



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Commande des Processus
Département du Génie Electrique



PROJET DE FIN D'ETUDES
En vue de l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'Etat en AUTOMATIQUE

Thème

COMMANDE ET OBSERVATION
HYBRIDE DES
CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

Soutenu publiquement en juin 2007

Proposé et dirigé par :

Dr. K. BENMANSOUR

Pr. M. TADJINE

Réalisé par :

BEDJA Seghira Hadia

CHOUIKI Fawzi

REMERCIEMENTS

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

Nous remercions très chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteurs de notre mémoire.

Nous souhaitons aussi remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier nos enseignants de l'automatique, pour le savoir qu'ils nous ont transmis, pour leur disponibilité et leur gentillesse.

Nous remercions aussi toute notre famille et nos amis pour leur soutien ainsi que le personnel de l'Ecole Polytechnique.

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

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

DEDICACES

Je dédie ce travail à :

Mes très chers parents

Mon très cher frère et ma très chère sœur

A toute ma famille

A ma tante et ma cousine qui n'ont pas pu être présente

A tous mes amis proches

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

A toute la promotion 2007 et en particulier la promotion

d'AUTOMATIQUE

A tous ceux qui me sont chers

Seghira Hadia BEDJA

Je dédie ce mémoire à :

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

A mes amis, en particulier, à ceux que je connais depuis mon enfance, ceux de l'ÉPAU pour leur ambiance et leur fâcheuse habitude de ne jamais être sérieux. Ainsi, qu'à mes camarades de ma promotion.

Incontestablement, à mon binôme, pour ces trois années plein de rebondissements et d'agréables moments.

A tous ceux qui me porte dans leur cœur.

Fawzi CHOUKI

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : MODELISATION HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	2
I.1. Introduction à la structure multicellulaire	4
I.1.1. Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux	4
I.1.2. La structure multicellulaire	5
I.2. Modélisation hybride des convertisseurs multicellulaires	7
I.2.1. Introduction	7
I.2.2. Définition des systèmes hybrides	7
I.2.3. Définition des automates hybrides	8
I.3. Modélisation hybride et simulation d'un convertisseur à deux cellules	10
I.3.1. Modélisation d'un convertisseur à deux cellules	10
I.3.2. Analyse de la commande d'un convertisseur à deux cellules	18
I.3.2.1. Théorème	18
I.3.2.2. Démonstration	18
I.3.3. Les résultats de la simulation	21
I.3.4. Conclusion	24
I.4. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules	24
I.4.1. Modélisation d'un convertisseur à trois cellules	24
I.4.2. Les résultats de la simulation	32
I.4.3. Conclusion	35

CHAPITRE II : COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	36
II.1. Commande par mode glissant d'ordre supérieur d'une machine à courant continu sur la base d'un convertisseur multicellulaire	36
II.1.1. Introduction	36
II.1.2. Commande directe d'un convertisseur multicellulaire	37
II.1.3. Commande par mode glissant	45
II.1.3.1. Principes	45
II.1.3.2. Avantages et inconvénients	46
II.1.3.3. Mode de glissement d'ordre supérieur (ordre 2)	46
II.1.3.4. Algorithme du Twisting	47
II.1.3.5. Application au contrôle de la vitesse d'une machine à courant continu	48
II.1.4. Les résultats de la Simulation du point de vue du système complet	51
II.1.5. Etude de robustesse de la commande directe	57
II.1.5.1. Séquence de test 1	57
II.1.5.2. Séquence de test 2	58
II.1.6. Conclusion	61
II.2. Synthèse d'une loi de commande du convertisseur multicellulaire par mode glissant	63
II.2.1. Introduction	63
II.2.2. Critère de LYAPUNOV	63
II.2.3. Définition des surfaces de commutations à l'aide d'une fonction de LYAPUNOV	64
II.2.4. Application au cas d'un convertisseur à trois cellules	66
II.2.5. Les résultats de la simulation	67
II.2.6. Etude de la robustesse de la commande par mode glissant	71
II.2.6.1. Séquence de test 1	72
II.2.6.2. Séquence de test 2	73
II.2.7. Conclusion	75
II.3. Etude comparative entre les commandes du convertisseur multicellulaire	76

CHAPITRE III : OBSERVABILITE ET OBSERVATION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	78
III.1. Introduction	78
III.2. Observation par mode glissant	79
III.2.1. Principes de bases	79
III.2.2. Les étapes de conceptions	79
III.3. Application au convertisseur à quatre niveaux	80
III.3.1. Le modèle d'état du convertisseur à quatre niveaux	81
III.3.2. Les conditions d'observabilité	81
III.3.3. Les équations de l'observateur par mode glissant	82
III.3.4. Les conditions de glissement et le mode atteint	83
III.3.5. Le mode glissant et la dynamique de la surface glissante	84
III.3.6. Le gain de l'observateur les valeurs des paramètres	86
III.3.7. L'effet chattering	87
III.4. Les résultats de la simulation	88
III.6. Conclusion	90
CONCLUSION GENERALE	91
ANNEXE : IMPLEMENTATION EN TEMPS REEL	94
BIBLIOGRAPHIE	97

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 : Bras multicellulaire possédant p cellules de commutation	5
Figure I.2 : Système hybride : interaction du continue et du discret	8
Figure I.3 : Convertisseur à deux cellules	10
Figure I.4 : Convertisseur dans le mode q_1	12
Figure I.5 : Convertisseur dans le mode q_2	12
Figure I.6 : Convertisseur dans le mode q_3	13
Figure I.7 : Convertisseur dans le mode q_4	14
Figure I.8 : Domaine du mode q_1	15
Figure I.9 : Domaine du mode q_2	15
Figure I.10 : Domaine du mode q_3	15
Figure I.11 : Domaine du mode q_4	15
Figure I.12 : Le modèle hybride du convertisseur à deux cellules	17
Figure I.13 : La convergence du convertisseur à deux cellules	17
Figure I.14 : La bande B du convertisseur	18
Figure I.15 : La bande A du convertisseur	18
Figure I.16 : La zone d'équilibre du convertisseur	19
Figure I.17 : La tension flottante V_c	21
Figure I.18 : Le courant de charge I	22
Figure I.19 : Evolution de la tension de sortie V_s	22
Figure I.20 : Les transitions	23
Figure I.21 : Zoom sur l'évolution des transitions	23

Figure I.22 : Convertisseur à trois cellules	24
Figure I.23 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_1	26
Figure I.24 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_2	26
Figure I.25 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_3	27
Figure I.26 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_4	27
Figure I.27 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_5	28
Figure I.28 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_6	28
Figure I.29 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_7	29
Figure I.30 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_8	29
Figure I.31 : Le modèle hybride du convertisseur à trois cellules	32
Figure I.32 : Evolution de la tension V_{c1}	33
Figure I.33 : Evolution de la tension V_{c2}	33
Figure I.34 : Evolution du courant de charge I	34
Figure I.35 : Evolution des transitions	34
Figure I.36 : Evolution de la tension de sortie V_s	35

Chapitre II

Figure II.1 : Convertisseur à 4 cellules	37
Figure II.2 : Structure du convertisseur multicellulaire à deux bras	37
Figure II.3 : Cellule d'un convertisseur multicellulaire	38
Figure II.4 : Diagramme des niveaux de tension	42
Figure II.5 : Chronogramme de l'équilibrage des condensateurs et la commande appropriée	44
Figure II.6 : Graphe des vitesses de rotation de la machine et de la consigne	53
Figure II.7 : Erreur entre la vitesse de la machine et la consigne	54
Figure II.8 : Tensions de commande et de sortie du convertisseur	54
Figure II.9 : Courant traversant la Machine à Courant Continu	55
Figure II.10 : Tensions aux bornes des condensateurs flottants	55
Figure II.11 : Surface de l'algorithme du Twisting	56
Figure II.12 : Plan dS O S de l'algorithme du Twisting	56

Figure II.13 : Robustesse devant la variation de la vitesse de référence	58
Figure II.14 : Robustesse devant la variation de la tension d'alimentation : $R=1\ \Omega$, $E=700V$	59
Figure II.15 : Robustesse devant la variation de la tension d'alimentation : $R=1\ \Omega$, $E=500V$	60
Figure II.16 : Robustesse devant la variation de la résistance : $R=0.5\ \Omega$, $E=700V$	60
Figure II.17 : Robustesse devant la variation de la résistance : $R=0.5\ \Omega$, $E=500V$	61
Figure II.18 : Schéma du convertisseur à réaliser	62
Figure II.19 : Les tensions flottantes. (a) V_{c1} , (b) V_{c2}	68
Figure II.20 : Le courant de charge I	68
Figure II.21 : Convergence des surfaces de glissement (a) S_1 , (b) S_2 , (c) S_3	70
Figure II.22 : La tension de sortie V_S	70
Figure II.23 : Evolution des interrupteurs	71
Figure II.24 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $I_{ref} = 70A$	72
Figure II.25 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $I_{ref} = 50A$	73
Figure II.26 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $E = 1700V$	73
Figure II.27 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $E = 1300V$	74
Figure II.28 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $R = 9\ \Omega$	74
Figure II.29 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $R = 11\ \Omega$	75

Chapitre III

Figure III.1 : Le convertisseur à quatre niveaux	80
Figure III.2 : Les fonctions de commutations (a) Fonction sign, (b) Fonction sat	87
Figure III.3 : Estimation des tensions flottantes des condensateurs	88
Figure III.4 : Zoom de la figure de l'estimation des tensions flottantes	89
Figure III.5 : Estimation de l'erreur pour x_1 et x_2	89
Figure III.6 : Estimation des tensions flottantes des condensateurs	90
Figure III.7 : Estimation de l'erreur pour x_1 et x_2	90

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II

Tableau II.1 : Commande des interrupteurs	39
Tableau II.2 : Génération de la tension 5.E / 6	44
Tableau II.3 : Algorithme de commande	45

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance a connu dans la dernière décennie des avancés technologiques sans précédent grâce notamment aux énormes progrès effectués dans un domaine parallèle, les semi-conducteurs, cette avancé technologique a permis de remplacer certain dispositifs électromécanique de conversion d'énergie comme les machines tournantes par exemple.

La nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique de l'énergie et cette difficulté à augmenter les calibres en tension des composants des semi-conducteurs a conduit à l'élaboration d'une nouvelle structure de convertisseur statique [AIM 03].

Parmi les différentes techniques utilisées, une structure semblait vouer à un avenir très prometteur, les convertisseurs multicellulaires. En effet cette structure permet la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension par l'association en série de cellules de commutation, mais également d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en terme d'harmonique [GAT 97].

En entrelaçant les signaux de commande, les tensions aux bornes des condensateurs flottants s'équilibrent, c'est le phénomène d'équilibrage naturel. Il a pour effet de réduire les contraintes en tension sur chaque interrupteur, d'augmenter le nombre de niveaux en sortie de bras, et de multiplier la fréquence du fondamental de la tension appliquée à la charge par le nombre de cellules. Enfin la dynamique des variables d'états de la charge peut être plus grande que dans les structures classiques (bras à deux niveaux). De telles structures sont d'ores et déjà commercialisées dans des variateurs de vitesse de forte puissance (1 à 8 MW) et des hacheurs de tête de locomotive (4x1.5MW) [PIN 00].

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

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 et en boucle fermée. 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.

Nous analyserons la dynamique d'un convertisseur à deux et à trois cellules en utilisant le modèle des différents modes et en établissant des surfaces de commutation assurant la stabilité et la sécurité du convertisseur [BEN 06].

La commande des convertisseurs multicellulaires a déjà fait l'objet de travaux au LEEI, soit par l'utilisation de techniques de découplages linéaire ou non linéaire, ou encore à l'aide des apports de la logique floue. La plupart des techniques de commande existantes subissent le dilemme rapidité-stabilité ou bien rapidité-robustesse. Ce travail repose sur l'utilisation de techniques de commande par modes glissants avec pour motivation la recherche d'une

dynamique maximale aussi bien pour l'équilibrage des condensateurs flottants que pour les grandeurs de sortie [NIC 96].

Dans le deuxième chapitre, nous proposons deux stratégies de commande des convertisseurs multicellulaires, la première basée sur la commande directe du convertisseur est une commande qui doit respecter l'équilibrage des condensateurs et la limitation du nombre de commutation. Les tensions de sorties sont directement générées par la succession des niveaux de tensions principales sur une période d'échantillonnage. L'analyse des performances de cette technique sera effectuées avec comme charge un moteur à courant continu aussi bien dans la phase transitoire que dans la phase permanente. La vitesse de ce dernier est asservie par l'algorithme du Twisting [BET 05]. La deuxième stratégie est une commande par mode glissant synthétisé par le critère de LYAPUNOV. Le principe est de trouver des surfaces de commutation selon lesquels on change l'état des interrupteurs et assuré ainsi la stabilité du système et l'équilibrage des tensions des condensateurs, ensuite, les performances de la commande sont testées pour commander les tensions flottantes et le courant de charge autour de leur valeur de référence [PIN 00].

Le troisième chapitre est consacré à l'observation et la synthèse d'un observateur par mode glissant. Une étude d'observabilité est effectuée spécialement sur les convertisseurs multicellulaires pour mettre en valeurs les problèmes d'observabilité dû à la nature hybride de tels systèmes puis une structure d'observateur par mode de glissement est proposé pour suivre les tensions des condensateurs à partir de la mesure du courant de charge [GAT 06].

Il convient de signaler que ce travail 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 commande implantées.

Ce travail est ensuite clôturé par une conclusion rappelant les principaux résultats obtenus et faisons apparaître des perspectives et des évolutions possibles sur les modestes contributions apportées dans le domaine de la commande des hacheurs multicellulaire série.

Chapitre I Modélisation Hybride des Convertisseurs Multicellulaires

I.1. Introduction à la structure multicellulaire

I.1.1. Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux

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 [AIM 03].

I.1.2. La structure multicellulaire

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

La structure multicellulaire est représentée sur la Figure I.1. Elle 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 $k^{ème}$ condensateur, on a :

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

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

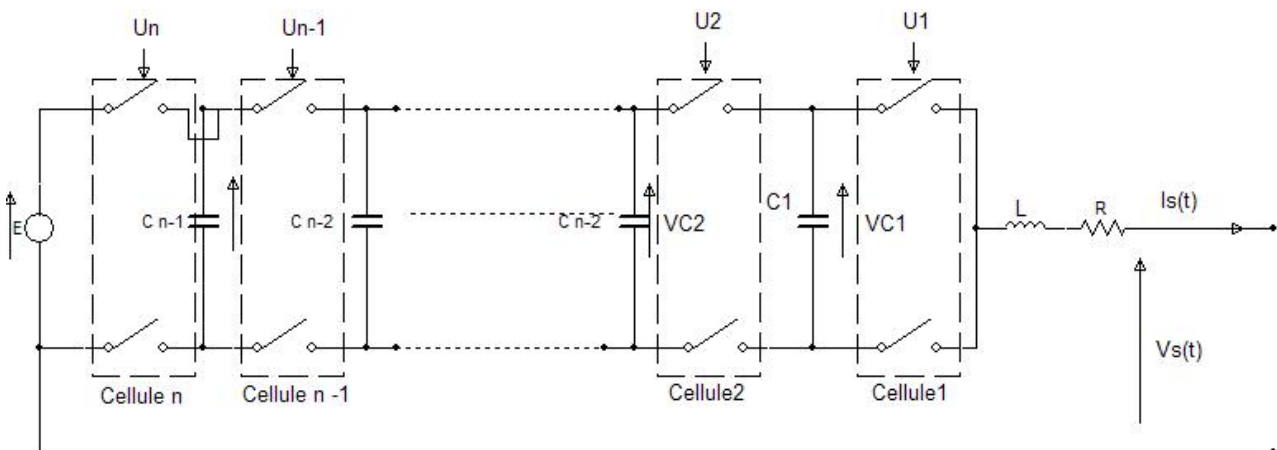


Figure I.1 : Bras multicellulaire possédant p cellules de commutation

En modélisant le convertisseur à p cellules, on obtient le modèle suivant [BEN 06] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1)I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2)I \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{dV_{c(n-1)}}{dt} = \frac{1}{C_n}(u_n - u_{n-1})I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}u_n - \frac{V_{c(n-1)}}{L}(u_n - u_{n-1}) - \dots - \frac{V_{c1}}{L}(u_2 - u_1) \end{array} \right. \quad (I.2)$$

La tension de sortie générée par un convertisseur p cellules peut évoluer sur (p+1) niveaux. L'état du convertisseur est déterminé par p ordres de commande, représentés par les fonctions temporelles $u_1, u_2, \dots, u_k, \dots, u_p$. Par convention, nous définissons les fonctions de connexion de la manière suivante :

- $u_k = 1 \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{ème}$ cellule est passant, et l'interrupteur du bas est bloqué.
- $u_k = 0 \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{ème}$ cellule est bloqué, et l'interrupteur du bas est bloqué.

