=1}^{p-1} v_{cj} q_j$ est observable sur un intervalle τ , pour palier a cette restriction, la deuxième supposition assure que le courant passe a travers chaque capacité, plus explicitement , après chaque intervalle $\tau_{i_{p-1}}$ l'information retenu de la dérivation du courant de charge nous donne un ensemble de p-1 équations linéairement indépendante par rapport au tension flottantes ce qui nous permet d'estimer ces même tensions

III. 3.2.Équivalence entre la condition du rang plein et l'excitation persistante :

Revenons au théorème précédent et vérifions que si la condition du rang plein est vérifiée, ceci impliquera que la condition d'excitation persistante est aussi vérifiée sur le même intervalle.

Démonstration :

Vérifions qu'en prenant un intervalle T sur lequel la condition du rang est réalisée, ce qui conclue à une $Z(T_n)$ observabilité, que la condition d'excitation persistante est elle aussi vérifiée.

On prend un intervalle de temps $T = I_0, I_1$, de telle sorte que I_0 et I_1 représentent les deux premières configurations fixes des termes q_i .

Le choix de ces deux premières séquences se fera en prenant ceux de la commande MLI, on aura donc :

- Sur intervalle I_0 : $q_1=1$ et $q_2=0$
- Ce qui conduit à la séquence de commande $u_1=0, u_2=u_3=1$

- Sur intervalle I_1 : $q_1=0$ et $q_2=1$
- Ce qui conduit a la séquence de commande $u_1= u_2=0, u_3=1$

On remarque alors que la condition du rang plein est vérifiée.

$\text{Rang} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = 2 = p-1$ car $p=3$, On conclut donc à une $Z(T_n)$ observabilité.

Vérifions maintenant la validité de la condition d'excitation persistante durant cet intervalle.

Le modèle affine du convertisseur à trois cellules est donné comme suit :

$$\dot{x} = A(q)x + g(u_p) \quad \text{avec : } A(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{q_1}{L} & -\frac{q_2}{L} \\ \frac{q_1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{q_2}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad C = (1 \ 0 \ 0)$$

Vérifions alors que : $\alpha I \leq \int_t^{t+T} \phi_{u,x0}^T(\tau, t) C^T C \phi_{u,x0}(\tau, t) d\tau \leq BI \quad \alpha > 0 \quad (\text{III. 11})$

L'intégration se fera séparément sur les deux intégrales, on aura donc à calculer la matrice de transition de chaque cas.

Sur l'intervalle $I_0 : q_1=1, q_2=1$: $A_1(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{q_1}{L} & 0 \\ \frac{q_1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$

Sur $I_1 : q_1=0, q_2=1$: $A_2(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{q_2}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{q_2}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix}$

La condition devient alors :

$$\int_0^T \phi_{u,x0}^T(\tau, t) C^T C \phi_{u,x0}(\tau, t) d\tau = \int_0^{T_0} \phi_{u,x0}^T(\tau, t) C^T C \phi_{u,x0}(\tau, t) d\tau + \int_{T_0}^{T_1} \phi_{u,x0}^T(\tau, t) C^T C \phi_{u,x0}(\tau, t) d\tau \quad (\text{III. 12})$$

On remarque aussi que : $C^T C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$

On pose alors $C^T C = \lambda$ ce qui donne $\lambda^T = \lambda$ et $\lambda^\alpha = \lambda$

La nouvelle matrice de transition devient alors : $\lambda\phi = \lambda \sum \frac{(At)^k}{K!} = \sum \frac{(\lambda A t)^K}{K!}$ (III. 13)

$\int_0^{T_0} \phi_{u,x_0}^T(\tau,t) C^T C \phi_{u,x_0}(\tau,t) d\tau = \int_0^{T_0} \phi_{u,x_0}^T(\tau,t) \lambda \phi_{u,x_0}(\tau,t) d\tau = \int_0^{T_0} (\lambda \phi_{u,x_0}(\tau,t))^T (\lambda \phi_{u,x_0}(\tau,t)) d\tau$ (III. 14)

Trouvons donc λA sur les deux intervalles I_0 et I_1

Sur l'intervalle I_0 : $\lambda A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$, Sur l'intervalle I_1 : $\lambda A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$

Sur l'intervalle I_0 : $\sum \frac{(\lambda A_1 t)^k}{k!} = \begin{pmatrix} \sum \frac{(-\frac{R}{L} t)^k}{k!} & \sum \frac{(-\frac{1}{L} t)^k}{k!} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ (III. 15)

Sur l'intervalle I_1 : $\sum \frac{(\lambda A_2 t)^k}{k!} = \begin{pmatrix} \sum \frac{(-\frac{R}{L} t)^k}{k!} & 0 & \sum \frac{(-\frac{1}{L} t)^k}{k!} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ (III. 16)

$$\text{Sur l'intervalle } I_0 : \sum \frac{(\lambda A_1 t)^k}{k!} = \begin{pmatrix} e^{-\frac{R}{L}t} & e^{-\frac{1}{L}t} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 17})$$

$$\text{Sur l'intervalle } I_1 : \sum \frac{(\lambda A_2 t)^k}{k!} = \begin{pmatrix} e^{-\frac{R}{L}t} & 0 & e^{-\frac{1}{L}t} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 18})$$

Les deux intégrales sont alors données par :

$$\int_0^{T_0} \phi_{u,x_0}^T(\tau, t) C^T C \phi_{u,x_0}(\tau, t) d\tau = \begin{pmatrix} -\frac{L}{R} e^{-\frac{2R}{L}t} & -\frac{L}{R+1} e^{-\frac{R+1}{L}t} & 0 \\ -\frac{L}{R+1} e^{-\frac{R+1}{L}t} & -\frac{L}{2} e^{-\frac{2}{L}t} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}_{0}^{T_0} \quad (\text{III. 19})$$

$$\int_{T_0}^{T_1} \phi_{u,x_0}^T(\tau, t) C^T C \phi_{u,x_0}(\tau, t) d\tau = \begin{pmatrix} -\frac{L}{R} e^{-\frac{2R}{L}t} & 0 & -\frac{L}{R+1} e^{-\frac{R+1}{L}t} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L}{R+1} e^{-\frac{R+1}{L}t} & 0 & -\frac{L}{2} e^{-\frac{2}{L}t} \end{pmatrix}_{T_0}^{T_1} \quad (\text{III. 20})$$

L'intégrale sur l'intervalle $[0, T]$ est donc donnée par :

$$\int_0^T \phi_{u,x0}^T(\tau,t) C^T C \phi_{u,x0}(\tau,t) d\tau = \begin{pmatrix} \frac{L}{2R} (1 - 2e^{-\frac{2R}{L}T_0} + e^{-\frac{2R}{L}T}) & \frac{L}{R+1} (1 - e^{-\frac{R+1}{L}T_0}) & \frac{L}{R+1} (e^{-\frac{R+1}{L}T} - e^{-\frac{R+1}{L}T_0}) \\ \frac{L}{R+1} (1 - e^{-\frac{R+1}{L}T_0}) & \frac{L}{2} (1 - e^{-\frac{2}{L}T_0}) & 0 \\ \frac{L}{R+1} (e^{-\frac{R+1}{L}T} - e^{-\frac{R+1}{L}T_0}) & 0 & \frac{L}{2} (e^{-\frac{2}{L}T} - e^{-\frac{2}{L}T_0}) \end{pmatrix} \quad (\text{III. 21})$$

Puisque la matrice est symétrique, la conclusion de sa majoration positive se fera à travers le calcul des valeurs propres voir l'annexe B, on vérifie alors que :

$$\alpha I \leq \int_t^{t+T} \phi_{u,x0}^T(\tau,t) C^T C \phi_{u,x0}(\tau,t) d\tau \quad (\text{III.22})$$

III. 3.3. Application de l'observation hybride au convertisseur multicellulaire :

Soit le modèle dynamique du convertisseur multicellulaire série suivant :

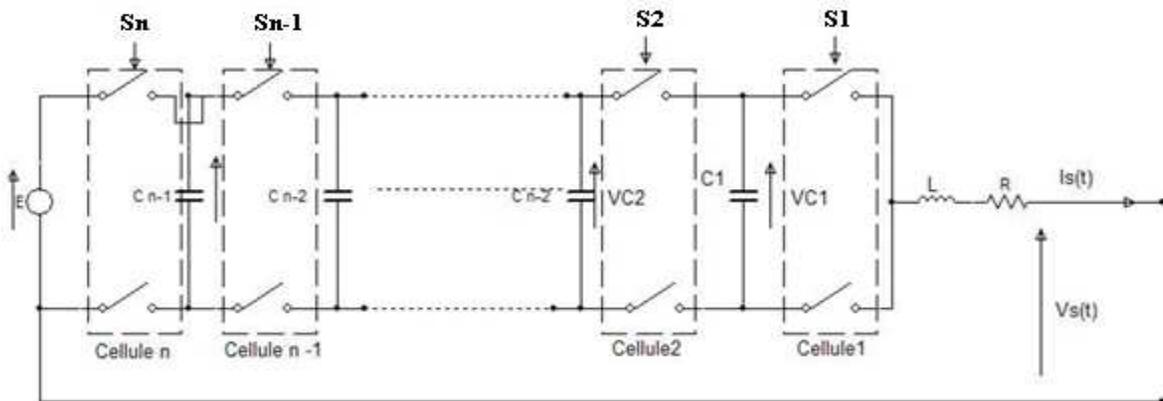


Figure II.1: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à « n » niveaux

$$\left(\begin{array}{l} \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}U_n - \frac{V_{c(n-1)}}{L}(U_n - U_{n-1}) - \dots - \frac{V_{c1}}{L}(U_2 - U_1) \\ \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C1}(U_2 - U_1)I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C2}(U_3 - U_2)I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{dV_{c(n-1)}}{dt} = \frac{1}{Cn}(U_n - U_{n-1})I \\ y(t) = I(t) \end{array} \right. \quad (III.23)$$

$$U_i = S_i = \{0,1\}, i = (1..p-1)$$

Système Hybride : soit $q_i = U_{i+1} - U_i \quad i = 1, \dots, p-1, U_i = S_i = \{0,1\}$