Dans l'hypothèse où les tensions flottantes sont bien équilibrées à leurs valeurs respectives, la tension de sortie V_s s'exprime simplement en fonction des fonctions de connexion :

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

$$V_s(t) = (u_1 + u_2 + \dots + u_k + \dots + u_p) \frac{E}{p} \quad (I.3)$$

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

$$V_s(t) = (u_1 + u_2 + \dots + u_k + \dots + u_p) \frac{E}{p} - \frac{E}{2} \quad (I.4)$$

I.2. Modélisation hybride d'un convertisseur multicellulaire

I.2.1. Introduction

La modélisation d'un système est une phase essentielle pour la commande ou l'observation. Pour la conception de système de commande, un bon modèle est assez complexe pour capturer les caractéristiques importantes du système, mais assez simple pour permettre la réalisation de la commande ou l'observation.

Pour les convertisseurs multicellulaires les harmoniques ne sont pas à négliger, car se sont elles qui sont responsables du phénomène de l'équilibrage naturel [GAT 97]. Les différents modèles de représentation possibles pour les convertisseurs multicellulaires sont les suivants:

- Modèle aux valeurs moyennes : chaque grandeur est remplacée par sa valeur moyenne sur la période. Ce modèle est continue et permet de faire la synthèse des lois de commande.
- Modèle harmonique : ce modèle permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques.
- Modèle direct : ce modèle représentera fidèlement l'état de chacune des cellules du convertisseur à l'échelle de la période. Tous les phénomènes harmoniques ou haute fréquence seront donc présents dans ce modèle.

En effet, 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.

I.2.2. Définition des systèmes hybrides

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.

L'approche mixte repose sur une collaboration de deux modèles [BIR 06]. Chaque aspect est décrit sous une forme classique et l'aspect hybride est pris en compte dans l'interface entre les deux modèles. La figure II.1 illustre la structure mixte d'un SDH où la partie événementielle est décrite par un automate à états finis et la partie continue est donnée par une collection de modèles. Chaque partie du SDH dispose des entrées (discrète σ , continue u) et des sorties (discrète ψ , continue y). L'état discret q détermine la dynamique continue spécifique de la partie continue du SDH par l'interface discret-continu (D/C). Par l'intermédiaire de l'interface continu-discret (C/D), les signaux provenant de la partie continue déterminent des événements permettant des transitions de l'état discret d'une situation vers une autre. Ainsi l'interface (D/C-C/D) permet l'interaction des variables discrètes et des variables continues.

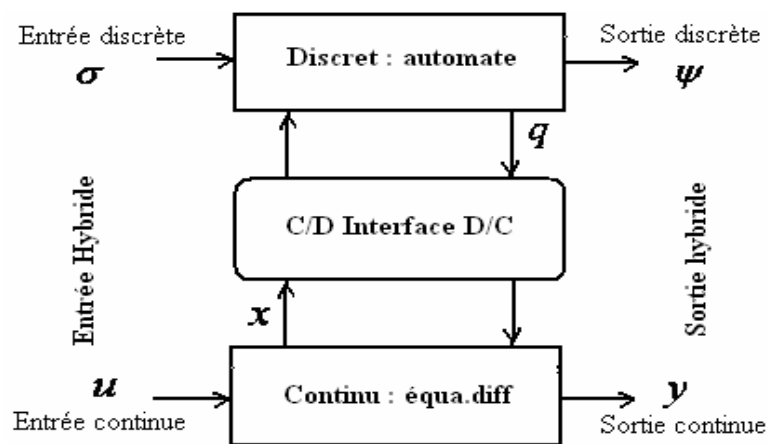


Figure I.2 : Système hybride : interaction du continu et du discret

I.2.3. Définition des automates hybrides

Précédemment, on a officieusement décrit les systèmes hybrides comme des systèmes dans lesquels les deux dynamiques : continue et discrète interagissent.

Dans ce qui suit, nous présentons une modélisation spécifique des systèmes hybrides, celle que nous appelons : **les 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.

Une définition formelle de l'automate hybride est donnée en se basant sur les représentations mathématiques et graphiques.

Définition I.1 : Un automate hybride **H** est une collection [BEN 06]:

$$H = \{Q, X, f, Init, D, E, G, R\} \quad (I.5)$$

Où :

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

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

Il est commode de visualiser les automates hybrides comme des graphiques dirigé (Q, E) avec les sommets Q et les bords E. Avec chaque somme $q \in Q$, nous associons un ensemble des états initiaux $Init_q = \{x \in X : (q, x) \in Init\}$, le champ de vecteur $f(q, .)$ et le domaine $D(q)$. Avec chaque bord $e \in E$, on associe une garde $G(e)$, et la carte de reset $R(e, .)$

I.3. Modélisation hybride et simulation d'un convertisseur à deux cellules

I.3.1. Modélisation d'un convertisseur à deux cellules

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à deux cellules [BEN 06], illustré dans figure II.2.

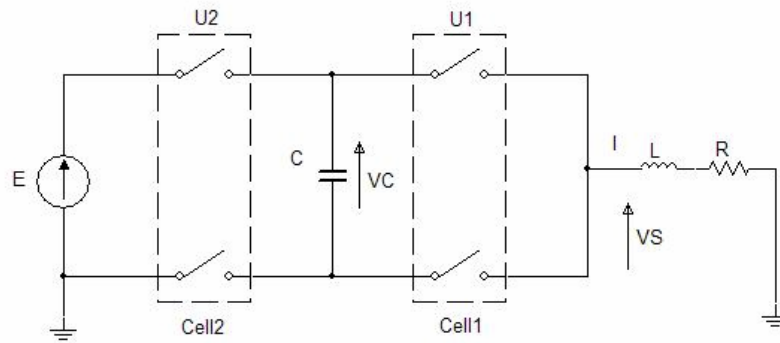


Figure I.3 : Convertisseur à deux cellules

A partir des équations (I.2), le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{u_2 - u_1}{C} \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{l} \cdot u_2 \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander le courant de charge I et la tension flottante V_c autour des valeurs de références suivantes :

$$I = I_{ref} \quad ; \quad V_{cref} = E/3 \quad (I.7.a)$$

$$V_{cref}^+ = V_{cref} + \varepsilon \quad ; \quad V_{cref}^- = V_{cref} - \varepsilon \quad (I.7.b)$$

$$I_{ref}^+ = I_{ref} + \Delta I \quad ; \quad I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta I \quad (I.7.c)$$

Notez que la source flottante participe à l'évolution de la dynamique du système seulement au troisième et quatrième mode. Dans le troisième mode, la capacité décharges et charge pendant le quatrième mode. Ainsi, si ces deux modes durent la même période avec un courant de remplissage constant, la puissance moyenne transmise par cette source flottante durant une période de commutation est nulle. Nous notons également que ces deux modes permettent d'obtenir par commutation le niveau additionnel $E/2$ sur la tension de sortie V_g .

Remarque 1 : Dans le cas de p cellules, le courant de remplissage circule dans le condensateur que si les cellules de commutation adjacentes ont des états différents.

Comme les interrupteurs de chaque cellule sont considérés idéaux, leur comportement peut être modéliser par une prise discrète d'état des valeurs 0 (on) ou 1(off).

Ainsi pour le convertisseur à deux cellules nous distinguons quatre modes opérants donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_4\}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^2, \forall q_i \in Q$. En chaque mode, le vecteur fonctions f_q est linéaire.

Ici la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode sous la forme :

$$f_q(X) = A(q)X + b(q) \quad (I.8)$$

On note que le système n'a pas un saut pendant les transitions (pas de la variation brusque du courant de remplissage en raison de la nature inductive de la charge et pas de la variation instantanée des tensions terminales du condensateur C) et par conséquent la trajectoire est continue. Le vecteur d'état $X = (x_1 \quad x_2)^T$ où : x_1 représente la tension flottante entre les bornes du condensateur flottant : V_c et x_2 le courant de remplissage I. Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

- **Mode** $q = q_1$ avec $(u_1 = 1 \ u_2 = 0)$. Les équations dynamiques des variables continues sont données par :

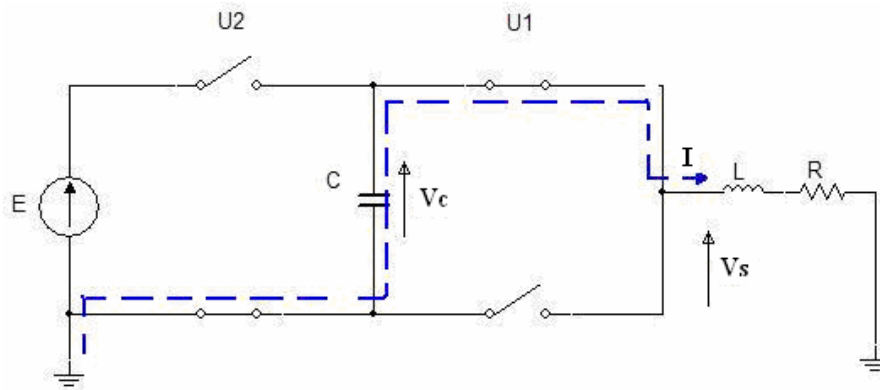


Figure I.4 : Convertisseur dans le mode q_1

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} . x \tag{I.9}$$

L'énergie est fournie par la source flottante. Le condensateur est déchargé et son énergie est retournée vers la charge. le système reste en ce mode aussi longtemps que la tension terminale du condensateur ne démunie pas au-dessous d'une valeur tolérée. Si cette condition est violée alors le système commute vers le mode le q_2 ou q_4 .

- **Mode** $q = q_2$ avec $(u_1 = 1 \ u_2 = 1)$ Les équations dynamiques des variables continues sont données par :

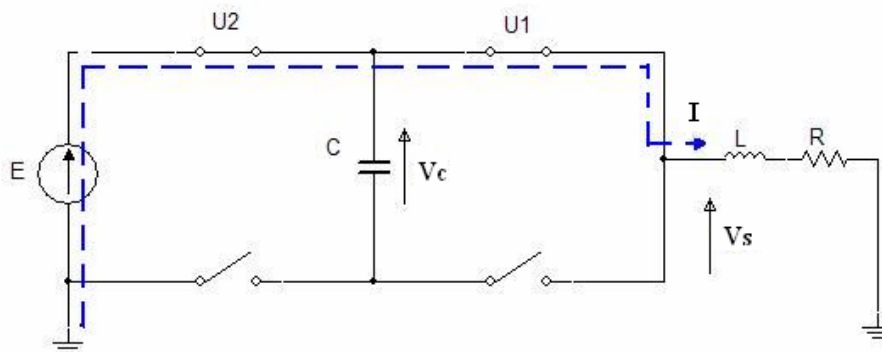


Figure I.5 : Convertisseur en mode q_2

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} .x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

Dans ce cas-ci, l'énergie est fournie par la source d'alimentation E. le courant de la charge augmente et la tension aux bornes du condensateur reste inchangée. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant ne dépasse pas une valeur donnée par $I = I_{ref} + \Delta I$ ou quand la tension flottante du condensateur est équilibré. Si une de ces conditions est violé, alors le système commute vers le mode ou q_3 ou q_1 .

- **Mode** $q = q_3$ avec ($u_1 = 0$ $u_2 = 1$) Les équations dynamiques des variables continues sont données par :

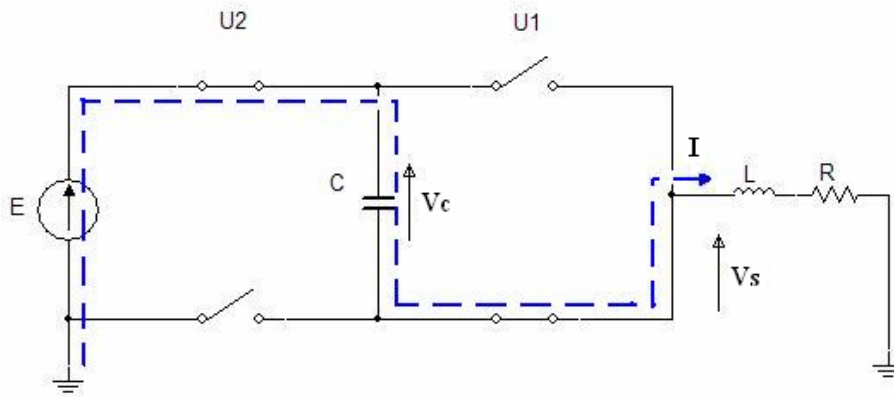


Figure I.6 : Convertisseur dans le mode q_3

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} .x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

En ce mode, la capacité prend de l'importance et l'énergie est fournie par la source de la tension E. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que la tension du condensateur n'excède pas la tension tolérée. Si cette condition est violée ou si le courant n'est pas dans la zone désirée, le système commute vers le mode q_2 ou q_4 . Le choix entre q_2 et q_4 est fait selon les conditions de la transition.

- **Mode** $q = q_4$ avec ($u_1 = 0$ $u_2 = 0$) Les équations dynamiques des variables continues sont données par :

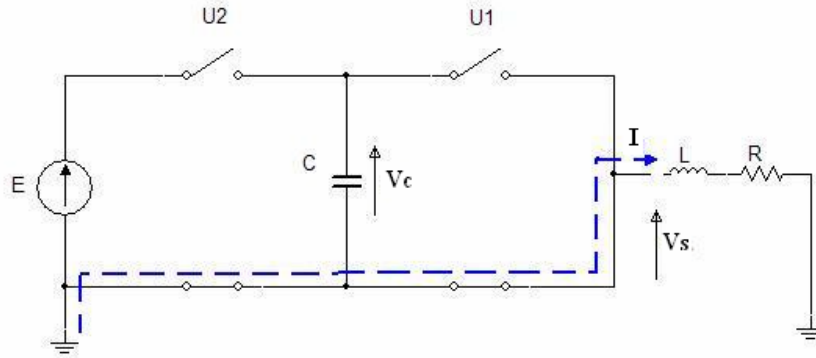


Figure I.7 : Convertisseur dans le mode q_4

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} . x \tag{I.12}$$

En ce mode, aucune source de tension n'est appliquée aux bornes de la charge. On est dans la phase de roue libre. La tension flottante du condensateur n'évolue pas mais le courant de la charge diminue exponentiellement.

le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant n'est pas inférieur à une valeur donné par $I = I_{ref} - \Delta I$ et si la tension flottante demeure équilibrée. Si une de ces conditions est alors violé le système commute vers le mode q_1 ou q_3 .

Maintenant, nous pouvons donner ainsi les conditions de l'invariance pour chaque mode:

Invariance du mode q_1

$$X(q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_c - V_{cref}| \leq \epsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta i)]\} \tag{I.13}$$

Invariance du mode q_2

$$X(q_2) = \{x \in R^2 : [(|V_c - V_{cref}| \leq \epsilon) \wedge (I < I_{ref}^-)] \vee [I \leq I_{min}]\} \tag{I.14}$$

Invariance du mode q_3

$$X(q_3) = \left\{ x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta i)] \right\} \quad (I.15)$$

Invariance du mode q_4

$$X(q_4) = \left\{ x \in R^2 : [(|V_c - V_{cref}| < \varepsilon) \wedge (I > I_{ref}^-)] \vee [I \geq I_{max}] \right\} \quad (I.16)$$

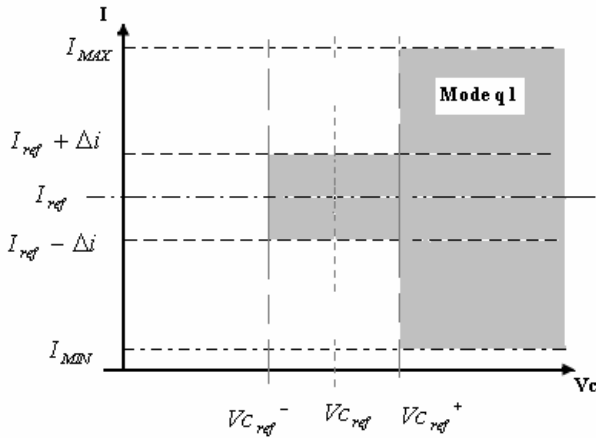


Figure I.8 : Domaine du mode q_1

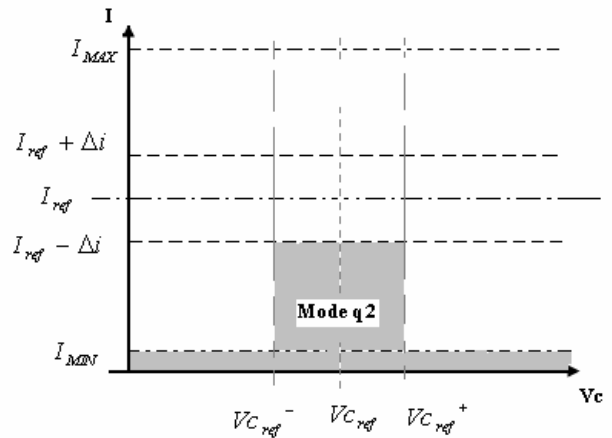


Figure I.9 : Domaine du mode q_2

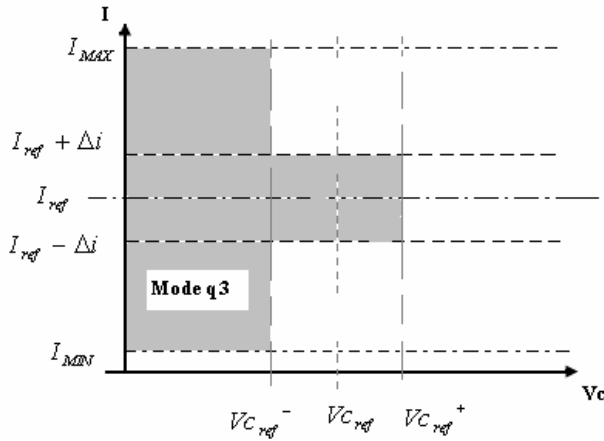


Figure I.10 : Domaine du mode q_3

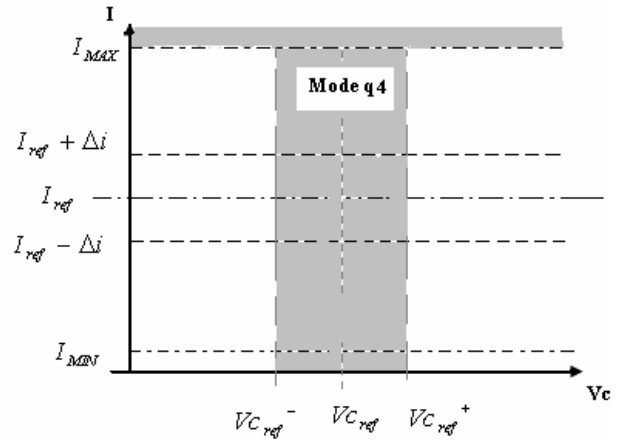


Figure I.11 : Domaine du mode q_4

Les ensembles de transitions sont définis par :

$$E = \left\{ (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } : i, j = 1, \dots, 4 \right\} \quad (I.17)$$

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

$$G(q_1, q_2) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \leq I_{min})] \right\} \quad (I.18)$$

$$G(q_2, q_1) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \right\} \quad (I.19)$$

$$G(q_2, q_3) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \right\} \quad (I.20)$$

$$G(q_3, q_2) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min})] \right\} \quad (I.21)$$

$$G(q_3, q_4) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I \geq I_{max})] \right\} \quad (I.22)$$

$$G(q_4, q_3) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \right\} \quad (I.23)$$

$$G(q_4, q_1) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \right\} \quad (I.24)$$

$$G(q_1, q_4) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- \leq I \leq I_{max})] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \geq I_{max})] \right\} \quad (I.25)$$

Remarque : Les autres transitions : $G(q_1, q_3)$, $G(q_3, q_1)$, $G(q_2, q_4)$ et $G(q_4, q_2)$ ne sont pas tolérées parce qu'ils ne se conforment pas à la règle de l'adjacence.

Les conditions initiaux du système sont défini par:

$$Init = \{q_2\} \times \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : (V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min}) \right\} \quad (I.26)$$

La figure (I.12) présente le modèle hybride du convertisseur a deux cellules. La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et les conditions de transitions au dessus des flèches (avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$). Quand une condition de la transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions de l'invariance et des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage de la tension flottante V_c et du courant de charge I autour des valeurs de référence.

Nous notons que les modes q_1 et q_3 interviennent principalement pour le réglage de la tension flottante. Les deux autres modes q_2 et q_4 sont employés pour le réglage du courant de charge quand la tension flottante est équilibrée ou quand le courant excède les bornes extrêmes.

A l'état initial, le courant de charge atteint son maximum I_{max} pour permettre un chargement rapide du condensateur flottant.

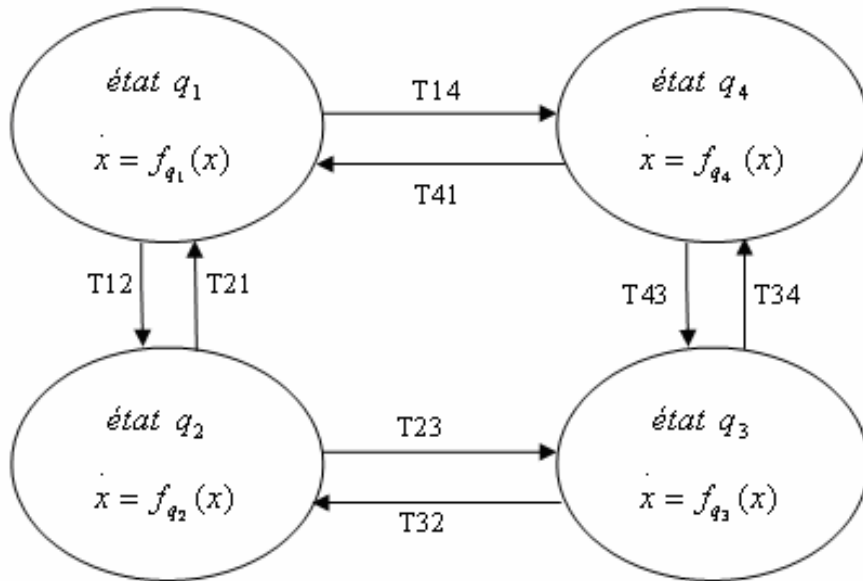


Figure I.12: Le modèle hybride du convertisseur à deux cellules

La figure I.13 présente la trajectoire du convertisseur à deux cellules dans le plan de la phase.

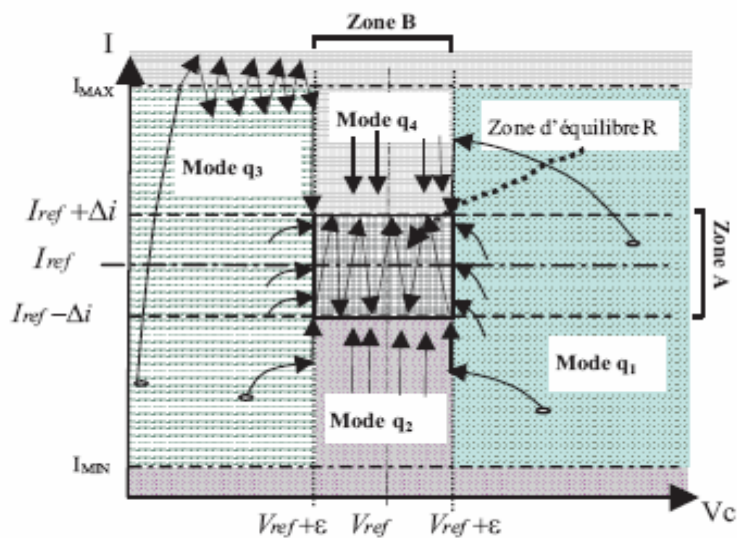


Figure I.13 : La convergence du convertisseur à deux cellules

I.3.2. Analyse de la commande d'un convertisseur à deux cellules

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander la tension flottante V_c et le courant de charge I , autour de leurs valeurs de références. Dans cette section, nous prouverons que les ensembles d'invariance et les transitions précédemment définies permettent d'assurer cet objectif [BEN 06].

I.3.2.1. Théorème

Considérons le système d'un convertisseur à deux cellules et laissons être la transition de commutation entre les modes. Ainsi, l'initialisation de toute trajectoire de n'importe quel mode, convergent vers la région R qui est globalement attractive et invariable.

I.3.2.2. Démonstration

- La bande $B = \{x \in R^2; V_{cref}^- \leq V_c \leq V_{cref}^+\}$ est globalement attractive.
- La bande $A = \{x \in R^2; I_{ref}^- \leq I \leq I_{ref}^+\}$ est globalement attractive.

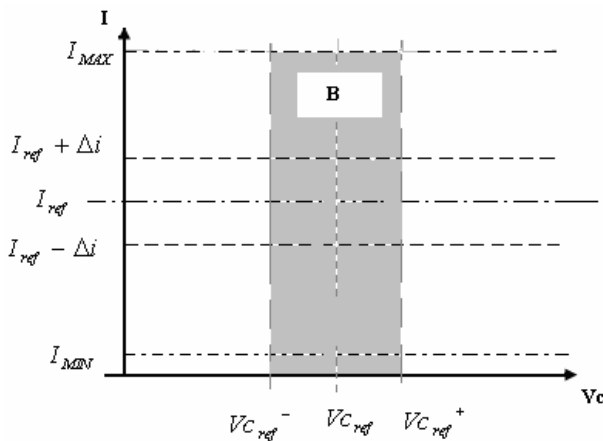


Figure I.14 : La bande B du convertisseur

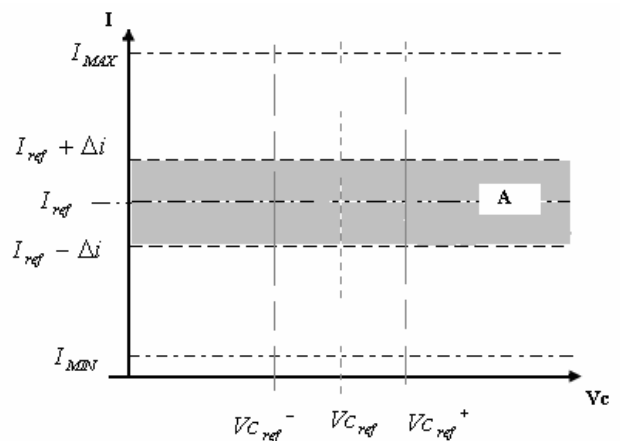


Figure I.15 : La bande A du convertisseur

- La zone d'équilibre R est définie par l'intersection des deux bandes A et B. $R = \{x \in B \cap A\}$ est globalement attractive et invariable. Dans d'autres termes, cette commande garantie la pratique du point de référence (V_{cref}, I_{ref}) .

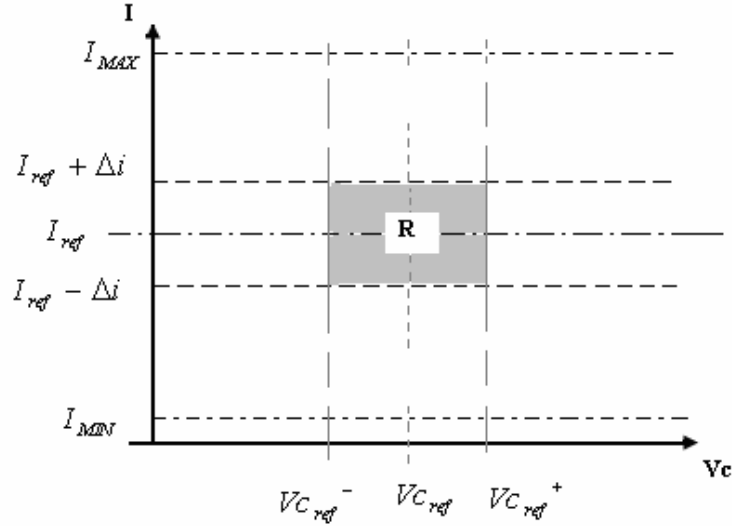


Figure I.16 : La zone d'équilibre du convertisseur

- **Mode** $q = q_1$ en dehors de la zone d'équilibre, ce mode est gardé tant que la tension V_c n'atteint pas V_{cref}^+ , ou que le courant ne dépasse pas I_{max} .

Ainsi en ce mode, il y a deux lignes de commutation:

- $\Delta_1 = I - I_{max}$, autours de cette plage, on commute entre q_4 et q_1 .
- $\Delta_{21} = V_c - V_{cref}^+$, autour de cette plage et selon la valeur du courant, on commute soit entre q_4 et q_1 , soit entre q_1 et q_2 .

Autour de la plage Δ_1 , on a un mouvement de glissement. En effet, on a :

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0} \Delta_1 \frac{dI}{dt} < 0 \text{ et } \lim_{\Delta_1 \rightarrow 0} \Delta_1 \frac{dI}{dt} > 0 \tag{I.26}$$

La trajectoire glisse jusqu'à la ligne ($\Delta_2 = 0$) et ainsi elle converge vers la zone R, La même conclusion est valable quand la trajectoire converge vers la droite ($\Delta_2 = 0$).

- **Mode** $q = q_2$ à l'intérieur de la bande, ce mode est gardé si le courant n'atteint pas la valeur $I_{ref} - \varepsilon$. On définit la fonction de LYAPUNOV :

$$M = \frac{1}{2} C (v_c - v_{cref})^2 + \frac{1}{2} L (I - I_{ref})^2 \tag{I.27}$$

Sa dérivée le long de la trajectoire de q_2 est :

$$\dot{M} = r(I - I_{ref})(E - Ir) \quad (I.28)$$

La dérivée est définie négative sur l'ensemble Xq_2 . Finalement, pour toutes les conditions initiales, les trajectoires commencent dans ce mode et converge vers la zone R.

- **Mode** $q = q_3$ en dehors de la zone d'équilibre, la commutation est assurée si la tension V_c n'atteint pas V_{cref}^- et que le courant de charge n'atteint pas la valeur maximale I_{max} ou la valeur minimale I_{min} .

Ainsi en ce mode, il y a deux lignes de commutation:

- $\Delta_1 = I - I_{max}$. Autour de cette ligne, on commute entre q_4 et q_3 .
- $\Delta_{23} = V_c - V_{cref}^-$. Autours de cette ligne et selon la valeur du courant, on commute entre q_4 et q_3 ou entre q_3 et q_2 .

Autour de la ligne $\Delta_1 = 0$, il y a un mouvement de glissement. En effet, on a :

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^+} \Delta_1 \frac{dI}{dt} < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^-} \Delta_1 \frac{dI}{dt} > 0 \quad (I.29)$$

Par symétrie, la trajectoire a les même propriétés que dans le mode q_1 et donc converge vers la zone R.

- **Mode** $q = q_4$. En dehors de la zone R, ce mode est gardé tant que le courant n'atteint pas I_{ref}^- . La dérivée de sa fonction de LYAPUNOV est donnée par :

$$\dot{M} = -rI(I - I_{ref}) \quad (I.30)$$

La dérivée est définie négative pour $I > I_{ref} + \varepsilon$. Ceci montre que si on démarre de ce mode, la trajectoire converge vers la zone R.

Finalement, quelque soit les conditions initiales, la trajectoire converge toujours vers la zone d'équilibre R, ce qui nous amène à montrer que R est invariable. Il est à noter que la limite de la zone R, selon la figure I.16 est :

$$\forall q_i \in Q \quad (v_c - v_{cref}, I - I_{ref})^T f_{q1} < 0 \quad (I.31)$$

Qui montre l'invariance de la zone.

I.3.3. Les résultats de la simulation

Pour la validation de ces propositions, nous avons simulé le convertisseur à deux cellules avec Simulink - Stateflow, ayant les paramètres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} L = 0.5 \text{ mH} ; R = 10 \text{ } \Omega ; C = 40 \text{ } \mu\text{F} \\ E = 1500 \text{ V} ; V_{ref} = \frac{E}{2} ; I_{ref} = 60 \text{ A} \\ I_{max} = 80 \text{ A} ; \Delta I = 5 \text{ A} ; \varepsilon = 20 \text{ V} \end{array} \right.$$

Les figures I.17 et I.18 présentent l'évolution de la tension aux bornes du condensateur flottant et du courant de charge. Les conditions initiales sont supposées nulles. La tension V_c augmente et se stabilise autour de sa valeur de référence. Sa valeur moyenne est égale à la moitié de la tension de la source E.