Avec $q = [q_1, \dots, q_{p-1}]$

Pour un convertisseur à 3 cellules on aura : $q = [q_1, q_2]$ avec $q_1 = U_2 - U_1, q_2 = U_3 - U_2$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - q_1 \frac{V_{c1}}{L} - q_2 \frac{V_{c2}}{L} \\ \dot{V}_{c1}(t) = q_1 \frac{I}{C_1} \\ \dot{V}_{c2}(t) = q_2 \frac{I}{C_2} \end{array} \right. \quad (III.24)$$

1^{ère} période d'échantillonnage : $(t_0, t_1) : q_1 = 1, q_2 = 0 (U_3 = U_2 = 1, U_1 = 0)$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - \frac{V_{c1}(t)}{L} \\ \dot{V}_{c1}(t) = \frac{I}{C_1} \\ \dot{V}_{c2}(t) = 0 \end{array} \right. \quad (III.25)$$

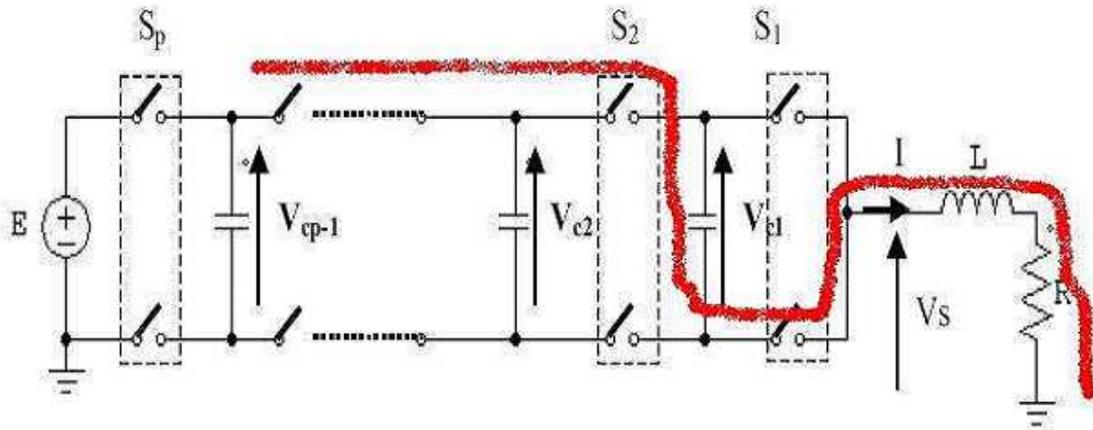


Figure II.2: Charge du condensateur C_1

Remarque 5 :

Dans cet intervalle de temps on a la charge du condensateur C_1 , V_{c1} est observable mais V_{c2} est non observable et C_2 est dans l'air. [17]

2^{ème} période d'échantillonnage : $(t_1, t_2) : q_1 = 0, q_2 = 1 (U_3 = 1, U_2 = U_1 = 0)$

$$\begin{cases} \dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - \frac{V_{c2}(t)}{L} \\ \dot{V}_{c1}(t) = 0 \\ \dot{V}_{c2}(t) = \frac{I}{C_2} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

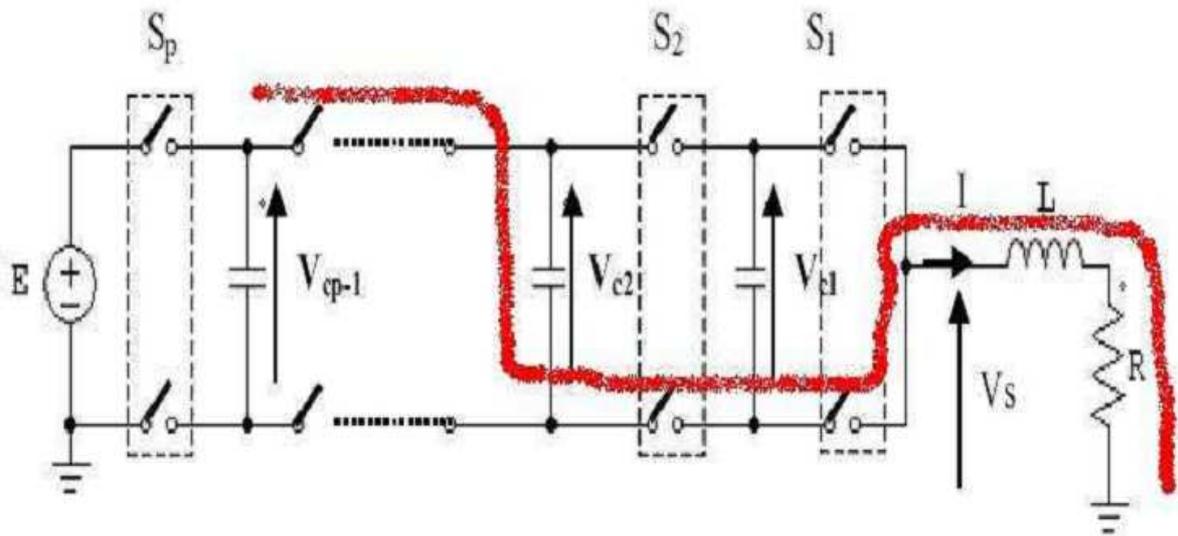


Figure II.3: Charge du condensateur C_2

Remarque 6 :

Dans cet intervalle de temps on a la charge du condensateur C_2 , V_{c1} est non observable mais V_{c2} est observable et C_1 est dans l'air. [17]

Conclusion :

On conclut qu'après 2 périodes d'échantillonnages les deux tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} sont observables.

3^{ème} période d'échantillonnage : $(t_3, t_2) : q_1 = -1, q_2 = 1 (U_3 = U_1 = 1, U_2 = 0)$

$$\begin{cases} \dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - \frac{V_{c1}-V_{c2}}{L} \\ \dot{V}_{c1}(t) = -\frac{I}{C_1} \\ \dot{V}_{c2}(t) = \frac{I}{C_2} \end{cases} \quad (III.27)$$

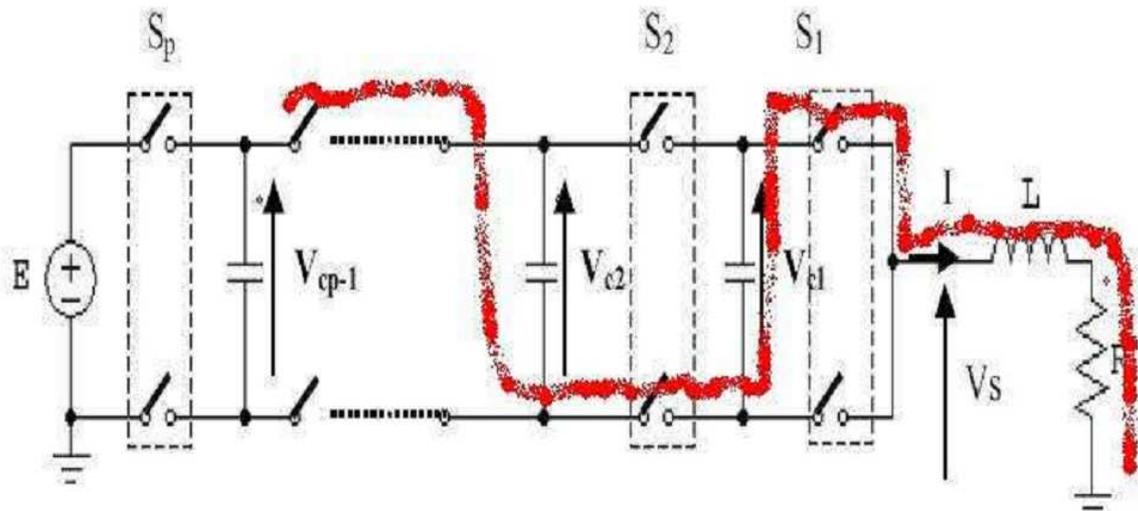


Figure III.4: 3^{ème} mode du convertisseur

Remarque 7 :

Dans cet intervalle on pourra observer la quantité $V_{c1} - V_{c2}$ à partir de la mesure de I.

Conclusion :

Pendant une seule période d'échantillonnage seule la quantité $q_1 V_{c1} + q_2 V_{c2}$ est observable.

III. 4.Observation des tensions flottantes en utilisant l'algorithme des modes glissants d'ordrel :

La technique des modes glissant a connu depuis les années 1977 et la parution des travaux de V.I.Utkin un essor considérable. Qu'elle soit appliqué à un problème de synthèse de loi de commande ou d'observation La commande par mode de glissement est une commande a structure variable, elle se charge de contraindre la trajectoire d'état à converger vers une surface de glissement choisit de telle sorte qu'elle assure l'objectif de commande, elle se base sur deux critères fondamentales :

- La sélection d'une variable auxiliaire $S(X)$ appelée surface de glissement (Sliding Manifold) dont l'annulation entraine la réalisation de l'objectif de commande.

- La détermination du signal de commande assurant la convergence de la trajectoire d'état vers cette surface de glissement et son maintien pour les temps futurs.

Cette technique présente aussi plusieurs avantages et inconvénients. Elle impose un comportement dynamique au système.