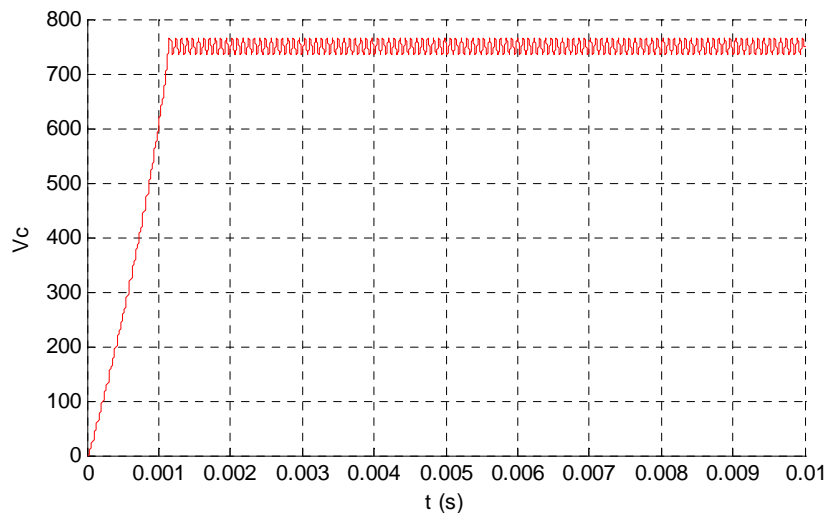


Figure I.17 : La tension flottante V_c

Le courant de charge est plus rapide que la tension flottante, il est nécessaire que I soit établi de sorte que V_c commence à augmenter à un degré significatif.

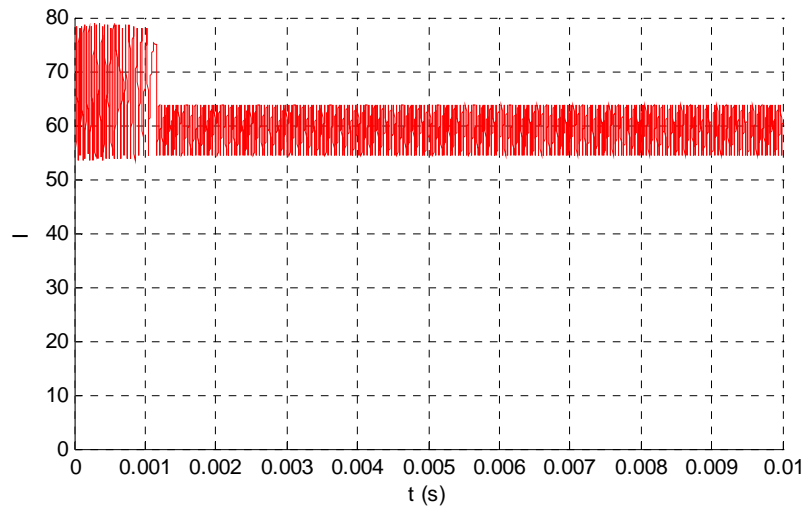


Figure I.18 : Le courant de charge I

Par conséquent, aussi longtemps que la tension V_c n'a pas atteint la valeur de référence, la variation de la tension de sortie V_s est importante et plus élevée que la moitié de la tension de la source comme le montre la figure I.19, le courant est alors fortement ondulé. Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations.

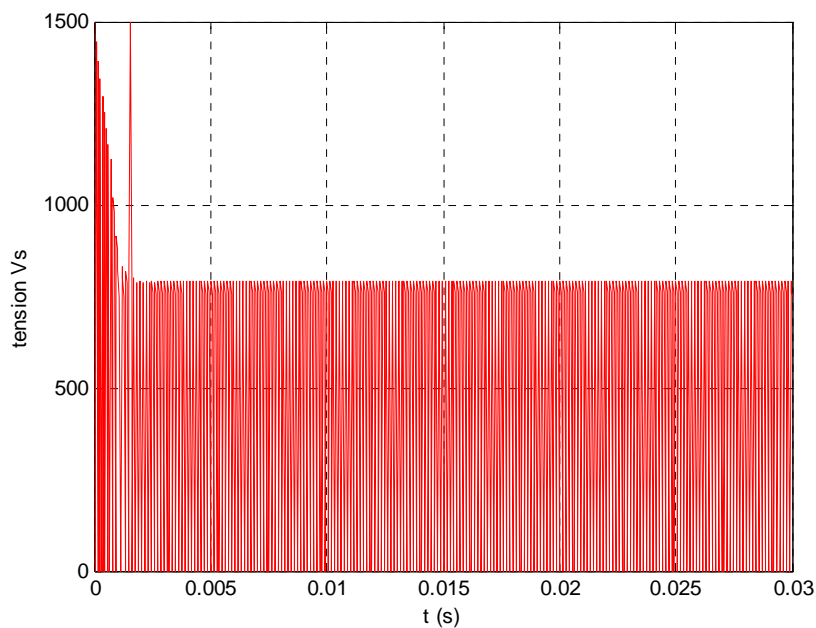


Figure I.19 : Evolution de la tension de sortie V_s

Pour commencer, les valeurs initiales nulles sont données au système à l'état q_2 . Le courant augmente rapidement mais la tension aux bornes du condensateur flottant reste nulle.

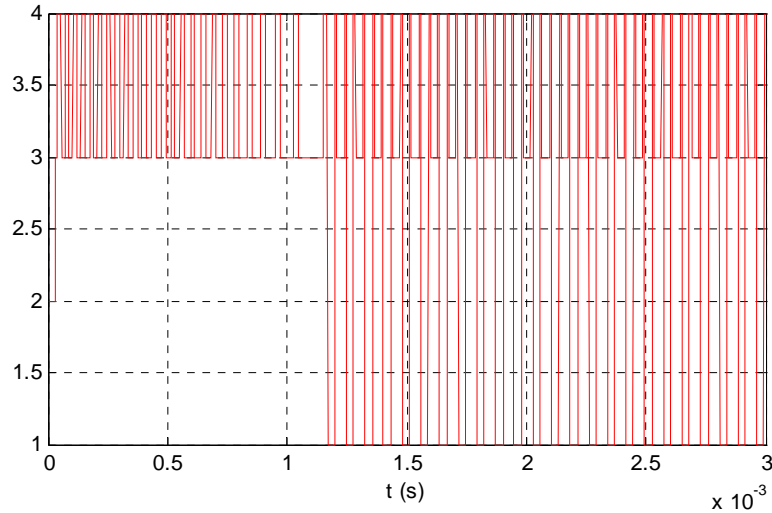


Figure I.20 : Evolution des transitions

Autant que le courant est élevé par rapport à la valeur minimale I_{min} , on commute vers le mode q_3 pour charger le condensateur. Cette étape continue aussi longtemps que le courant reste plus bas que I_{max} ou que la tension flottante demeure plus basse que V_{cref} . Si on atteint I_{max} avant, on commute vers le mode q_3 qui est caractérisé par la réduction du courant comme le montre les figures I.20 et I.21.

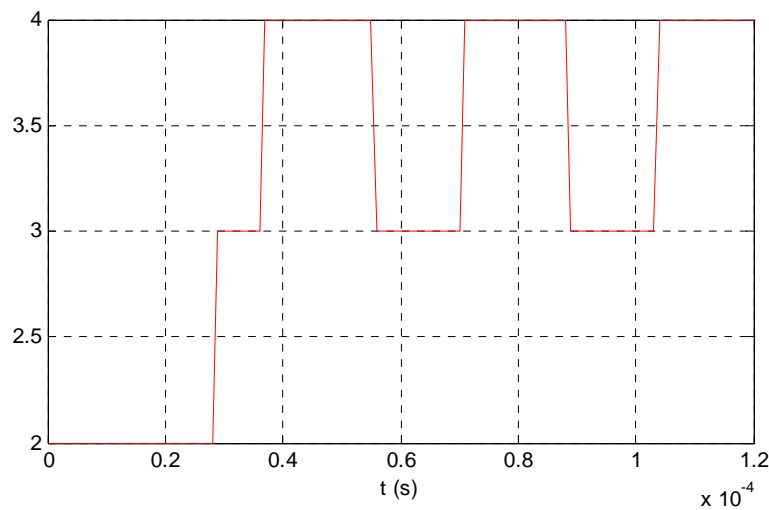


Figure I.21 : Les transitions

I.3.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons modélisé par l'approche hybride un convertisseur multicellulaire. Nous avons constaté que la structure de ce type de convertisseur se prête naturellement au modèle hybride, dû à la présence naturelle des variables discrètes et continues. Nous avons accentué l'opération de cette structure en employant le modèle des divers modes en choisissant une loi de commutation et les états imposants de la transition assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur. Ce type de commande exige la connaissance à tout moment des mesures de la tension flottante aussi bien que le courant de charge. Il serait intéressant de développer un ordre seulement basé à la mesure du courant de charge. Cette commande exige le développement d'un observateur hybride pour la tension flottante. Pour cela, un observateur par mode glissant sera présenté dans le chapitre III.

II.4. Modélisation hybride et simulation d'un convertisseur à trois cellules

II.4.1. Modélisation d'un convertisseur à trois cellules

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à trois cellules, illustré dans figure I.22 :

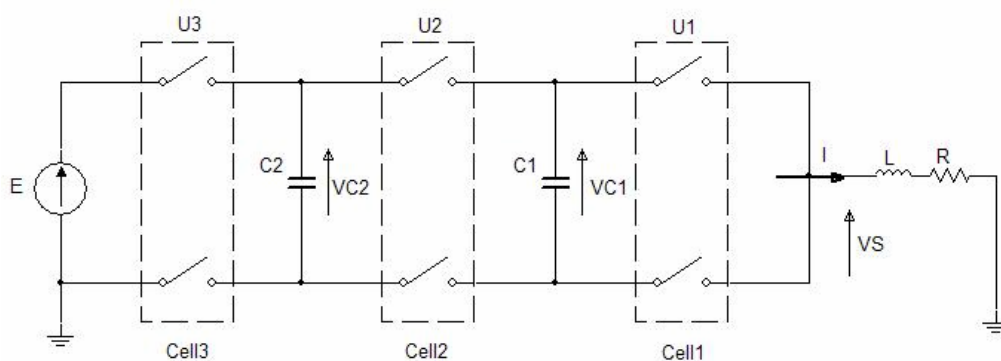


Figure I.22 : *Convertisseur à trois cellules*

A partir des équations (I.2), le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{c_1}(u_2 - u_1) \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2}(u_3 - u_2) \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{(u_3 - u_2)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L}u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

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 de référence suivantes :

$$I = I_{ref} \quad ; \quad V_{c1ref} = \frac{2}{3}E \quad ; \quad V_{c2ref} = \frac{1}{3}E \quad (\text{I.33.a})$$

$$V_{cref}^+ = V_{cref} + \varepsilon \quad ; \quad V_{cref}^- = V_{cref} - \varepsilon \quad (\text{I.33.b})$$

$$I_{cref}^+ = I_{cref} + \Delta i \quad ; \quad I_{cref}^- = I_{cref} - \Delta i \quad (\text{I.33.c})$$

Ainsi pour le convertisseur à trois cellules nous distinguons huit modes opérants donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$ Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = \mathbb{R}^2, \forall q_i \in Q$. En chaque mode, le vecteur fonctions f_q est linéaire.

Ici la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode sous la forme :

$$f_q(X) = A(q)X + b(q) \quad (\text{I.34})$$

Où X représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état du système $X = [V_{c1} \quad V_{c2} \quad I]^T$. Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

- **Mode $q = q_1$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 0]^T)$

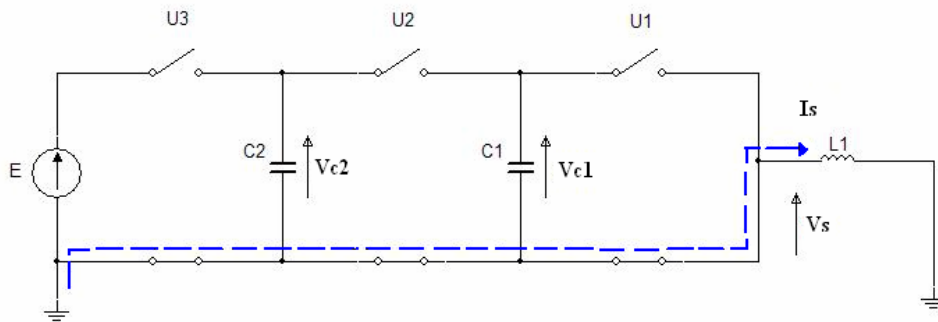


Figure I.23 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_1

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \underline{x} \tag{I.35}$$

- **Mode $q = q_2$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 0]^T)$

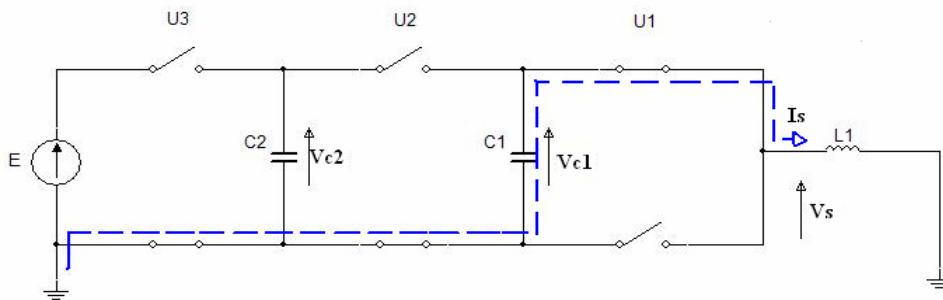


Figure I.24 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_2

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \underline{x} \tag{I.36}$$

- **Mode $q = q_3$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 0]^T)$

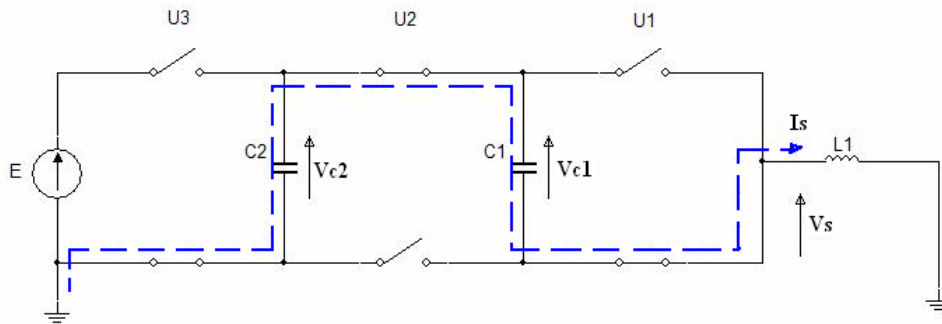


Figure I.25 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_3

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x \quad (I.37)$$

- **Mode $q = q_4$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 1 \ 0]^T)$

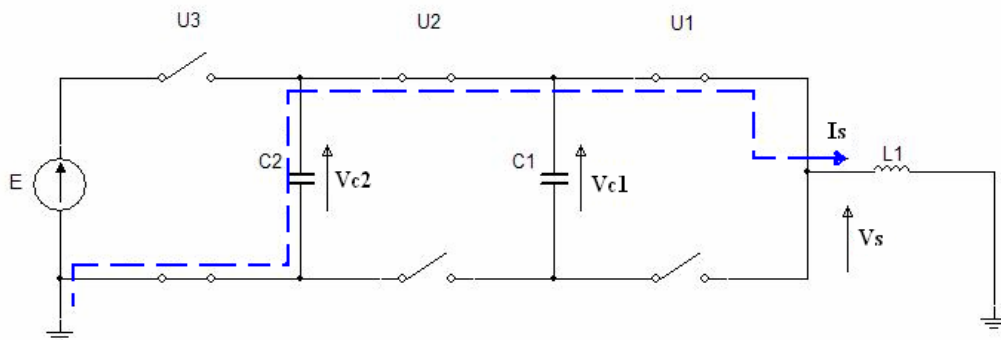


Figure I.26 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_4

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x \quad (I.38)$$

- **Mode $q = q_5$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 1]^T)$

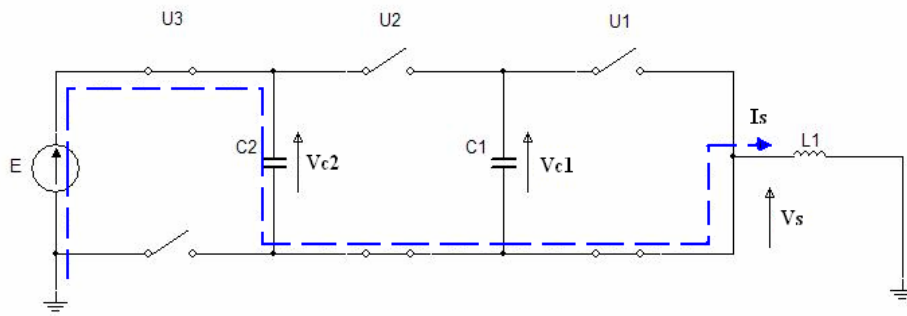


Figure I.27 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_5

$$f_{q_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

- **Mode $q = q_6$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 1]^T)$

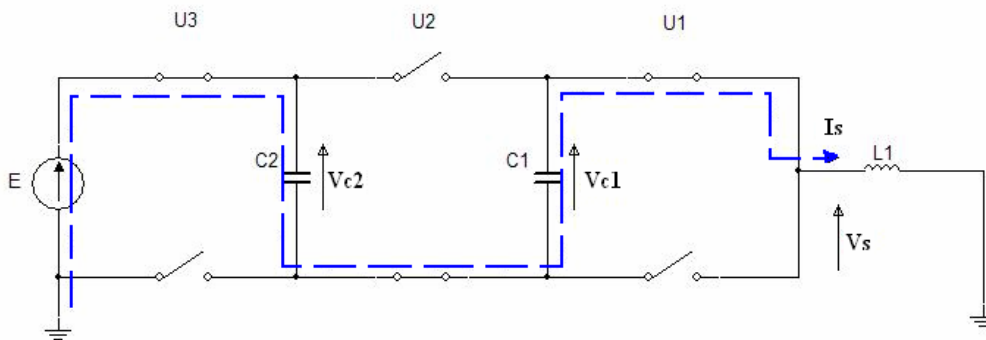


Figure I.28 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_6

$$f_{q_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

- **Mode $q = q_7$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 1]^T)$

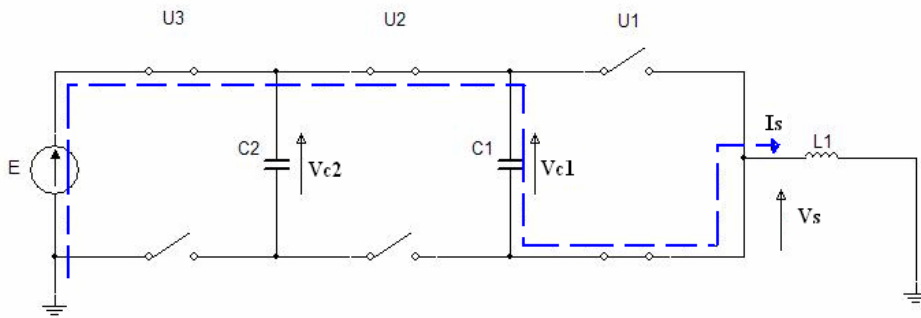


Figure I.29 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_7

$$f_{q_7}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

- **Mode $q = q_8$** : avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 1 \ 1]^T)$

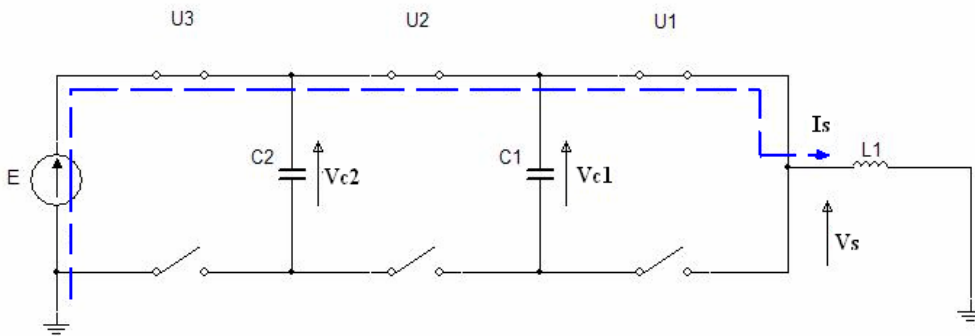


Figure I.30 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q_8

$$f_{q_8}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Les ensembles de transitions sont définis par:

$$E = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, 2, \dots, 8\} \quad (\text{I.43})$$

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

$$G(q_1, q_2) = \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (\text{I.44})$$

$$G(q_2, q_1) = \{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+)]\} \quad (\text{I.45})$$

$$G(q_1, q_3) = \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (\text{I.46})$$

$$G(q_3, q_1) = \{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+)]\} \quad (\text{I.47})$$

$$G(q_1, q_5) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \vee \\ [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \end{array} \right\} \quad (\text{I.48})$$

$$G(q_5, q_1) = \{x \in R^3 : [(I > I_{ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (\text{I.49})$$

$$G(q_2, q_4) = \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)]\} \quad (\text{I.50})$$

$$G(q_4, q_2) = \{x \in R^3 : [(I > I_{ref}) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^-)]\} \quad (\text{I.51})$$

$$G(q_2, q_6) = \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-)]\} \quad (\text{I.52})$$

$$G(q_6, q_2) = \{x \in R^3 : [(V_{c2} > V_{c2ref}^+)]\} \quad (\text{I.53})$$

$$G(q_3, q_4) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (\text{I.54})$$

$$G(q_4, q_3) = \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)]\} \quad (\text{I.55})$$

$$G(q_3, q_7) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (\text{II.56})$$

$$G(q_7, q_3) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (I > I_{ref})] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (I.57)$$

$$G(q_4, q_8) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(I > I_{ref}) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-)] \vee \\ [(V_{c2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref})] \end{array} \right\} \quad (I.58)$$

$$G(q_8, q_4) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \end{array} \right\} \quad (I.59)$$

$$G(q_5, q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (I.60)$$

$$G(q_6, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})]\} \quad (I.61)$$

$$G(q_5, q_7) = \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)]\} \quad (I.62)$$

$$G(q_7, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})]\} \quad (I.63)$$

$$G(q_6, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (I.64)$$

$$G(q_8, q_6) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{ref}) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (I.65)$$

$$G(q_7, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (I.66)$$

$$G(q_8, q_7) = \left\{ \begin{array}{l} x \in R^3 : [(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \vee \\ [(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{ref}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (I.67)$$

La figure I.31 présente le modèle hybride du convertisseur à trois cellules. La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et les conditions de transitions au dessus des flèches (avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$). Quand une condition de la transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions de l'invariance et des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et du courant de charge I , autour des valeurs de référence.

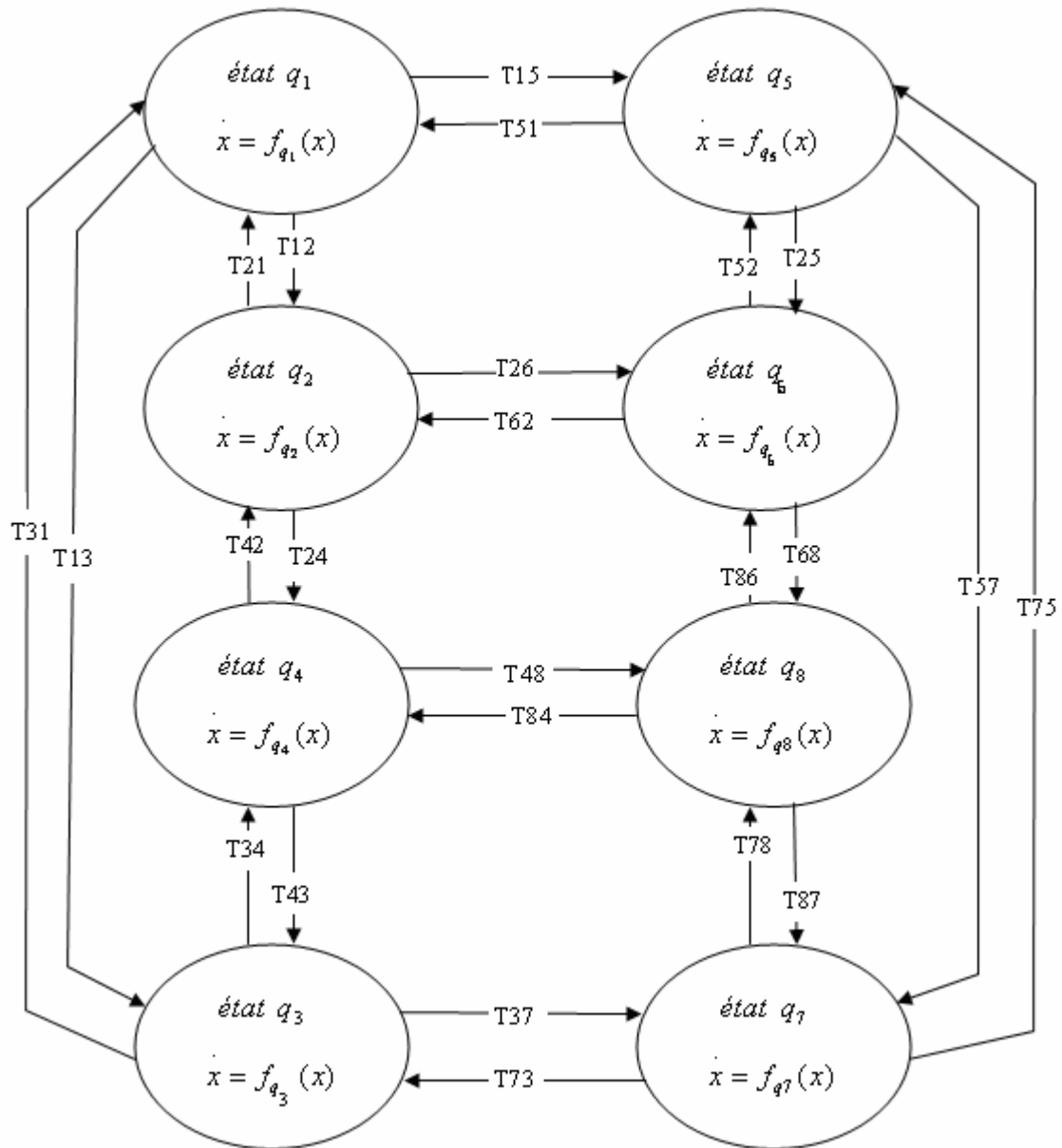


Figure I.31 : Le modèle hybride du convertisseur à trois cellules

II.3.2. Les 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 :

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

$$V_{c1ref} = E/3 ; V_{c2ref} = 2E/3 ; I_{ref} = 60 \text{ A} ; I_{max} = 80 \text{ A}$$

$$\varepsilon_1 = 0.02 V_{c1ref} ; \varepsilon_2 = 0.02 V_{c2ref} ; \Delta i = 0.09 I_{ref}$$

Les figures I.32, I.33 et I.34 montrent l'évolution des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I . Les tensions V_{c1} et V_{c2} augmentent et se stabilisent autour des valeurs de références. Le courant augmente plus rapidement que les tensions flottantes et il est fortement ondulé autour sa valeur de référence. Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations. Le courant est stabilisé après l'équilibrage des tensions internes V_{c1} et V_{c2} .

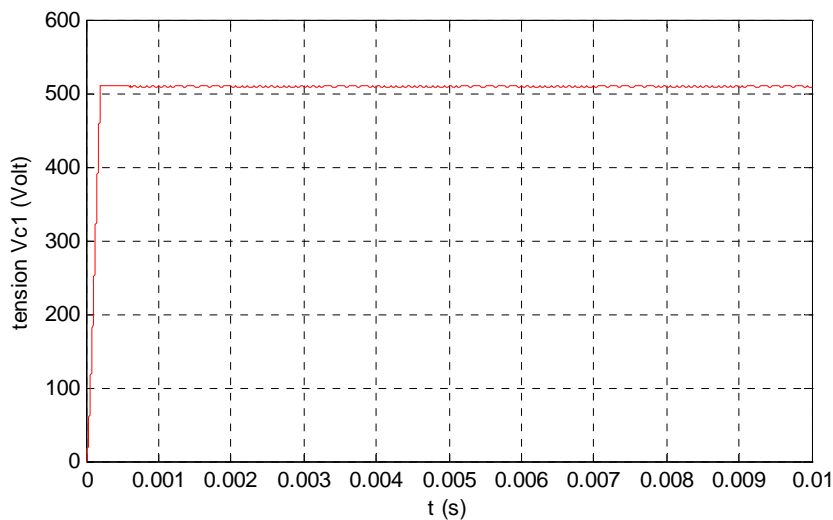


Figure I.32 : Evolution de la tension V_{c1}

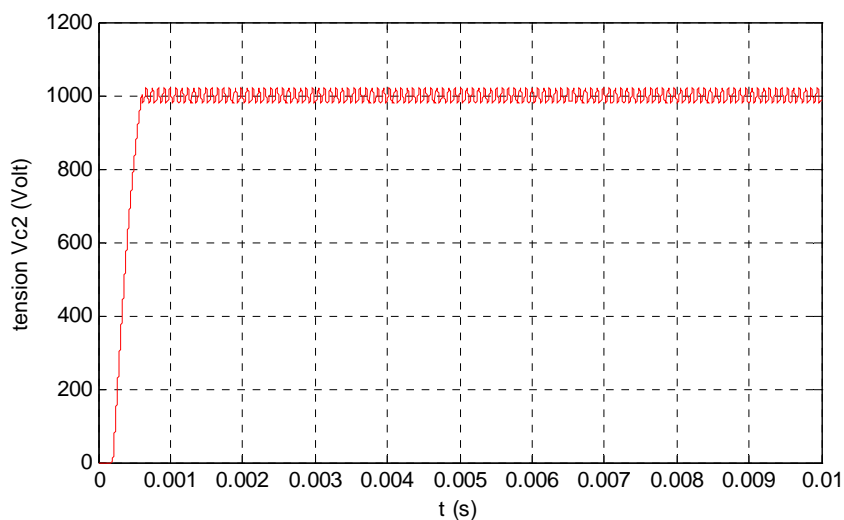


Figure I.33 : Evolution de la tension V_{c2}

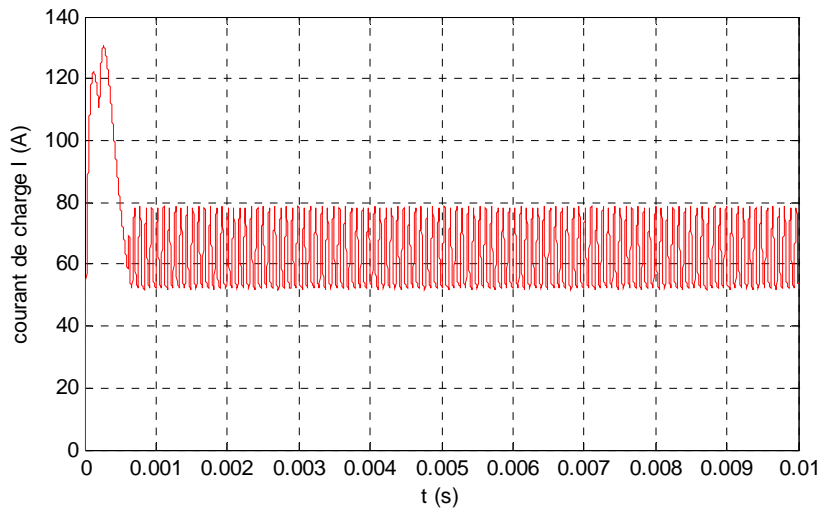


Figure I.34 : *Evolution du courant de charge I*

Les figures I.35 et I.36 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 les trois niveaux de la tension de sorti $E/3$, $2E/3$, E .