II. 4.1. Algorithme de synthèse d'un observateur d'ordre 1 :

On considère le système suivant :

$$\dot{x} = f(x,t) \quad x \in R^n \quad (III.28)$$

On considère aussi le vecteur de mesure relié au vecteur d'état

$$z = h(x,t) \quad z \in R^p \quad (III.29)$$

L'observateur par modes glissant est défini par la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x,t) - A \text{sign}(S) \quad (III.30)$$

- $\hat{x} \in R^n$ \hat{f} est notre modèle de f
- A est la matrice de gain à spécifier.
- $\text{sign}(S) = [\text{sign}(\tilde{z}_1) \quad \text{sign}(\tilde{z}_2) \quad \dots \quad \text{sign}(\tilde{z}_p)]^T$ représente le vecteur p-1 avec

$$\tilde{z}_i = \hat{z}_i - z_i \quad (III.31)$$

On définit aussi les vecteurs de mesures suivants :

$$S = \tilde{z} = \hat{z} - z \quad (III.32)$$

$$\tilde{x} = \hat{x} - x \quad (III.33)$$

Ainsi que :

$$\dot{\tilde{x}} = \Delta f - A \text{sign}(S) \quad (III.34)$$

$$\Delta f = \hat{f}(x,t) - f(x,t) \quad (III.35)$$

La surface dimensionnelle $S=0$ est attractive si :

$$S_i x \dot{S}_i < 0 \quad i = 1, \dots, p \quad (III.36)$$

L'observateur par mode glissant est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1}(u2-u1)\hat{I} - L_1 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2}(u3-u2)\hat{I} - L_2 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{1}{L}(u2-u1) \cdot \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L}(u3-u2) \cdot \hat{V}_{c2} + \frac{E}{L} \cdot u3 - L_3 \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

$$\text{Avec : } S = \hat{I} - I \quad (\text{III.38})$$

Durant le glissement la dynamique du système est réduite de l'ordre n à l'ordre n-p

- Les estimés des états sont donnés par : $[\hat{V}_{c1} \quad \hat{V}_{c2} \quad \hat{I}]^T$
- L_1, L_2, L_3 , Représentent les gains correctifs de l'observateur.

Suivant les conditions de convergence, les gains correctifs sont donnés par :

$$\begin{cases} L_1 = -\frac{L_3}{\tau} \cdot L \cdot (u2-u1) \\ L_2 = -\frac{L_3}{\tau} \cdot L \cdot (u3-u2) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

$$L_3 > |\Delta f_3|_{\max}, \text{ Ou } \tau = L_3 \cdot \frac{L}{\frac{dv}{dt}} \quad (\text{III.40})$$

Simulation sous Simulink :

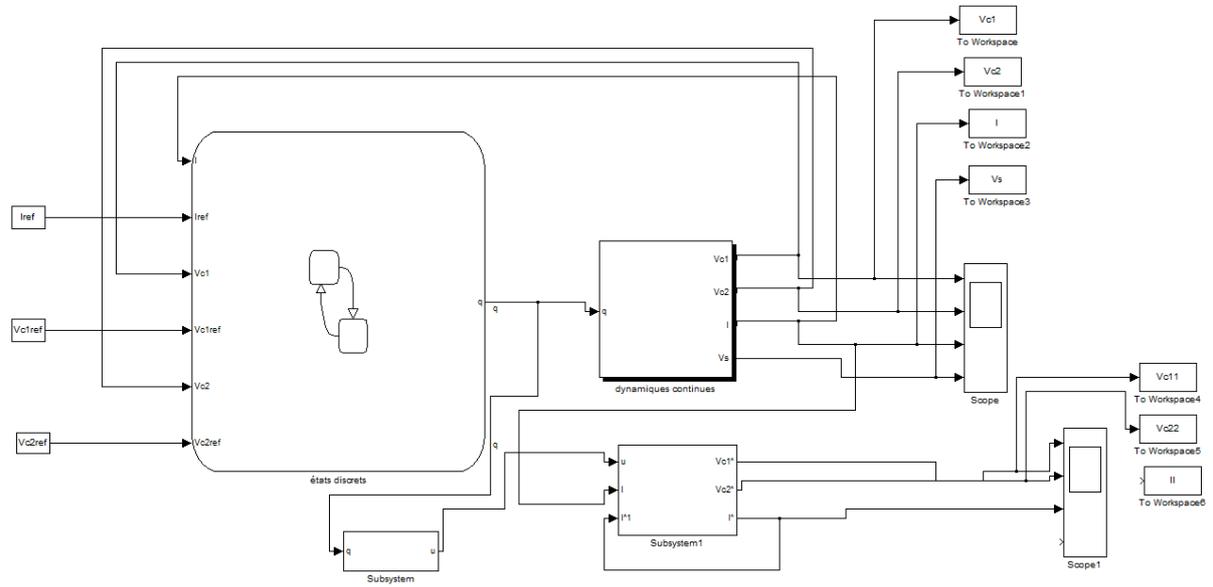


Figure II.5 : Schéma blocs simulink de l'observateur par mode glissant d'ordre 1

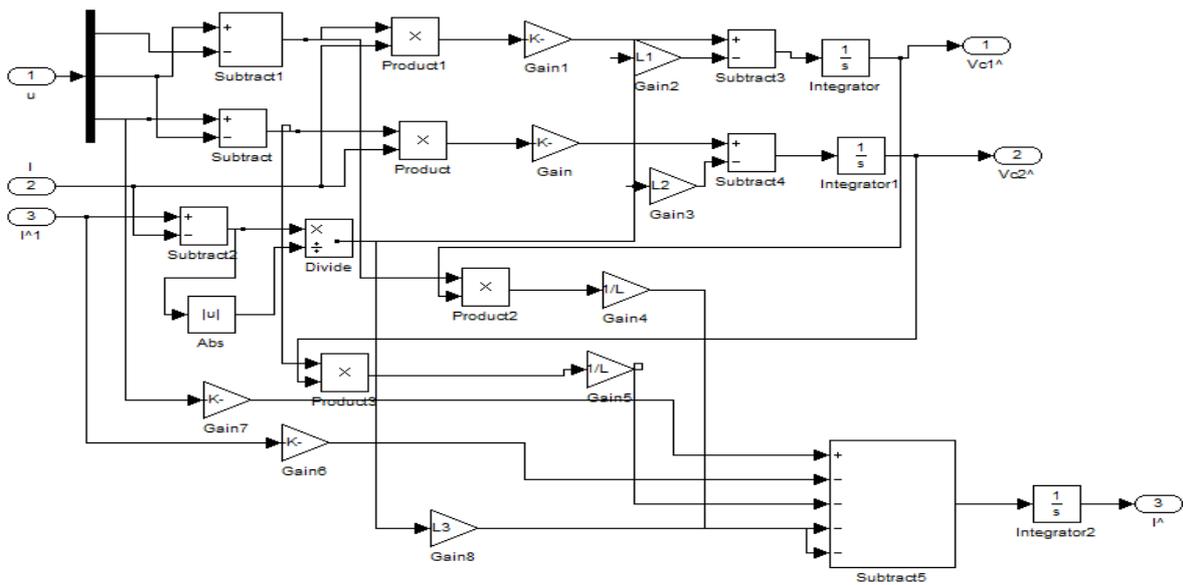


Figure II.6 : La dynamique de l'observateur

Résultats expérimentaux :

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats expérimentaux et les performances de l'observateur par mode glissant d'ordre 1.

La figure II.7 donne la tension d'alimentation utilisée. Elle se caractérise par des échelons de tension positive.