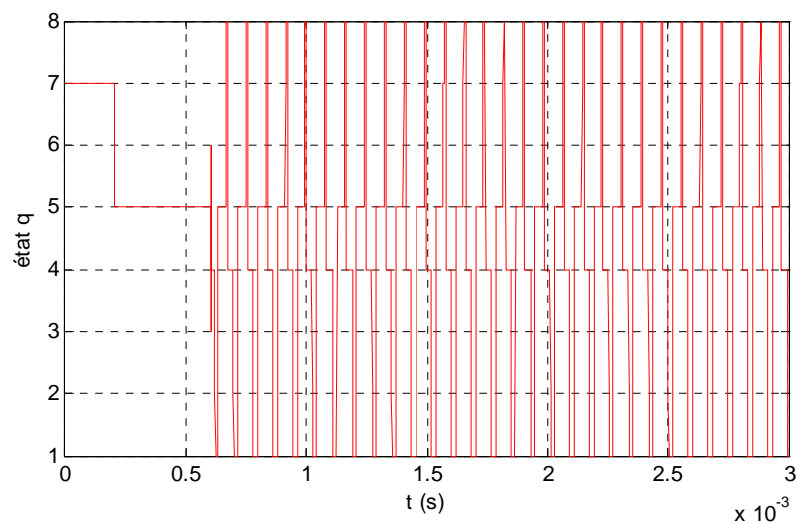


Figure I.35 : *Evolution des transitions*

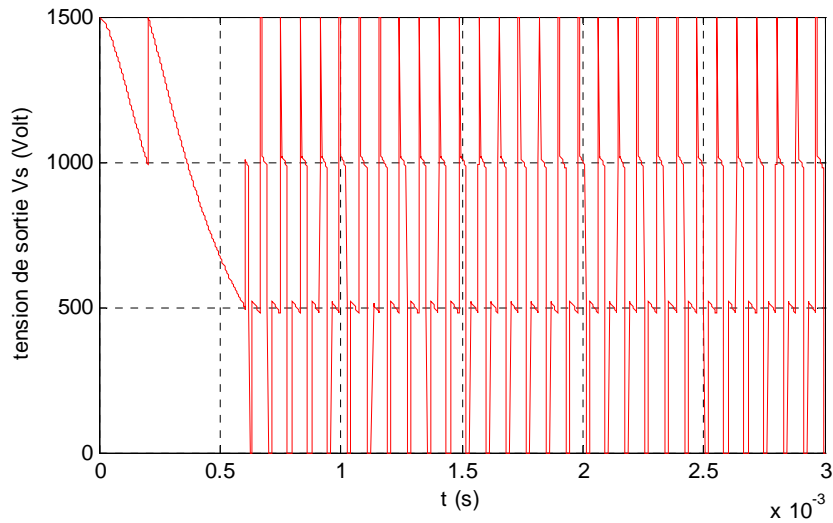


Figure I.36 : Evolution de la tension de sortie V_s

I.4.3. Conclusion

Le convertisseur à trois cellules peut s'écrire sous une forme hybride vu qu'il possède les deux cas : l'état continu dû aux variables continues et l'état discret dû aux différents interrupteurs.

Dans ce chapitre nous avons proposé une modélisation hybride pour mieux commander notre système. Cette nouvelle modélisation a permis de prendre en considération les deux modes pour mieux nous renseigner.

Pour pouvoir exploiter ce type de commande, il est nécessaire de connaître à tout moment les tensions de condensateur et le courant de charge. Pour cela, il est possible soit de les mesurer, soit de les estimer.

Chapitre

Commande Des

II

Convertisseurs Multicellulaires

II.1. Commande par mode glissant d'ordre supérieur d'une machine à courant continu sur la base d'un convertisseur multicellulaire

II.1.1. Introduction

L'objet principal de notre travail est de trouver une topologie de convertisseur quatre cadrans sur la base d'un convertisseur multicellulaire série [BET 05]. On a eu l'idée de mettre deux convertisseurs multicellulaires séries placés en tête bêche, voir figure II.2.

Le nombre de cellules doit être pair afin de satisfaire l'équilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs flottants.

Celui-ci fonctionne mais le nombre de cellules est trop important. Nous pouvons réaliser un convertisseur avec le même nombre de niveaux de tension mais avec seulement quatre cellules, ce qui permet de réduire le coût du convertisseur (réduction d'environ 30%). Cette possibilité est physiquement réalisable si nous prenons comme référence pour la charge un point milieu de la source de tension, voir figure II.1.

Nous pourrions réaliser le même convertisseur avec les mêmes niveaux de tension, soit $-E/2, -E/4, 0, E/4, E/2$, avec seulement trois cellules en déséquilibrant la valeur des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Mais cette solution n'est pas satisfaisante car la tension aux bornes des interrupteurs de la première cellule sera plus élevée que pour les autres cellules ce qui va contre la philosophie des convertisseurs multicellulaires.

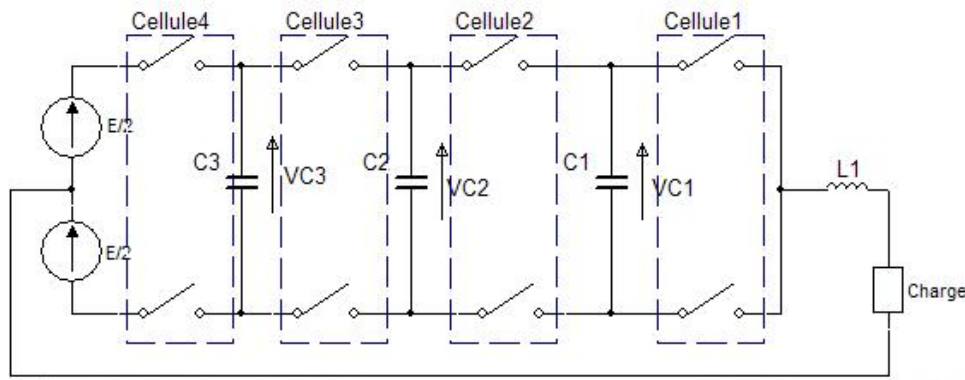


Figure II.1 : Convertisseur à 4 cellules

II.1.2. Commande directe d'un convertisseur multicellulaire

Pour la suite de notre travail, on choisit la première structure qui consiste à mettre deux convertisseurs multicellulaires en tête bêche puisqu'on dispose du matériel nécessaire au laboratoire de commande des processus de l'Ecole Nationale Polytechnique, pour faire l'implémentation en temps réel (Annexe A). Voir le schéma ci-dessus :

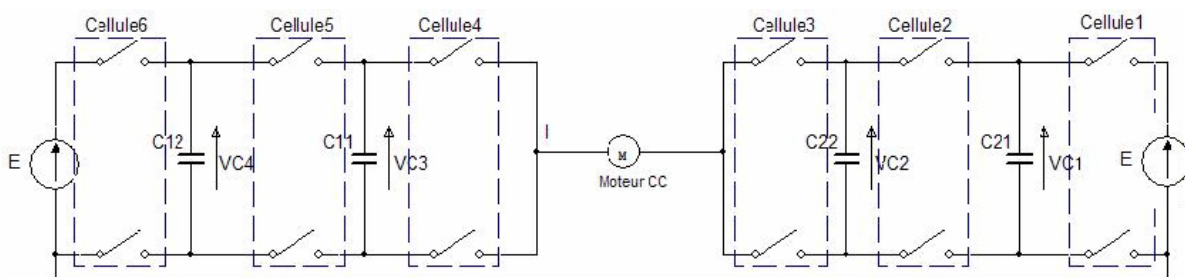


Figure II.2 : Structure du convertisseur multicellulaire à deux bras

Maintenant nous allons nous intéresser à la commande des interrupteurs, vu la structure interne du convertisseur, les interrupteurs d'une même cellule doivent être commandés en commande complémentaire afin d'éviter tout court-circuit franc de la source de tension.

Comme nous l'avons dit précédemment, grâce à ce type de structure de convertisseur, la tension de contrainte aux bornes des interrupteurs de commande est fortement diminuée comparée à celle d'un hacheur traditionnel. Un interrupteur bloqué doit tenir la tension :

$$V_{\text{int}} = V_{C(k)} - V_{C(k-1)}.$$

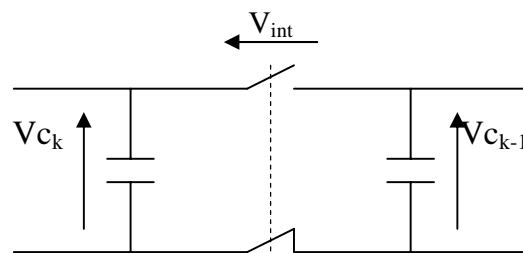


Figure II.3 : Cellule d'un convertisseur multicellulaire

Ce qui correspond, dans notre cas, à une tension de blocage égale à $V_{\text{int}} = \frac{E}{n}$ si les condensateurs sont normalement équilibrés, avec n le nombre de cellules. Donc il est plus facile de surdimensionner les semi-conducteurs d'un convertisseur multicellulaire que ceux d'un hacheur ce qui augmente la fiabilité de celui-ci.

Ensuite nous allons réaliser une commande directe du convertisseur. Cette commande devra conserver l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants quelque soit le sens du courant selon la nature de la charge (moteur ou génératrice) [BET 05].

Voici la table donnant la tension de sortie théorique V_s , la charge ou décharge des condensateurs (C_{21} , C_{22} , C_{12} , C_{11}) en fonction des commandes des interrupteurs (S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 , S_6 ,) et du sens du courant (I+, I-).

Tension de sortie V_s							Commande des interrupteurs						Equilibrage des condensateurs								N°	
													C21		C22		C11		C12			
-E	$-2^E/3$	$-E/3$	0	$E/3$	$2^E/3$	E	S1	S2	S3	S4	S5	S6	I+	I-	I+	I-	I+	I-	I+	I-		
			X				0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	
				X			0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	+	-	2
				X			0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	+	-	-	+	3
					X		0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	+	-	0	0	4	
				X			0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	-	+	0	0	5	
					X		0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	-	+	+	-	6	
					X		0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	-	+	7	
						X	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	8	
		X					0	0	1	0	0	0	0	0	+	-	0	0	0	0	9	
			X				0	0	1	0	0	1	0	0	+	-	0	0	+	-	10	
			X				0	0	1	0	1	0	0	0	+	-	+	-	-	+	11	
				X			0	0	1	0	1	1	0	0	+	-	+	-	0	0	12	
			X				0	0	1	1	0	0	0	0	+	-	-	+	0	0	13	
				X			0	0	1	1	0	1	0	0	+	-	-	+	+	-	14	
				X			0	0	1	1	1	0	0	0	+	-	0	0	-	+	15	
					X		0	0	1	1	1	1	0	0	+	-	0	0	0	0	16	
		X					0	1	0	0	0	0	+	-	-	+	0	0	0	0	17	
			X				0	1	0	0	0	1	+	-	-	+	0	0	+	-	18	
			X				0	1	0	0	1	0	+	-	-	+	+	-	-	+	19	
				X			0	1	0	0	1	1	+	-	-	+	+	-	0	0	20	
			X				0	1	0	1	0	0	+	-	-	+	-	+	0	0	21	
				X			0	1	0	1	0	1	+	-	-	+	-	+	+	-	22	

				X			0	1	0	1	1	0	+	-	-	+	0	0	-	+	23
					X		0	1	0	1	1	1	+	-	-	+	0	0	0	0	24
	X						0	1	1	0	0	0	+	-	0	0	0	0	0	0	25
		X					0	1	1	0	0	1	+	-	0	0	0	0	+	-	26
		X					0	1	1	0	1	0	+	-	0	0	+	-	-	+	27
			X				0	1	1	0	1	1	+	-	0	0	+	-	0	0	28
		X					0	1	1	1	0	0	+	-	0	0	-	+	0	0	29
			X				0	1	1	1	0	1	+	-	0	0	-	+	+	-	30
			X				0	1	1	1	1	0	+	-	0	0	0	0	-	+	31
				X			0	1	1	1	1	1	+	-	0	0	0	0	0	0	32
		X					1	0	0	0	0	0	-	+	0	0	0	0	0	0	33
			X				1	0	0	0	0	1	-	+	0	0	0	0	+	-	34
			X				1	0	0	0	1	0	-	+	0	0	+	-	-	+	35
				X			1	0	0	0	1	1	-	+	0	0	+	-	0	0	36
			X				1	0	0	1	0	0	-	+	0	0	-	+	0	0	37
				X			1	0	0	1	0	1	-	+	0	0	-	+	+	-	38
				X			1	0	0	1	1	0	-	+	0	0	0	0	-	+	39
					X		1	0	0	1	1	1	-	+	0	0	0	0	0	0	40
	X						1	0	1	0	0	0	-	+	+	-	0	0	0	0	41
		X					1	0	1	0	0	1	-	+	+	-	0	0	+	-	42
		X					1	0	1	0	1	0	-	+	+	-	+	-	-	+	43
			X				1	0	1	0	1	1	-	+	+	-	+	-	0	0	44
		X					1	0	1	1	0	0	-	+	+	-	-	+	0	0	45
			X				1	0	1	1	0	1	-	+	+	-	-	+	+	-	46
			X				1	0	1	1	1	0	-	+	+	-	0	0	-	+	47
				X			1	0	1	1	1	1	-	+	+	-	0	0	0	0	48
	X						1	1	0	0	0	0	0	0	-	+	0	0	0	0	49
		X					1	1	0	0	0	1	0	0	-	+	0	0	+	-	50
		X					1	1	0	0	1	0	0	0	-	+	+	-	-	+	51

			X				1	1	0	0	1	1	0	0	-	+	+	-	0	0	52
		X					1	1	0	1	0	0	0	0	-	+	-	+	0	0	53
			X				1	1	0	1	0	1	0	0	-	+	-	+	+	-	54
			X				1	1	0	1	1	0	0	0	-	+	0	0	-	+	55
				X			1	1	0	1	1	1	0	0	-	+	0	0	0	0	56
X							1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	57
	X						1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	+	-	58
	X						1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	+	-	-	+	59
		X					1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	+	-	0	0	60
	X						1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	-	+	0	0	61
		X					1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	-	+	+	-	62
		X					1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	-	+	63
			X				1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	64

Tableau II.1 : Commande des interrupteurs

Dans les colonnes concernant l'équilibrage des condensateurs, les 0 traduisent une inutilisation du condensateur, les + correspondent à une augmentation de la charge du condensateur tandis que les - interprètent une diminution.

Grâce à cette table nous pouvons établir une loi de commande permettant de maintenir l'équilibrage des condensateurs en considérant que le courant est constant sur une période de découpage. Comme nous pouvons le voir également, si nous voulons générer une tension de $-E$ ou $+E$, les condensateurs ne sont pas sollicités. Par contre si nous voulons produire une tension de $-E/3$, $-2E/3$, $E/3$ ou $2E/3$ pour garder l'équilibrage des condensateurs il faudra utiliser trois cycles de commande différents. Si on veut, de même, pour générer une tension nulle il nous faudra utiliser soit deux cycles soit trois afin de conserver l'équilibrage des condensateurs.

Comme nous pouvons le constater dans le tableau ci-dessus, ce convertisseur permet de générer sept niveaux de tensions différents. Pour avoir une meilleure précision lors de la commande de la machine à courant continu; nous pouvons générer douze valeurs de tensions (moyenne), à partir des sept tensions de référence en appliquant 4 niveau de tension lors d'une période de découpage. Ce choix est arbitraire, nous aurions pu en générer neuf ou plus...

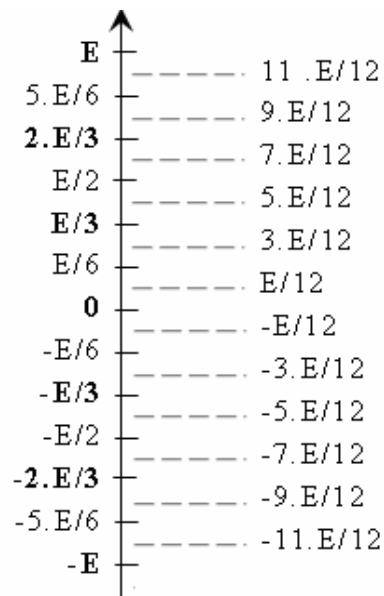


Figure II.4 : Diagramme des niveaux de tension

Voici, sur le diagramme ci-dessus, les tensions pouvant être générées (à gauche) à partir des sept niveaux de base et les seuils de tensions (à droite) permettant de générer la commande des interrupteurs.

Pour générer nos treize valeurs de tension possibles, nous avons divisé la période d'échantillonnage en six. De plus, sachant qu'il faut trois cycles de commande pour garder l'équilibrage des condensateurs, nous avons de nouveau subdivisé par deux la période de découpage du convertisseur.

En fait, grâce à cette division par douze de la fréquence de découpage, les interrupteurs fonctionnent à une fréquence classique de découpage du convertisseur mais la charge, elle, voit une fréquence de douze fois la fréquence de découpage ce qui a l'avantage de réduire la taille des composants de filtrage (inductance) en sortie du convertisseur et autorise donc également des dynamiques de réglage plus courtes. Par la même occasion, la fréquence de découpage des interrupteurs peut être réduite afin de diminuer les pertes par commutation, il faut trouver un bon compromis entre pertes et volume du convertisseur.

La commande, que nous avons réalisée, est une commande directe et intuitive. Nous avons généré l'algorithme de façon logique, de manière à garder l'équilibrage des condensateurs tout en limitant le nombre de commutation. Voici quelques exemples des commandes successives afin de générer une tension voulue. La dernière ligne de la table fait référence au tableau II.1 : « Commande des interrupteurs ».

Nous appliquons successivement douze commandes lors d'une période de découpage du convertisseur.

- Génération de la tension $5.E / 6$ (si I positif ou négatif)

	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12
S1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S4	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S5	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
S6	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1
n°	4	4	4	8	6	6	6	8	7	7	7	8

Tableau II.2 : Génération de la tension $5.E / 6$

Sur le premier chronogramme, nous pouvons remarquer l'équilibrage des condensateurs. Et sur le deuxième, nous visualisons la commande correspondante.