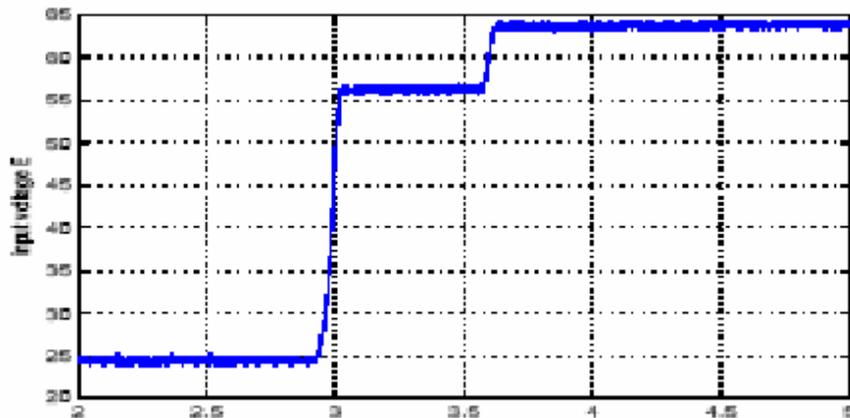


Figure III.7 : Tension d'alimentation E

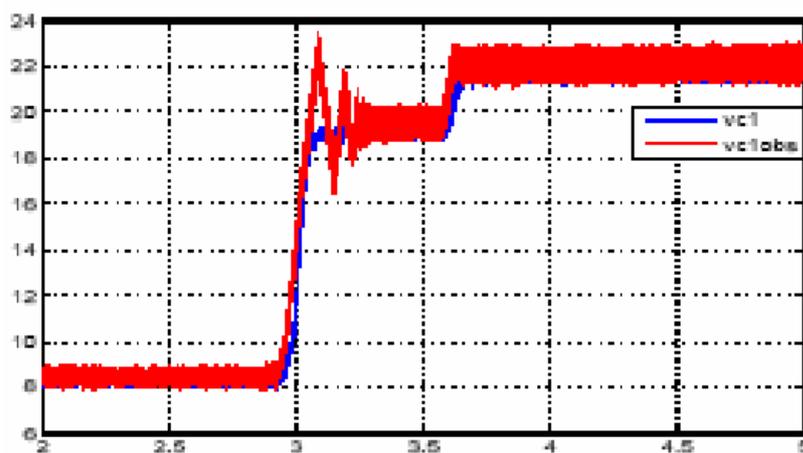


Figure III.8 : La tension flottante V_{c1} et son estimation

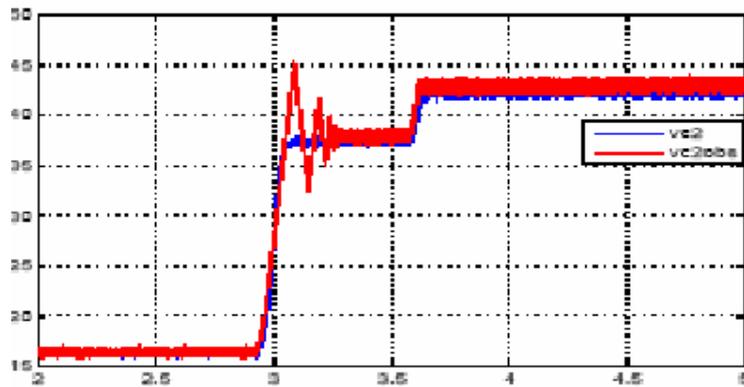


Figure III.9 : La tension flottante V_{c2} et son estimation

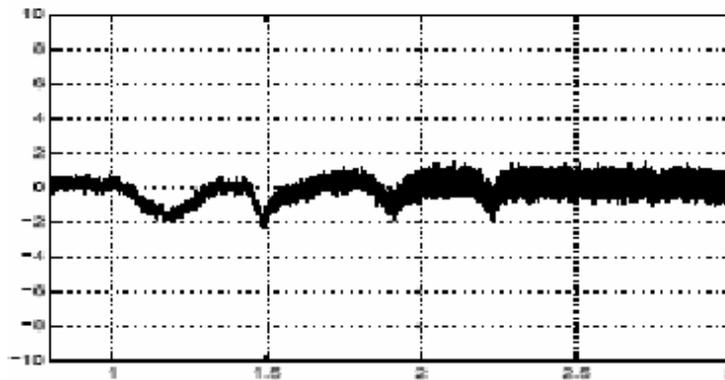


Figure III.10: Erreur d'estimation de V_{c1}

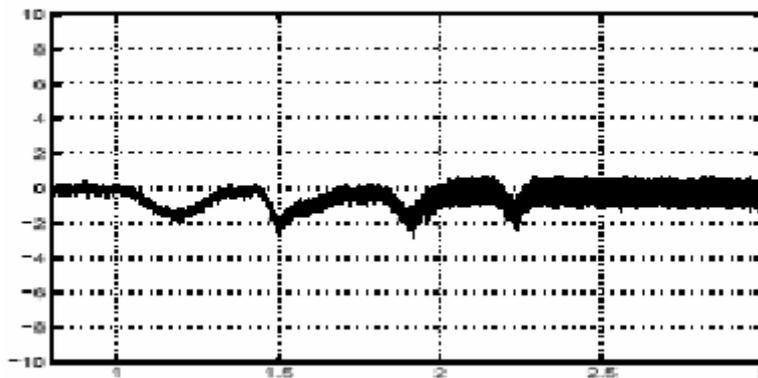


Figure III.11: Erreur d'estimation de V_{c2}

Les figures III.8 à III.11 donnent les résultats de l'observateur mode glissant d'ordre 1, on note la rapidité de convergence, et la présence du phénomène du chattering .

III. 5.Observateur adaptatif pour les convertisseurs multicellulaires :

Rappels sur l'observateur adaptatif :

Soit le système affine en état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(u(t))x(t) + g(u(t), y(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Ou $x \in R^n$ est l'état , $u \in R^m$ est la commande et $y \in R^p$ est la sortie. La matrice A dépend de l'entrée. $g(u(t), y(t))$ est une injection entrée-sortie. [17]

Si l'entrée u est *persistante*, dans le sens qu'il existe α , β , $T > 0$ et $t_0 > 0$ tel que pour toute condition initiale x_0 on a :

$$\alpha I \leq \int_t^{t+T} \varphi_{u, x_0}^T(\tau, t) C^T C \varphi_{u, x_0}(\tau, t) d\tau \leq \beta I \quad (\text{III.42})$$

Ou φ_{u, x_0} est la matrice de transition du système $\dot{x}(t) = A(u)x$, $y = Cx$, alors :

Un observateur exponentiel pour les systèmes affines définis précédemment est donné par :

$$O_{Adap} : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(u(t))\hat{x}(t) + g(u(t), y(t)) - P^{-1}C^T(\hat{y}(t) - y(t)) \\ \dot{P}(t) = -\theta P(t) - A^T(u(t))P(t) - P(t)A(u(t)) + 2C^T C \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Soit θ positif constant , suffisamment large et $\exists \theta_0 > 0$ tel que pour toute matrice symétrique positive P(0) :

$$\forall \theta \geq \theta_0 \exists \gamma > 0, \delta > 0, t_0, \gamma I \leq P(t) \leq \delta I \quad (\text{III.44})$$

Preuve : soit l'erreur d'estimation $(t) = \hat{x}(t) - x(t)$, sa dynamique est donnée par :

$$\dot{e} = (A(u(t)) - P^{-1}C^T C)e(t) \quad (\text{III.45})$$

En prenant la fonction de Lyapounov candidate : $V(e(t)) = e(t)^T P e(t)$ (III.46)

Sa dérivée tout au long de la dynamique d'erreur \dot{e} est : $\dot{V}(e(t)) = -\theta V(e(t))$ (III.47)

Alors, la convergence exponentielle de l'observateur est prouvée.

Application au convertisseur multicellulaire :

Le modèle hybride du convertisseur multicellulaire est donné sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(q)X(t) + G(u_p) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

Où $q_i = U_{i+1} - U_i$ $i = 1, \dots, p-1$, $U_i = S_i = \{0,1\}$ et $q = [q_1, \dots, q_{p-1}]$, $X = [I, V_{ci}]$

$$A(q) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}q_1 & \dots & -\frac{1}{L}q_{p-1} \\ \frac{1}{C_1}q_1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{1}{C_{p-1}}q_{p-1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad G(u_p) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L}U_p \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

En prenant le modèle du convertisseur à 3 cellules suivant :

$$\begin{cases} \dot{I}(t) = \frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - q_1 \frac{V_{c1}}{L} - q_2 \frac{V_{c2}}{L} \\ \dot{V}_{c1}(t) = q_1 \frac{I}{C_1} \\ \dot{V}_{c2}(t) = q_2 \frac{I}{C_2} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Problématique :

En utilisant qu'une seule période d'échantillonnage on a démontré précédemment que seule la quantité $q_1V_{c1} + q_2V_{c2}$ est observable. On ne pourra pas donc construire un observateur adaptatif sur la base du modèle du convertisseur. [17]

Solution :

On considère les modèles affines d'ordre 2 interconnectés et on construit l'observateur sur la base de ces modèles :

$$\begin{cases} \dot{i}(t) = \frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - q_1 \frac{V_{c1}}{L} - q_2 \frac{V_{c2}}{L} \\ V_{c1}(t) = q_1 \frac{I}{C_1} \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

$$\begin{cases} \dot{i}(t) = \frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}U_3 - q_1 \frac{V_{c1}}{L} - q_2 \frac{V_{c2}}{L} \\ V_{c2}(t) = q_2 \frac{I}{C_2} \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

Forme affine du convertisseur à 3 cellules :

$$\begin{cases} \dot{X}_1(t) = A(q_1)X_1(t) + B_1(q, u, y) + H_1(q, X) \\ \dot{X}_2(t) = A(q_2)X_2(t) + B_2(q, u, y) + H_2(q, X) \\ y(t) = CX_i(t), i = 1, 2. \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Avec : $X_i = \begin{bmatrix} I \\ V_{ci} \end{bmatrix}$, $A(q_i) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{q_i}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $H_1(q, X) = -\frac{q_2}{L} [V_{c2} \quad 0]^T$

$$H_1(q, X) = -\frac{q_2}{L} [V_{c2} \quad 0]^T, B_i(q, u, y) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} I(t) + \frac{E}{L} U_3 \\ q_i \frac{I}{C_i} \end{bmatrix}, q_i = U_{i+1} - U_i \quad i = 1, 2.$$

Forme générale affine compacte du convertisseur multicellulaire :

$$\Sigma \text{ affine: } \begin{cases} \dot{X}_1(t) = A(q_1)X_1(t) + B_1(q, u, y) + H_1(q, X) \\ \dot{X}_2(t) = A(q_2)X_2(t) + B_2(q, u, y) + H_2(q, X) \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dot{X}_{p-1}(t) = A(q_{p-1})X_{p-1}(t) + B_i(q, u, y) + H_{p-1}(q, X) \\ y(t) = CX_i(t), i = 1, 2 \dots p-1 \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

$$X_i = \begin{bmatrix} I \\ V_{ci} \end{bmatrix}, A(q_i) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{q_i}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, H_i(q, X) = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} \sum_{j=1, j \neq i}^{p-1} q_j V_{cj} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$B_i(q, u, y) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} I(t) + \frac{E}{L} U_3 \\ q_i \frac{I}{C_i} \end{bmatrix}, q_i = U_{i+1} - U_i \quad i = 1, \dots, p$$

Construction de l'observateur adaptatif :

$$O_{\text{adapt}} = \begin{cases} \dot{Z}_1(t) = A(q_1)Z_1(t) + B_1(q, u, y) + H_1(q, Z) + |q_1|P_1^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_1 = |q_1|(-\theta P_1 - A^T(q_1)P_1 - P_1A(q_1) + 2C^TC) \\ \dot{Z}_2(t) = A(q_2)Z_2(t) + B_2(q, u, y) + H_2(q, Z) + |q_2|P_2^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_2 = |q_2|(-\theta P_2 - A^T(q_2)P_2 - P_2A(q_2) + 2C^TC) \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dot{Z}_1(t) = A(q_{p-1})Z_{p-1}(t) + B_{p-1}(q, u, y) + H_{p-1}(q, Z) + |q_{p-1}|P_{p-1}^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_{p-1} = |q_{p-1}|(-\theta P_{p-1} - A^T(q_{p-1})P_{p-1} - P_{p-1}A(q_{p-1}) + 2C^TC) \\ \hat{y} = CZ_i(t) \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

$$Z_i = \begin{bmatrix} I \\ \hat{V}_{ci} \end{bmatrix}, A(q_i) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{q_i}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, H_i(q, X) = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} \sum_{j=1, j \neq i}^{p-1} q_j \hat{V}_{cj} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$B_i(q, u, y) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} I(t) + \frac{E}{L} U_p \\ q_i \frac{I}{C_i} \end{bmatrix}, q_i = U_{i+1} - U_i \quad i = 1, \dots, p-1$$

Proposition :

Soit une séquence d'intervalle $\{T_0, \dots, T_N\}$ pour une séquence de temps $[T_{N+1}, T_N]$ alors le système O_{adapt} est un observateur adaptatif. [17]

Application au convertisseur à 3 cellules :

L'observateur s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1(t) = A(q_1)Z_1(t) + B_1(q, u, y) + H_1(q, Z) + |q_1|P_1^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_1 = |q_1|(-\theta P_1 - A^T(q_1)P_1 - P_1A(q_1) + 2C^TC) \\ \dot{Z}_2(t) = A(q_2)Z_2(t) + B_2(q, u, y) + H_2(q, Z) + |q_2|P_2^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_2 = |q_2|(-\theta P_2 - A^T(q_2)P_2 - P_2A(q_2) + 2C^TC) \\ \hat{y} = CZ_i(t) \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

$$\text{Avec : } Z_1 = \begin{bmatrix} I \\ \hat{V}_{c1} \end{bmatrix}, Z_2 = \begin{bmatrix} I \\ \hat{V}_{c2} \end{bmatrix}, A(q_1) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{q_1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A(q_2) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{q_2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_1(q, Z) = -\frac{q_2}{L} [\hat{V}_2 \quad 0]^T, H_2(q, Z) = -\frac{q_1}{L} [\hat{V}_1 \quad 0]^T$$

$$B_1(q, u, y) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} I(t) + \frac{E}{L} U_3 \\ q_1 \frac{I}{C_1} \end{bmatrix}, B_2(q, u, y) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} I(t) + \frac{E}{L} U_3 \\ q_2 \frac{I}{C_2} \end{bmatrix}$$

Démonstration 1 :

I^{ère} période d'échantillonnage : $[T_0, T_1) : q^0 = [q_1, q_2]$ avec $q_1 = U_2 - U_1, q_2 = U_3 - U_2$

La première séquence de la commande MLI est 001 ($U_3 = U_2 = 0, U_1 = 1$) $q_1 = 1, q_2 = 0$

$$\text{Soit les erreurs d'observation} \begin{cases} \dot{e}_1 = [A(q_1) - |q_1|P_1^{-1}C^T C]e_1 + [H_1(q, X) - H_1(q, Z)] \\ \dot{e}_2 = [A(q_2) - |q_2|P_2^{-1}C^T C]e_2 + [H_2(q, X) - H_2(q, Z)] \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

$$\text{Avec } [H_1(q, X) - H_1(q, Z)] = -\frac{q_2}{L} [V_{c2} - \hat{V}_{c2} \quad 0]^T \quad (\text{III.58})$$

$$\text{Et } [H_2(q, X) - H_2(q, Z)] = -\frac{q_1}{L} [V_{c1} - \hat{V}_{c1} \quad 0]^T \quad (\text{III.59})$$

En considérant la fonction de Lyapunov candidate continue :

$$V_{T_0 T_1} = |q_1|e_1^T P_1 e_1 + |q_2|e_2^T P_2 e_2 \quad (\text{car } q_2 = 0) \quad (\text{III.60})$$

Sa dérivée qui aussi continue est donnée par :

$$\dot{V}_{T_0 T_1} = \dot{e}_1^T P_1 e_1 + e_1^T \dot{S}_1 e_1 + e_1^T P_1 \dot{e}_1 = -\theta V_{T_0 T_1} \quad (\text{III.61})$$

Pendant la période d'échantillonnage : $[T_0, T_1)$, la convergence exponentielle de la dynamique de l'erreur d'estimation $\dot{V}_{c1} - \hat{V}_{c1}$ est prouvée. V_{c2} reste constante. [17]

Remarque 8 :

Dans chaque intervalle la dynamique de la fonction de Lyapunov est continue sa dynamique change lors du passage d'un intervalle à l'autre ce qui nous ramène à définir une autre fonction de Lyapunov globale échantillonnée $\Delta V_{T_i T_{i+1}}$.

$$\Delta V_{T_0 T_1} = (e^{-\theta T_{01}} - 1)V_{T_0 T_1}^0 \leq 0, \text{ Ou } T_{01} = [T_0, T_1) \quad (\text{III.62})$$

2^{ème} période d'échantillonnage : $[T_1, T_2)$: $q^1 = [q_1, q_2]$ avec $q_1 = U_2 - U_1$, $q_2 = U_3 - U_2$

La première séquence MLI est 010 ($U_3 = U_2 = 1, U_1 = 0$, $q_1 = 1, q_2 = -1$)

$$V_{T_1 T_2} = |q_1|V_1 + |q_2|V_2 = |q_1|e_1^T P_1 e_1 + |q_2|e_2^T P_2 e_2 = e_1^T P_1 e_1 + e_2^T P_2 e_2 \quad (\text{III.63})$$

(car $q_1 = 1, q_2 = -1$)

Sa dérivée continue dans cette intervalle est donnée par :

$$\dot{V}_{T_1 T_2} = -\theta V_1 + 2e_1^T P_1 [H_1(q, X) - H_1(q, Z)] - \theta V_2 + 2e_2^T P_2 [H_2(q, X) - H_2(q, Z)] \quad (\text{III.64})$$

Démonstration 2 :

En introduisant les normes et avec les propriétés que $H_i(q, X)$ est globalement Lipshitz :

$$\|H_i(q, X) - H_i(q, Z)\| \leq l_i \|e_j\| \text{ avec } l_i = \frac{1}{L}, \|P_i\| \leq k_i, \quad i = 1, 2, \quad j = 1, 2, \quad j \neq i$$

$$\dot{V}_{T_1 T_2} = -\theta V_1 + 2k_1 l_1 \|e_1\| \|e_2\| - \theta V_2 + 2k_2 l_2 \|e_1\| \|e_2\| \quad (\text{III.65})$$

Soit l'inégalité suivante :

$$\lambda \min (P_i) \|e_i\|^2 \leq \|e_i\|_{P_i}^2 \leq \lambda \max (P_i) \|e_i\|^2 \quad i=1,2 ; \quad (\text{III.66})$$

avec $\lambda \min (P_i)$ et $\lambda \max (P_i)$ sont respectivement les valeurs propres minimales et maximales de S_i , $i = 1, 2$

Démonstration 3 :

$$\text{On sait que : } \sqrt{v_1} \sqrt{v_2} \leq \frac{v}{2} V_1 + \frac{1}{2v} V_2, \forall v \in]0, 1[\quad (\text{III.67})$$

$$\text{On obtient alors : } \dot{V}_{T_1 T_2} \leq -\theta V_1 + (\mu_1 + \mu_2) \epsilon V_1 - \theta V_2 + \frac{(\mu_1 + \mu_2)}{\epsilon} V_2 \quad (\text{III.68})$$

En prenant : $\eta = \max \left\{ (\mu_1 + \mu_2), \frac{(\mu_1 + \mu_2)}{\epsilon} \right\}$, On a finalement :

$$\dot{V}_{T_1 T_2} \leq -\delta V_{T_1 T_2}, \text{ avec } \delta = (\theta - \eta) > 0 \quad (\text{III.69})$$

$$\text{La fonction de Lyapunov : } \Delta V_{T_1 T_2} = (\exp^{-\delta T_{12}} - 1) V_{T_1 T_2}^1 \leq 0, \text{ où } T_{12} = [T_1, T_2] \quad (\text{III.70})$$

Soit la fonction de Lyapunov discrète pendant les 2 périodes d'échantillonnage :

$$- \text{ 1}^{\text{ère}} \text{ période d'échantillonnage } [T_0, T_1) : V_{T_0 T_1}^1 = \exp^{-\theta T_{01}} V_{T_0 T_1}^0 \quad (\text{III.71})$$

$$- \text{ 2}^{\text{ème}} \text{ période d'échantillonnage } [T_1, T_2) : V_{T_1 T_2}^2 = \exp^{-\delta T_{12}} V_{T_1 T_2}^1 \quad (\text{III.72})$$

$$\text{La différence : } \Delta V_{T_0 T_2} = V_{T_1 T_2}^2 - V_{T_0 T_1}^0 = \Delta V_{T_0 T_2} = (\exp^{-\delta T_{12} - \theta T_{01}} - 1) V_{T_0 T_1}^0 \leq 0 \quad (\text{III.73})$$

Conclusion :

Après deux périodes d'échantillonnage, les tensions aux bornes des 2 condensateurs sont estimées en utilisant comme mesures le courant de charge et la tension de source.