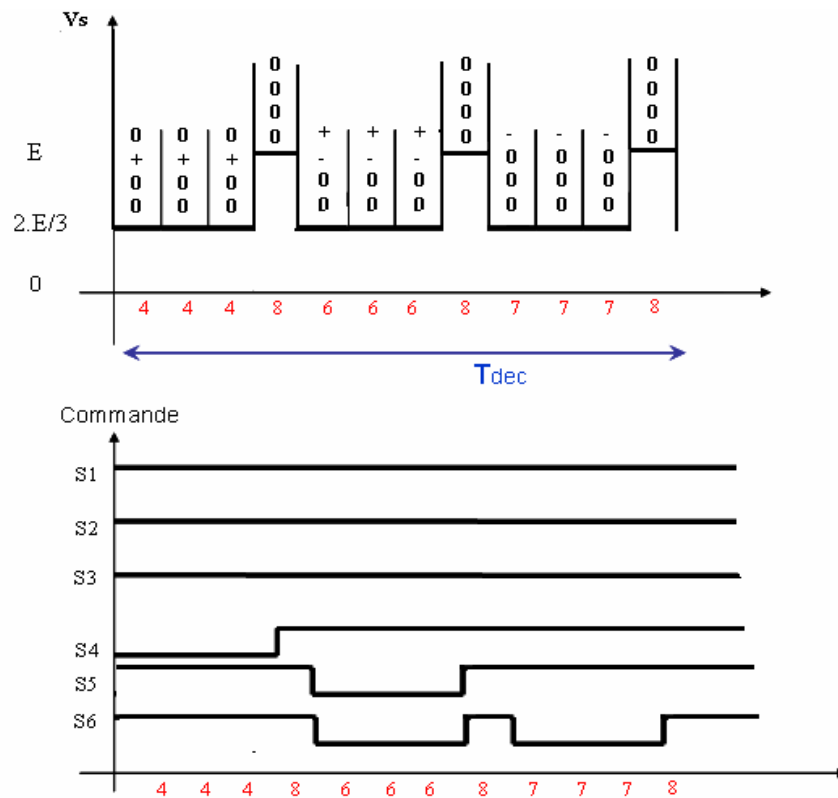


Figure II.5 : Chronogramme de l'équilibrage des condensateurs et la commande appropriée

Voici le tableau récapitulatif des commandes successives qu'il fait appliquer pour obtenir une moyenne de la tension désirée sur une période d'échantillonnage.

	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12
E	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
5^E/6	4	4	4	8	6	6	6	8	7	7	7	8
2^E/3	4	4	4	4	6	6	6	6	7	7	7	7
E/2	2	2	2	8	3	3	3	8	5	5	5	8
E/3	2	2	2	2	3	3	3	3	5	5	5	5
E/6	2	1	1	1	7	1	1	1	8	1	1	1
0	10	10	10	10	19	19	19	19	37	37	37	37
-E/6	63	64	64	64	58	64	64	64	57	64	64	64
-E/3	9	9	9	9	17	17	17	17	33	33	33	33
-E/2	63	63	63	57	62	62	62	57	60	60	60	57
-2^E/3	25	25	25	25	41	41	41	41	49	49	49	49
-5^E/6	61	61	61	57	59	59	59	57	58	58	58	57
-E	57	57	57	57	57	57	57	57	57	57	57	57

Tableau II.3 : Algorithme de commande

II.1.3. Commande par mode glissant

II.1.3.1. Principes

La commande par modes glissants est un type de commande à structure variable qui est Synthétisée de manière à contraindre le système à rester sur une surface de glissement voulue. La surface de glissement est sélectionnée de telle sorte que l'objectif soit réalisé que ce soit la stabilisation du système ou la poursuite de trajectoire [AIM 03].

Le signal de commande peu prendre deux valeur selon qu'on soit au dessus ou au dessous de la surface de glissement :

$$U(x) = \begin{cases} U^+(x) = \alpha(x) - K & \text{si } S > 0 \\ U^-(x) = \alpha(x) + K & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

II.1.3.2. Avantages et inconvénients

Il y a plusieurs avantages à utiliser cette technique de commande : tout d'abord, le comportement dynamique résultant peut être déterminé par le choix d'une surface adéquate. Ensuite, la réponse du système en boucle fermée est totalement insensible à une classe particulière d'incertitudes paramétriques, ce qui fait de cette méthode une commande très robuste. De plus, elle a l'avantage d'être facile à mettre en œuvre même dans le cas de systèmes non linéaires. La commande par mode glissant permet également d'utiliser les mêmes paramètres quelque soit l'effet voulu contrairement à une correction P.I.D.

Cette technique de rétroaction étant de type discontinu, elle se révèle particulièrement bien adaptée au contrôle des entraînements électriques car les entrées de tels systèmes (convertisseurs) sont généralement des signaux électriques binaires donc discontinus par nature.

En revanche, le principal inconvénient de cette technique de commande vient du fait qu'elle soit basée sur une utilisation discontinue du système, c'est-à-dire que la commande générera une multitude de fréquences afin de suivre sa consigne. Il faudra donc prendre des précautions afin de ne pas polluer le réseau électrique placé en amont. Les convertisseurs statiques, tel qu'un multicellulaire, sont adaptés à ce type de commande vue les organes internes (semi-conducteurs de puissance).

II.1.3.3. Mode de glissement d'ordre supérieur (ordre 2)

Le phénomène de broutement par l'usure prématuré des organes de commandes et par la sollicitation de dynamiques rapides non modélisés, est le principal frein à l'utilisation généralisée des modes glissants dans des applications industrielles. Toute fois les travaux du chercheur (Emel'yanov et al) [BET 05] sur de nouvelles façons de glissement qui permettent de réduire, voir supprimer ce phénomènes indésirable.

Pour les algorithmes les plus réponsus (ordre 2), il s'agit de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie, c'est-à-dire obtenir en temps fini :

$$S = \frac{dS}{dt} = 0 \quad (\text{II.2})$$

Et le système est défini par l'équation différentielle :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t, u) \quad (\text{II.3})$$

Pour laquelle f est une fonction C^1 par rapport à chacune de ces variables et où la fonction contrainte $S = S(t, x)$ est une fonction C^2 par rapport à la commande U (c'est-à-dire qu'il faut dériver S deux fois par rapport au temps pour voir apparaître explicitement u). Donc le système doit être de degré relatif deux par rapport à la fonction S .

$$\frac{d^2S}{dt^2} = c(x, t) + \alpha(t, x, u).u \quad (\text{II.4})$$

II.1.3.4. Algorithme du Twisting

Nous avons utilisé l'algorithme du Twisting [FLO 00] afin de commander la machine à courant continu. La création de l'algorithme de commande se décompose en plusieurs parties : tout d'abord, il faut modéliser le système que nous voulons commander. Ensuite, il faut déterminer une surface de manière à obtenir un régime glissant ayant les propriétés dynamiques désirées. Enfin, nous générons une loi de commande discontinue paramétrée par l'algorithme ci-dessous.

Nous définissons une surface S qui nous permettra de paramétrer la dynamique voulue, ensuite nous exprimons S en fonction du modèle du système et nous dérivons deux fois :

$$\ddot{S} = S.A.(A.x + B.u + D.di) + S.B.\dot{u} + S.D.\dot{d}i \quad (\text{II.5})$$

Nous obtenons \ddot{S} dépendant de l'état du système, des entrées et des perturbations.

$$\ddot{S} = C(x, u, di, \dot{di}) + S.B.\dot{u} \quad (\text{II.6})$$

Nous réalisons une identification des équations et nous en déduisons les constantes ci-dessous.

$$\left| C(x, u, di, \dot{di}) \right| < C_0 \quad \text{et} \quad 0 < K_m \leq SB < K_M \quad (\text{II.7})$$

Ensuite, nous calculons les composantes α_m et α_M qui paramètreront les lois de commandes du Twisting.

$$\alpha_m = 4. \frac{K_M}{S_0} \quad \text{OU} \quad \alpha_m = \frac{C_0}{K_m} \quad \alpha_M = \frac{2.C_0}{K_m} + \frac{K_M.\alpha_m}{K_m} \quad (\text{II.8})$$

Enfin, nous implantons l'algorithme de commande (Twisting) :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & si & \|u\| \geq u_{\max} \\ -\alpha_M \cdot sign(S) & si & S.\dot{S} > 0 \quad \text{et} & \|u\| \leq u_{\max} \\ -\alpha_m \cdot sign(S) & si & S.\dot{S} \leq 0 \quad \text{et} & \|u\| \leq u_{\max} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.1.3.5. Application au contrôle de la vitesse d'une machine à courant continu

Le fonctionnement d'une M.C.C. est régi par une équation mécanique, deux équations électromagnétiques et une équation électrique. Ces quatre équations permettent de réaliser une modélisation de la machine à asservir dépendant des paramètres internes de celle-ci [FLO 00].

$$J. \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r, \quad \Gamma_{em} = k.I, \quad E = k.\Omega, \quad U = L. \frac{di}{dt} + R.i + E \quad (\text{II.10})$$

J (en N.m.s²) : moment d'inertie total ramené à l'arbre moteur.

Ω (en rad/s) : vitesse de rotation de l'arbre moteur.

Γ_{em} (en N.m) : couple électromagnétique délivré par la M.C.C.

Γ_r (en N.m) : couple résistant.

k (en V.s) : constante électromagnétique de la machine.

E (en V) : force électromotrice de la machine.

U (en V) : tension d'induit de la machine.

L (en H) : inductance du bobinage de la machine.

R (en Ω) : résistance du bobinage de la machine.

Le but de cette partie est d'appliquer l'algorithme précédent à l'asservissement, en poursuite, de la vitesse de rotation d'une machine à courant continu.

Nous allons donc définir « e » : l'erreur entre la vitesse de rotation du moteur et la vitesse de rotation voulue.

$$e = \Omega - \Omega_{ref} \quad (\text{II.11})$$

Ensuite nous choisissons s , la surface de glissement, du type :

$$S = e + \tau \cdot \frac{de}{dt} = (\Omega - \Omega_{ref}) + \tau \cdot \frac{d}{dt} (\Omega - \Omega_{ref}) \quad (\text{II.12})$$

Avec cette surface, le système adopte un comportement dynamique du premier ordre avec comme constante de temps τ .

Nous exprimons s en fonction des données du système :

$$S = \Omega - \Omega_{ref} + \frac{\tau}{J} \cdot k \cdot I - \frac{\tau}{J} \cdot \Gamma_r - \tau \cdot \dot{\Omega}_{ref} \quad (\text{II.13})$$

Nous dérivons une première fois :

$$\dot{S} = \frac{\tau.k}{J.L} U_M + \frac{k}{J} \left(1 - \frac{R.\tau}{L}\right) I - \frac{\tau.k^2}{J.L} \Omega - \dot{\Omega}_{ref} - \tau.\ddot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \Gamma_r - \frac{\tau}{J} \dot{\Gamma}_r \quad (\text{II.14})$$

Nous dérivons une seconde fois, ce qui nous donne :

$$\ddot{S} = a.\dot{U}_M + b.U_M + c.I + d.\Omega + e.\ddot{\Omega}_{ref} + f.\ddot{\Omega}_{ref} + g.\Gamma_r + h.\dot{\Gamma}_r + i.\ddot{\Gamma}_r \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$a = \frac{\tau.k}{J.L} \quad b = \frac{k}{J.L} \left(1 - \frac{R.\tau}{L}\right) \quad c = -\frac{k}{J^2.L^2} [R.(J.L - R.J.\tau) + \tau.k^2.L] \quad (\text{II.16.a})$$

$$d = -\frac{k^2}{J.L} \left(1 - \frac{R.\tau}{L}\right) \quad e = -1 \quad f = -\tau \quad (\text{II.16.b})$$

$$g = \frac{\tau.k^2}{J.L^2} \quad h = -\frac{1}{J} \quad i = -\frac{\tau}{J} \quad (\text{II.16.c})$$

Nous remarquons, que la commande en tension U_M apparaît dès la première dérivation de s par rapport au temps. Nous prendrons donc \dot{U}_M comme nouvelle entrée du système. Nous réalisons en fait une extension dynamique de notre système. Nous intégrerons donc \dot{U}_M afin d'obtenir U_M comme consigne pour le convertisseur. Cela apporte l'avantage d'avoir une commande en entrée du convertisseur continûment variable grâce à l'intégrateur.

Grâce à cette équation, nous pouvons identifier les différents paramètres de l'algorithme du Twisting.

$$\ddot{S} = S.A(A.x + B.u + D.di) + S.B.\dot{u} + S.D.\dot{d}i \quad (\text{II.17})$$

$$\ddot{S} = C(x, u, di, \dot{d}i) + S.B.\dot{u} \quad (\text{II.18})$$

$$\left| C(x, u, di, \dot{d}i) \right| < C_0 \quad \text{et} \quad 0 < K_m \leq SB < K_M \quad (\text{II.19})$$

Maintenant il nous suffit de borner les variables de notre système afin de calculer les paramètres C_0 , K_m et K_M à appliquer à l'algorithme du Twisting.

$$K_m \leq \frac{\tau.k}{J.L} < K_M \quad (\text{II.20})$$

Nous rappelons que τ règle directement la dynamique du système.

Nous avons réalisé plusieurs simulations concernant l'application de l'algorithme du Twisting à la machine à courant continu. Ces simulations seront présentées par la suite. Les coefficients α_m et α_M du Twisting ont été calculé avec un programme MATLAB.

Cet algorithme permet de réaliser un asservissement en vitesse de la machine, en ne mesurant que la vitesse de rotation. Il suffit de créer un observateur pour la dérivée de la vitesse de rotation.

II.1.4. Les résultats de la simulation du point de vue du système complet

Nous avons modélisé la machine à courant continu avec des paramètres réels qui correspondent à ceux d'une machine réelle, dans le but de visualiser les effets de la commande par mode glissants.

$$R = 1 \quad \Omega \quad L = 10 \quad m.H \quad J = 0.1 \quad N.m.s^2 \quad K = 1.27 \quad V.s$$

Dans un premier temps nous avons réalisé, sous Simulink, le model équivalent de la machine auquel nous lui avons appliqué l'algorithme du Twisting. Dans cette partie nous présenterons les essais réalisés avec un τ de 0.01 et avec des conditions initiales nulles pour la vitesse de rotation et pour le courant de la machine. La machine n'étant également pas chargée.

Ce qui nous donne, dans ces conditions, comme paramètres de calcul de l'algorithme du Twisting (II.9) :

$$\alpha_M = 3.9108e + 005 \text{ et } \alpha_m = 6.1380e + 004$$

Ensuite, on complète la simulation en ajoutant le modèle complet du convertisseur et celui de sa commande. Les schémas sont fournis en annexe. Voici les cinq équations modélisant le convertisseur :

$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{dt} &= \frac{1}{C_{21}} \cdot (S_1 - S_2) \cdot I_{ch} \\ \frac{dV_2}{dt} &= \frac{1}{C_{22}} \cdot (S_2 - S_3) \cdot I_{ch} \\ \frac{dV_3}{dt} &= \frac{1}{C_{11}} \cdot (S_5 - S_4) \cdot I_{ch} \\ \frac{dV_4}{dt} &= \frac{1}{C_{12}} \cdot (S_6 - S_5) \cdot I_{ch} \\ V_S &= (S_6 + S_5 + S_4 - S_3 - S_2 - S_1) \cdot \frac{E}{3} \end{aligned} \quad (II.21)$$

Pour toutes nos simulations, les condensateurs seront initialement chargés à leurs tensions de fonctionnement. Nous nous intéresserons qu'au régime permanent. Le régime transitoire à l'allumage du convertisseur présente une multitude de problème, il faut charger les condensateurs avant d'utiliser le convertisseur.

Les équations réalisant la commande, voir tableau II.3 : « Algorithme de commande », ont été réalisées via des éléments logiques et des éléments de comparaison.

Nous avons effectué plusieurs essais en modifiant les conditions initiales et les paramètres du système. Tous les essais ont été satisfaisants.

Voici l'un des essais. Nous avons bouclé le système complet et initialisé certaines valeurs. Nous avons pris une vitesse de rotation initiale nulle, un courant nul dans la machine à courant continu ainsi qu'un couple résistant nul. La valeur de la source de tension est de $E = 600V$ et la fréquence de découpage des semi-conducteurs est de 15625 Hz (Cette fréquence a été choisie en fonction des paramètres de simulation). Les condensateurs flottants du convertisseur multicellulaire ont une capacité de $440\mu\text{F}$ chacun. L'inductance de lissage a une valeur de 10mH .