Résultats expérimentaux de l'observateur adaptatif:

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats expérimentaux et les performances de l'observateur adaptatif.

La figure II.12 donne la tension d'alimentation utilisée. Elle se caractérise par des échelons de tension positive.

On prend les mêmes paramètres que ceux utilisés lors de la simulation de l'observateur d'ordre 1, et pour mieux apprécier la qualité de la convergence des variables estimées vers les valeurs des paramètres réels du système on fait varier E aux instants : t=3sec et t=3.5 sec

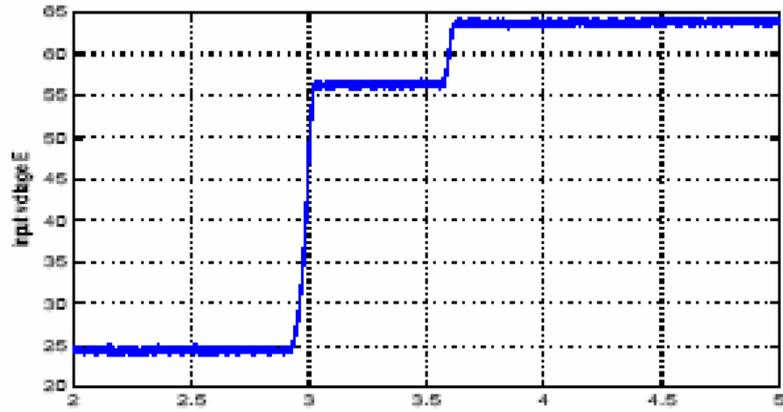


Figure III.12 : Tension d'alimentation E

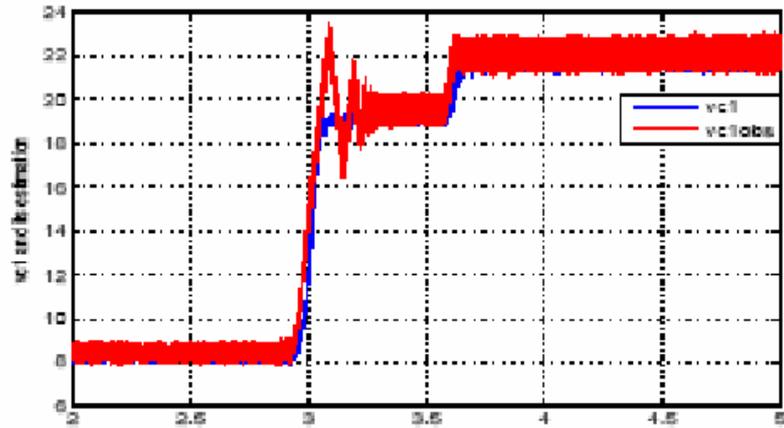


Figure III.13 : La tension V_{c1} et son estimation

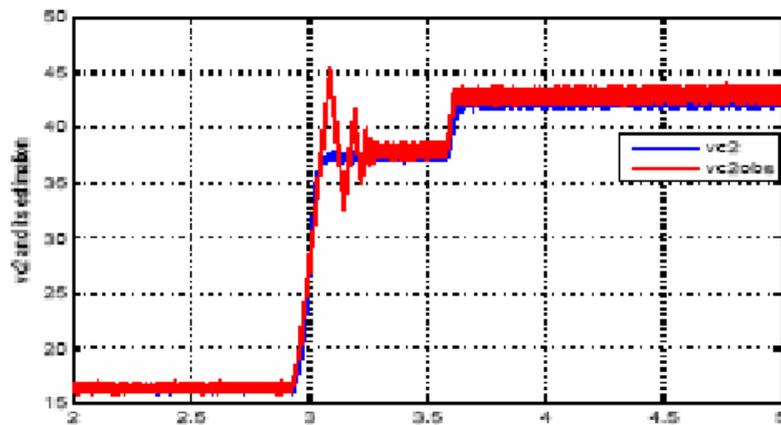


Figure III.14 : La tension V_{c2} et son estimation

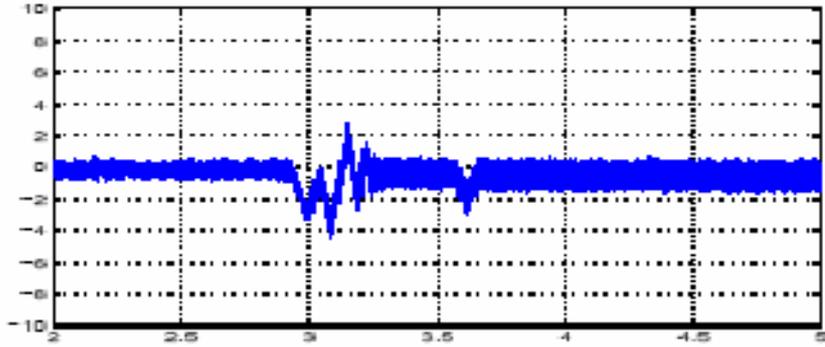


Figure III.15 : Erreur d'estimation de la tension V_{c1}

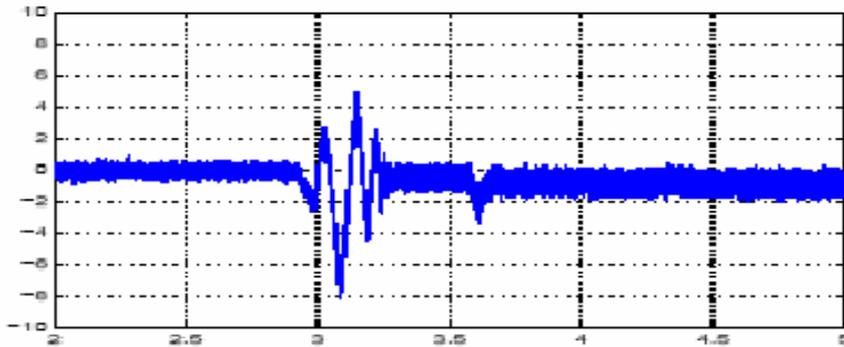


Figure III.16 : Erreur d'estimation de la tension V_{c2}

Les figures III.13 à III.16 donnent les résultats obtenus en utilisant l'observateur adaptatif, on remarque les oscillations et la dynamique lente.

III.6. Observateur super Twisting pour les convertisseurs multicellulaires :

L'observateur super Twisting s'écrit sous la forme suivante : [17]

$$\frac{d}{dt}x_a = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}q_p - \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{p-1}\hat{V}_{c_i}q_i + \sum_{i=1}^{p-1}\lambda_i|q_i||I - x_a|^{1/2}\text{sign}(I - x_a) \quad (\text{III.74})$$

$$\frac{d}{dt}\hat{V}_{c_i} = \frac{1}{C_i}q_i + \lambda_i q_i \text{sign}(I - x_a) \quad (\text{III.75})$$

Où $q_i = U_{i+1} - U_i$ $i = 1, \dots, p-1$, $U_i = S_i = \{0,1\}$ et $q = [q_1, \dots, q_{p-1}]$, $X = [I, V_{c_i}]$.

On définit les grandeurs suivantes comme suit :

$$e_1 = I - x_a \quad (\text{III.76})$$

$$e_{c_i} = V_{c_i} - \hat{V}_{c_i} \quad i = 1 \dots p \quad (\text{III.77})$$

Les erreurs d'observation sont données par la formule suivante :

$$\dot{e}_1 = -\frac{1}{L}\sum_{i=1}^{p-1}e_{c_i}q_i - \sum_{i=1}^{p-1}\lambda_i|q_i||e_1|^{1/2}\text{sign}(e_1) \quad (\text{III.78})$$

$$\dot{e}_{c_i} = \lambda_i|q_i||e_1|^{1/2}\text{sign}(e_1) \quad i = 1 \dots p \quad (\text{III.79})$$

En choisissant le bon gain d'observation on aura $\sum_{i=1}^{p-1}e_{c_j}q_j = 0$ (III.80)

Proposition :

Soit une séquence d'intervalle $\{T_1, \dots, T_N\}$ et la séquence $\{q^1, \dots, q^N\}$ où q^i est la valeur de q dans la séquence de temps $[T_{i-1}, T_i)$ s'il existe $p-1$ vecteurs orthogonaux q^i on aura :

$$e_{c_j}(t) = 0 \quad (j = 1, \dots, p-1) \quad t \in [T_{i-1}, T_i) \quad (\text{III.81})$$

Simulation sous Simulink :

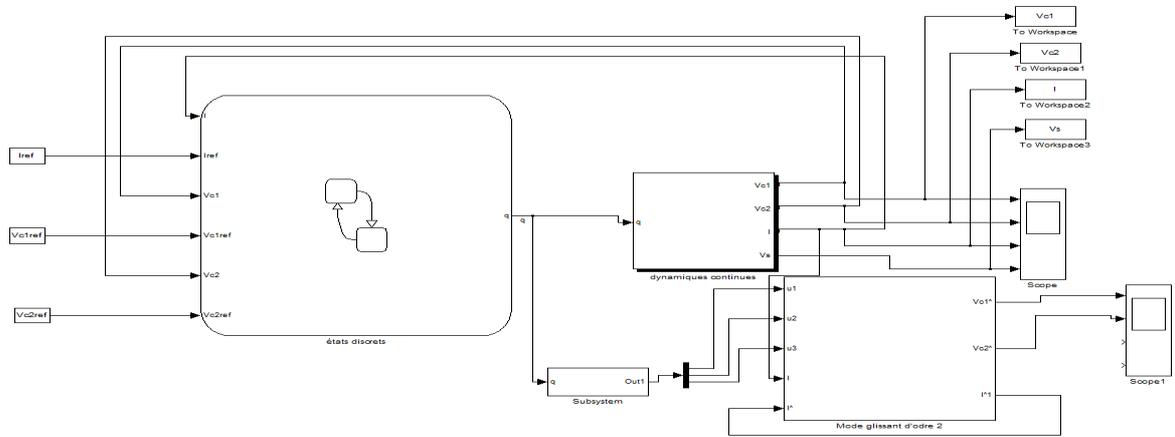


Figure III.17: Shéma bloc de l'observateur Super Twisting algorithme

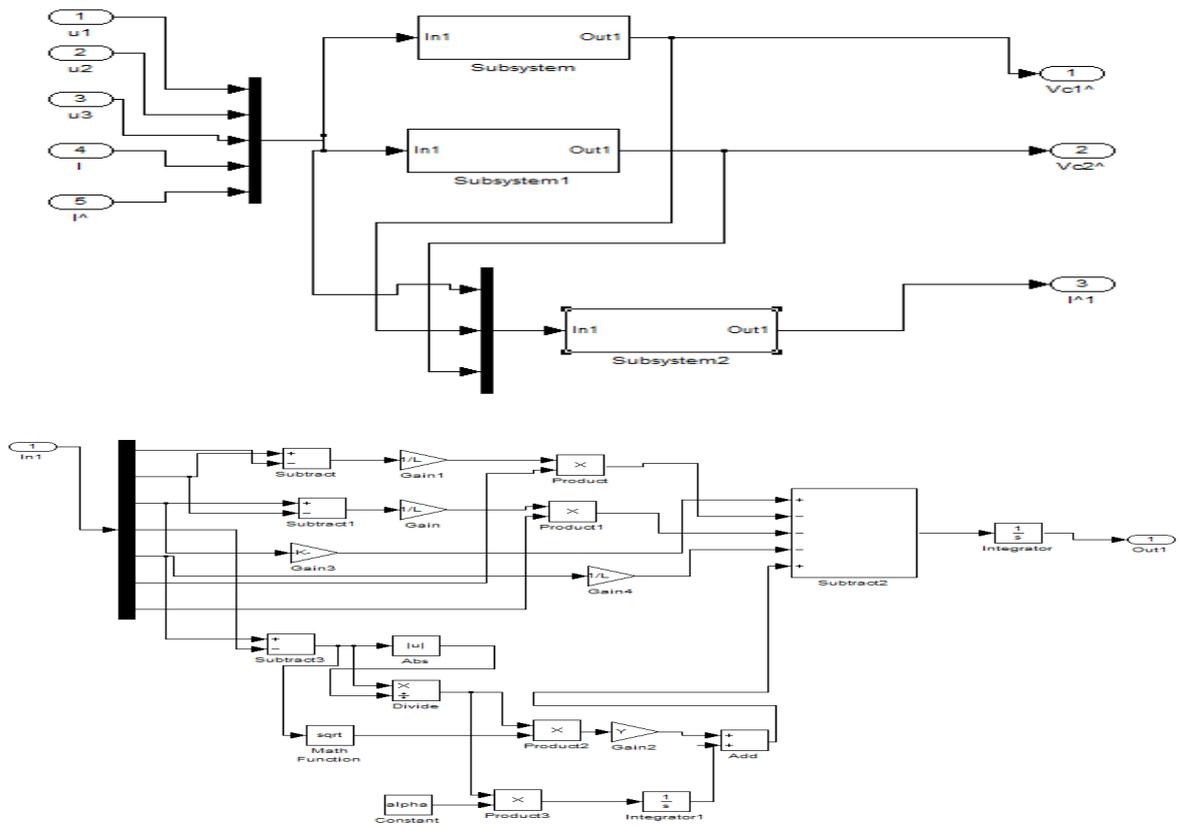


Figure III.18: Schéma bloc de la dynamique d'observation de l'observateur d'ordre 2

Résultats expérimentaux de l'observateur super Twisting:

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats expérimentaux et les performances de l'observateur super Twisting.

La figure III.19 donne la tension d'alimentation utilisée. Elle se caractérise par des échelons de tension positive.

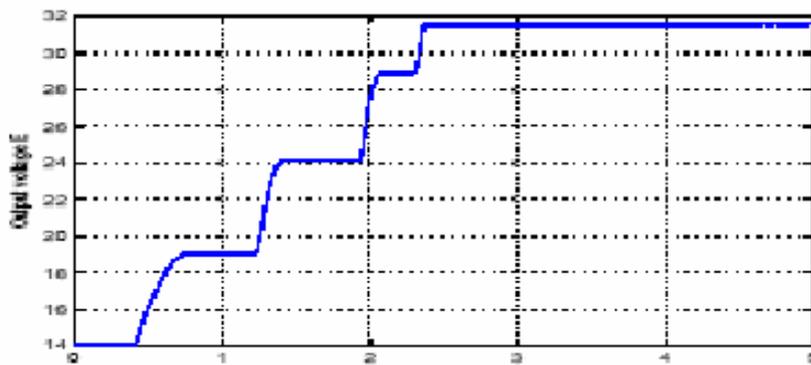


Figure III.19: Tension d'alimentation E

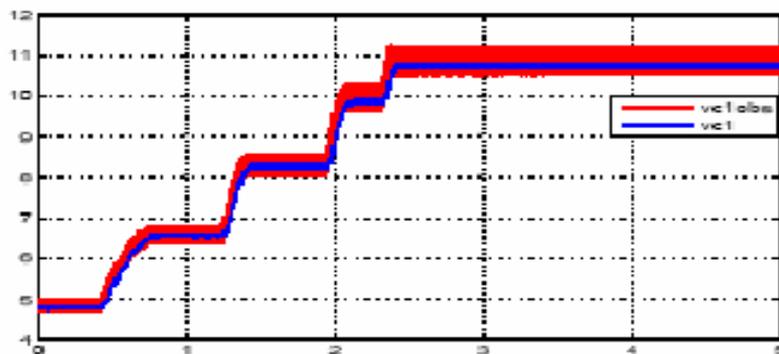


Figure III.20: La tension V_{c1} et son estimation

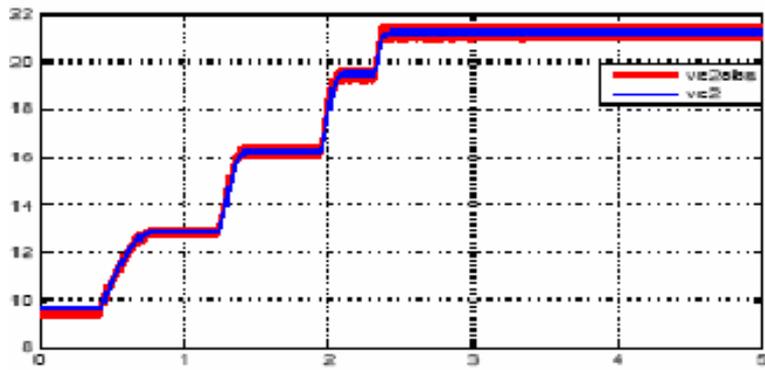


Figure III.21: La tension V_{c2} et son estimation

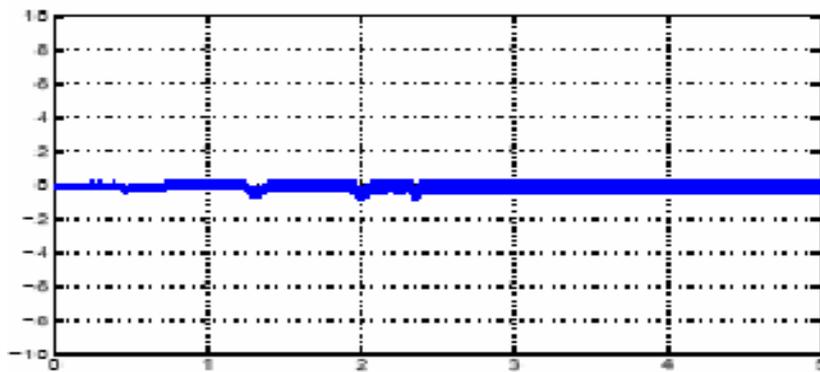


Figure III.22 : Erreur d'estimation de la tension V_{c1}

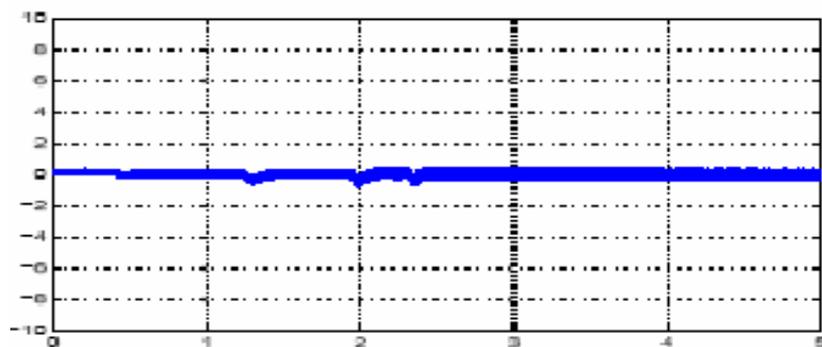


Figure III.23 : Erreur d'estimation de la tension V_{c2}

Les figures III.20 à III.23 donnent les résultats de l'observateur super twisting, on note la réduction du chattering et les bonnes performances malgré la complexité de la trajectoire de la tension d'alimentation utilisée.

III. 7.Comparaison des différents résultats expérimentaux:

On remarque que l'algorithme du super Twisting offre plus de précision quand à la convergence des valeurs des paramètres d'état estimés aux valeurs des paramètres réels du système.

L'observateur adaptatif offre une certaine qualité de convergence vers les valeurs des paramètres réels du système, une erreur d'observation persiste , ce qui nous permet de conclure que le meilleur choix quand à l'observation des tension flottante reste celui de l'observateur par mode glissant d'ordre 2 : super Twisting.

III. 8.Conclusion :

Dans ce chapitre, on s'est essentiellement intéressé à l'observation hybride du convertisseur multicellulaire on a étudié la nouvelle notion de $Z(T_n)$ observabilité, on a aussi démontré la relation entre l'excitation persistante et la condition du rang plein . Trois différents observateurs ont été développés. Plus particulièrement, les observateurs adaptatifs observateur par mode de glissement d'ordre un et observateur par mode de glissement d'ordre deux (super twisting). Une comparaison expérimentale entre les trois observateurs est faite afin de déterminer les avantages et les inconvénients de chaque observateur.

Conclusion générale

Le travail que nous avons effectué sur les convertisseurs multicellulaire s'inscrit dans un domaine qui se situe entre l'Electronique de puissance et l'Automatique où beaucoup de travaux de recherche restent à faire. Au cours de ce travail nous avons développé une nouvelle méthode d'observabilité hybride des convertisseurs multicellulaires.

Dans un premier temps nous avons vu différents modèles pour le convertisseur multicellulaire, le modèle instantané et le modèle aux valeurs moyennes qui se différencient par la nature de leurs entrées : les signaux de commande des interrupteurs, nous avons aussi pu voir des commandes qui on déjà fait l'objet d'étude comme la M.L.I.

La seconde partie de notre travail s'intéresse à l'implémentation d'une loi de commande sur un banc d'essais d'un convertisseur multicellulaire qu'on a fait démarrer et fonctionner afin d'observer l'efficacité de nos algorithmes en temps réel.

La troisième partie de notre travail consiste à étudier l'observabilité hybride des convertisseurs multicellulaires nous avons introduit une nouvelle notion d'observabilité qui est « la $Z(T_n)$ observabilité » et démontré la relation entre l'excitation persistante qui réside dans les systèmes adaptatifs et la condition du rang on a étudié trois différents observateurs des tensions flottantes et appliquée dans le cas 3 cellules, ces observateurs se distingue les uns des autres mais l'observateur Super-Twisting s'est avéré le plus performant.

Annexe A

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 data '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.

Annexe B

%Script de validation et vérification de la condition d'excitation persistante%

Syms R L T T0

```
A=[(L/(2*R))*(1-exp((-2*R*T0)/L)+exp((-2*R*T)/L)) (L/(R+1))*(1-exp(-(R+1)*T0/L))
(L/(R+1))*(exp(-(R+1)*T/L)-exp(-(R+1)*T0/L));(L/(R+1))*(1-exp(-(R+1)*T0/L)) (L/2)*(1-
exp(-2*T0/L)) 0;(L/(R+1))*(exp(-(R+1)*T/L)-exp(-(R+1)*T0/L)) 0 (L/2)*(exp(-2*T/L)-
exp(-2*T0/L))]
```

R=10;

L=0.5*10⁽⁻³⁾;

T0=1

T=2

```
A=[(L/(2*R))*(1-exp((-2*R*T0)/L)+exp((-2*R*T)/L)) (L/(R+1))*(1-exp(-(R+1)*T0/L))
(L/(R+1))*(exp(-(R+1)*T/L)-exp(-(R+1)*T0/L));(L/(R+1))*(1-exp(-(R+1)*T0/L)) (L/2)*(1-
exp(-2*T0/L)) 0;(L/(R+1))*(exp(-(R+1)*T/L)-exp(-(R+1)*T0/L)) 0 (L/2)*(exp(-2*T/L)-
exp(-2*T0/L))]
```

eig(A)

Exécution sous matlab :

```
A = [ 1/2*L/R*(1-exp(-2*R*T0/L)+exp(-2*R*T/L)), L/(R+1)*(1-exp((-R-1)*T0/L)),
L/(R+1)*(exp((-R-1)*T/L)-exp((-R-1)*T0/L))]
```

```
[ L/(R+1)*(1-exp((-R-1)*T0/L)), 1/2*L*(1-exp(-2*T0/L)) 0]
```

```
[ L/(R+1)*(exp((-R-1)*T/L)-exp((-R-1)*T0/L)), 0, 1/2*L*(exp(-2*T/L)-exp(-2*T0/L))]
```

T0 = 1

T = 2

A =

1.0e-003 *

0.0250 0.0455 0

0.0455 0.2500 0

0 0 0

ans =

1.0e-003 *

0

0.0162

0.2588

Bibliographie

[1] J.P. Barbot, T. Boukhobza et M. Djemai « Sliding mode observer for triangular input form », IEEE-Conference on Decision and Control (CDC) Japan.1996.

[2] K. Benmansour, « Evaluation Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride, ENSEA. Paris 2009.

[3] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemai, J. de Leon, « Hybrid Control of a Multicellular Converter », in Nonlinear Analysis : Hybrid systems1, pp. 16–29, 2007.

[4] G. Besançon « Observateurs non linéaires et applications (Identification, Commande, Diagnostic) », Habilitation à Diriger des Recherches, janvier 2002.

[5] O. Bethoux, « Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie, Université de Cergy-Pontoise. 2005.

[6] 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.

[7] K. Busawon, M. Farza, and H. Hammouri «A simple observer for a class of nonlinear systems », Applied mathematics letters V.11, N°.33, pp.27-31, Elsevier, 1998.

[8] A. Chouder, M. Benadelm « Commande non linéaire avec observation d'état des hacheurs multicellulaires séries» Université Mohamed Boudiaf de Msila ,2006

[9] F.Chouiki, H. Bedja. « Commande et observation des convertisseurs multicellulaires ENP, 2007, Alger.

[10] S. Diop, V. Fromion, and J.W. Grizzle, “A resettable extended Kalman filter based on numerical differentiation”, Paper ecc7702, /Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control/, New York, IEEE Press, 2001.

[11] S. Diop, V. Fromion, and J.W. Grizzle, “A global exponential observer based on numerical differentiation”, Paper CD012047, Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control/, New York, IEEE Press, 2001.

[12] M. Djemai, N. Manamani and J.P. Barbot « Sliding Mode Observer For Triangular Input Hybrid System » Proc. of IFAC World Congres, Prague. 2005

- [13] L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards and Xing-Gang Yan, "Higher-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems", *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 18(4-5):399-413, 2008.
- [14] G. Gateau, « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série », thèse de doctorat I.N.P. Toulouse, 1997.
- [15] J. P. Gauthier and I. Kupka « Deterministic observation theory and applications » Cambridge University Press, 2001.
- [16] Geoffrey R. Walker B.E.(Hons) "Modulation and Control of Multilevel converters", Thèse de doctorat, University of Queensland, Queensland, 1999
- [17] M. Ghanes, J-P. Barbot, "On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter", accepted at IEEE American Control Conference 2009.
- [18] A. Girad. «Analyse Algorithmique des Systèmes Hybrides». INPG, Grenoble, 2004.
- [19] A. Glumineau, C.H. Moog, and F. Plestan «New algebra-geometric conditions for the linearization by input-output injection », *IEEE Transactions on Automatic Control* AC-41, 1996.
- [20] H. Hammouri et I. Kupka J. P. Gauthier, «Observers for nonlinear systems» *Decision and Control, Proceedings of the 30th IEEE Conference, Issue*, pp1483-1489, 1991.
- [21] H. Hammouri and J. De Leon Morales, «Observer synthesis for state-affine systems » *Decision and Control, Proceedings of the 29th IEEE Conference on V.2, Issue*, pp.784-785, 1990.
- [22] L. Jaulin, I. Braems, E. Walter, "Interval methods for nonlinear identification and robust control", In *Proc. CDC2002, 41st IEEE Conference on Decision and Control, Las Vegas, USA*, pp. 4676-4681, 2002
- [23] H.K Khalil, « High-gain observers in nonlinear feedback control », H. Nijmeijer and T.I. Fossen editors, *New directions in nonlinear observer design, Lecture Notes in Control and Information Sciences* Springer, 1999.
- [24] A. Levant « Robust Exact Differentiation via sliding mode technique » *Automatica*, V.34, N°.3, pp.379-384, 1998
- [25] 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, INP Toulouse, 2006.
- [26] D.G. Luenberger, « An introduction to observers », *IEEE Transactions on Automatic Control* V.16, N°.6, pp.596-602, 1971.

- [27] R. Marino, S. Persada and P. Valigi « Adaptive input-output linearizing control of induction motors » IEEE transaction on Automatic control, V.42, pp.614-628, 1997.
- [28] R. Ruelland, « Apport De La Co-Simulation Dans La Conception De L'architecture Des Dispositifs De Commande Numérique Pour Les Systèmes Electriques », Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 2002.
- [29] Systèmes dynamique hybrides – technique de l'ingénieur
- [30] M. Tadjine ,O. Benzineb, K. Benmansour, M. Djemai, M.S. Boucherit Real time evaluation of adaptive Hybrid Observer for Three Cells Converter E.N.P,Alger, 2008.
- [31] F. Taibi , M. Bouaziz. «Commande Robuste et Observateur Hybride Pour les Convertisseurs Multicellulaires ». ENP, 2008, Alger.
- [32] E. Walter, M. Kieffer, “Interval Analysis For Guaranteed Nonlinear Parameter Estimation”, in Proc. 13th IFAC Symposium on System Identification, SYSID2003, Rotterdam, pp.259–270, 2003.
- [33] A. XU. « Observateurs adaptatifs non-linéaires et diagnostic de pannes ». Thèse de doctorat, l'Université de Rennes 1, 2002.
- [34] J. Zaytoon « Systèmes Dynamiques Hybrides », Hermès Sciences Publications, Paris, 2001