Nous avons choisi $\tau = 0.01\text{s}$, ce qui nous donne de bonne propriété dynamique. Nous avons réalisé une poursuite de la vitesse de rotation de la machine à courant continu.

Voyons graphiquement, la réponse de la consigne donnée. Il est clair que La réponse (en rouge) suit parfaitement la consigne (en bleu).

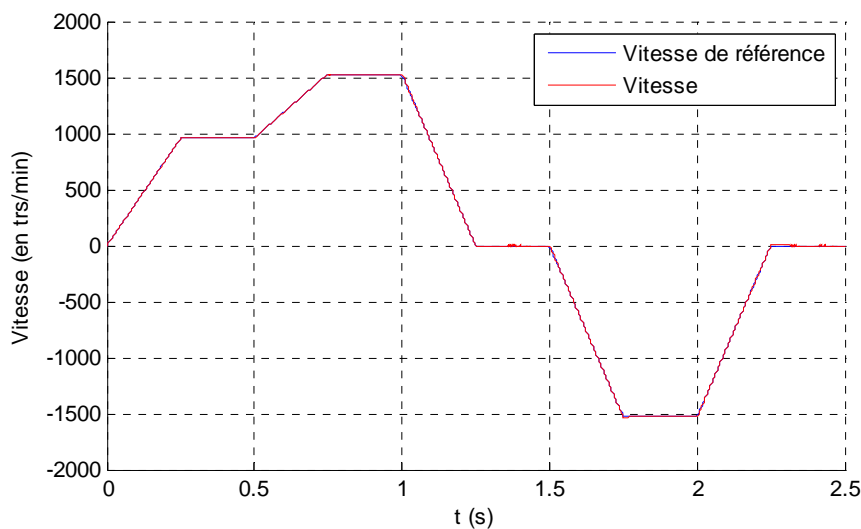


Figure II.6 : *Graphe des vitesses de rotation de la machine et de la consigne*

Nous pouvons voir (figure II.7) que l'erreur entre la vitesse réelle et la consigne est minime. Il y a des pointes à chaque changement brutal de la consigne de vitesse, cela est dû à l'inertie de l'arbre de la machine.

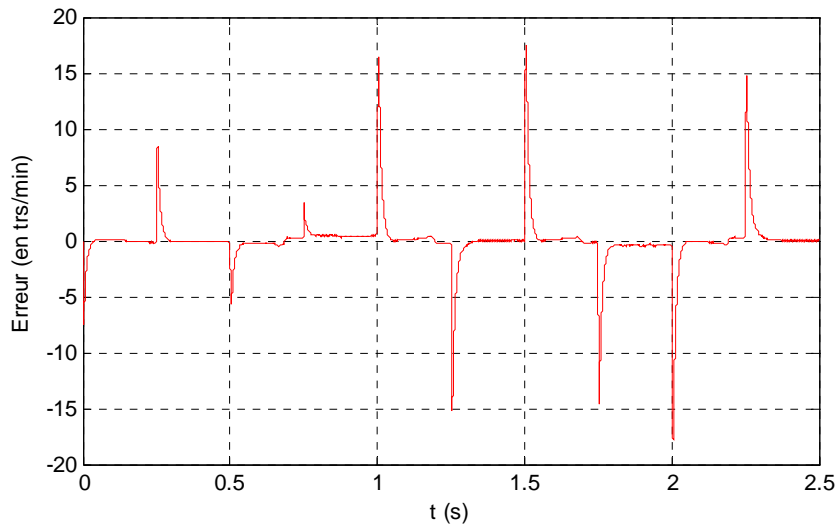


Figure II.7 : Erreur entre la vitesse de la machine et la consigne

Ici nous voyons la tension de commande, générée par l'algorithme des modes glissants (twisting) et en dessous la tension de sortie du convertisseur.

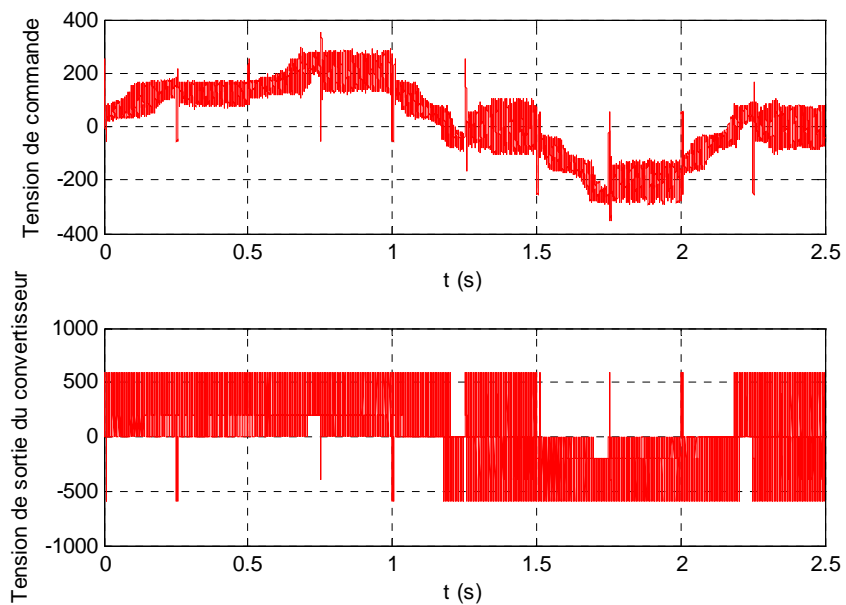


Figure II.8 : Tensions de commande et de sortie du convertisseur

Le courant circulant dans la machine comporte des pointes à chaque changement de consigne. Ces pointes pourraient être réduites, voir annulées, en augmentant τ mais la dynamique du système sera diminuée.

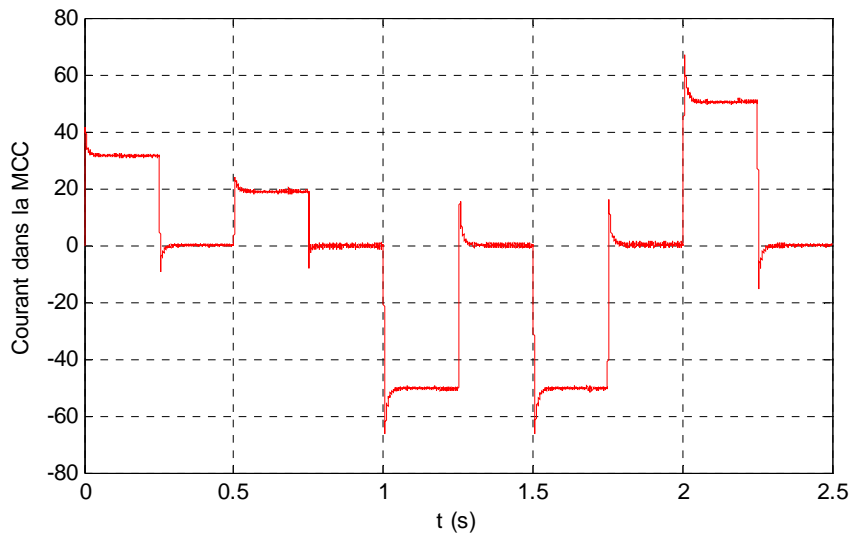


Figure II.9 : *Courant traversant la Machine à Courant Continu*

Nous pouvons également remarquer l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs. Elles restent constantes quelque soit la consigne (accélération et freinage dans les deux sens de rotation de la machine) cela est dû à la commande des interrupteurs qui est faite de façon à conserver, au maximum, la même charge des condensateurs sur une période d'échantillonnage.

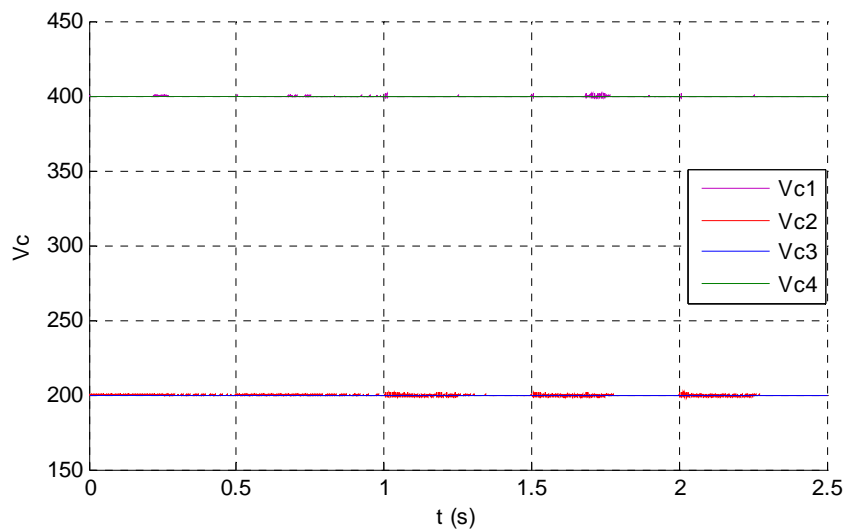


Figure II.10 : *Tensions aux bornes des condensateurs flottants*

Voici l'évolution de la surface S de la commande par mode glissant (twisting) de la machine à courant continu. Rappelons l'équation de cette surface :

$$S = (\Omega - \Omega_{ref}) + \tau \cdot \frac{d}{dt} (\Omega - \Omega_{ref}) \quad (\text{II.22})$$

Comme nous pouvons le voir, S dépend directement des vitesses de rotation et de ses dérivées. La surface S est contrainte à rester au voisinage de zéro, malgré Les pics qui proviennent du changement brutal de la dérivée de la consigne.

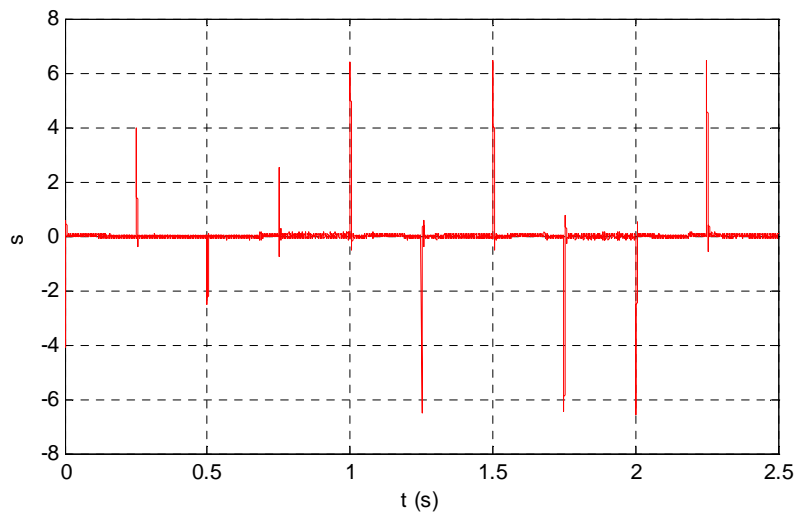


Figure II.11 : Surface de l'algorithme du twisting

La convergence vers 0 est moins flagrante que lors de la commande directe (sans convertisseur) cela est dû à la discrétisation de la consigne.

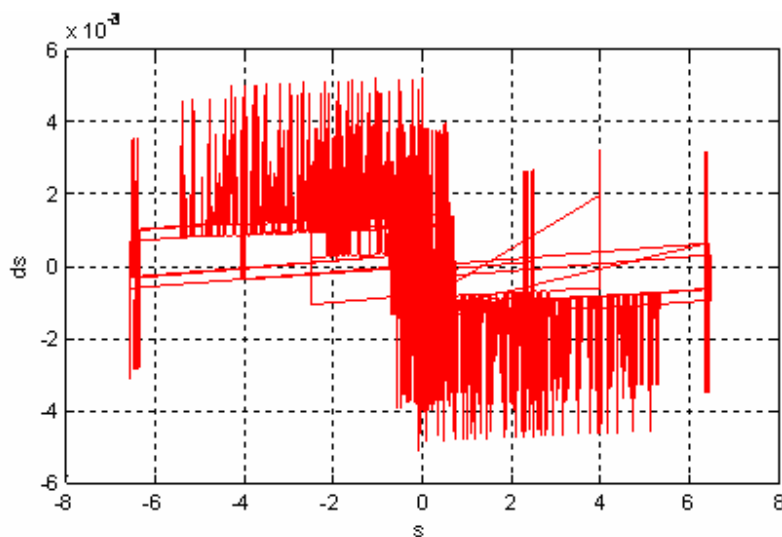


Figure II.12 : Plan dS O S de l'algorithme du twisting

II.1.5. Etude de robustesse de la commande directe

Cette partie se propose d'étudier les résultats de la commande directe obtenus précédemment dans le cas de variations paramétriques ou la présence de perturbations sur le système.

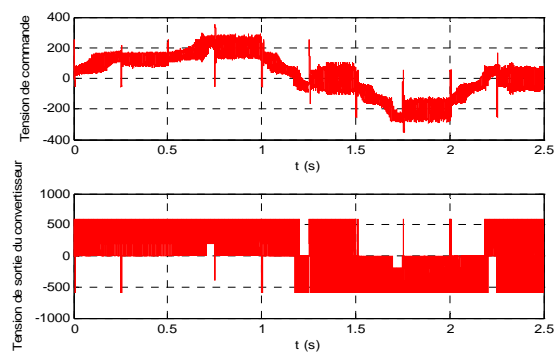
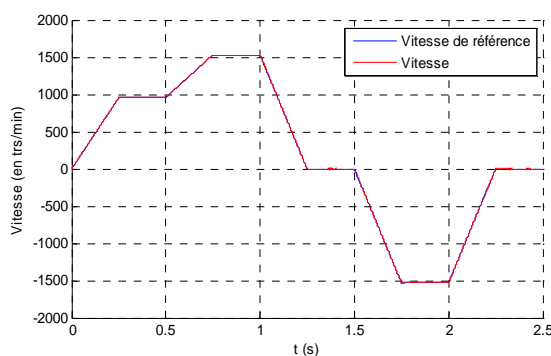
Des tests de robustesse seront appliqués à la commande directe du convertisseur à quatre quadrants (figure II.2) dont le but est d'examiner le comportement du système lors :

- De variation de la vitesse de référence.
- De variation de la charge.
- De variation de la tension d'alimentation.

II.5.1. Séquence de test 1

Ces tests permettent de simuler le système en présence de perturbation dû par exemple aux erreurs de mesure et représentera par la variation de la vitesse de référence et permettront de contrôler le fonctionnement de la commande sur une large plage des variations de référence brutale (en échelon) ou régulières. Les régimes transitoire et permanent seront analysés.

On a déjà testé la variation de la consigne de vitesse de référence Ω_{ref} entre [-1500, 1500] (tr/mn). Les résultats sont représentés sur les figures de poursuites de vitesses, de la tension de sortie et du courant de charge.



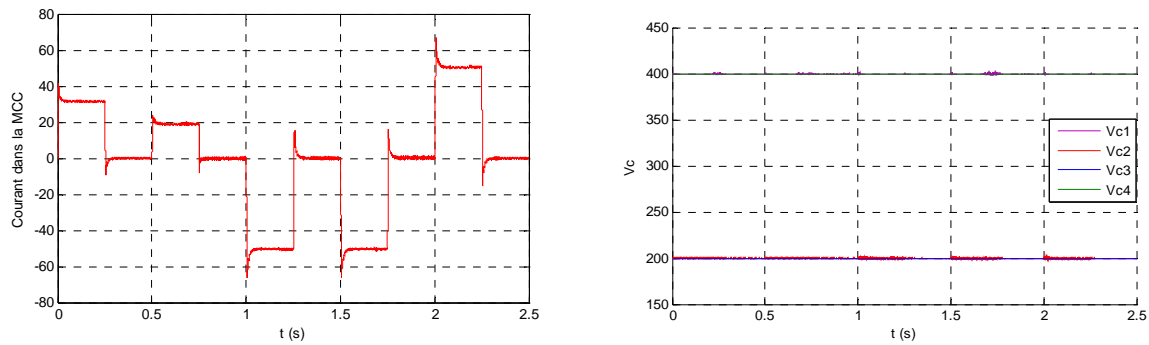


Figure II.13 : *Robustesse devant la variation de la vitesse de référence*

Sur les figures nous remarquons que la tension de sortie du convertisseur suit toujours la commande est assurée malgré la variation de la vitesse de référence, et pour cette même variation le courant reste stable et on garde l'équilibrage des condensateurs.

II.5.2. Séquence de test 2

Les équations qui décrivent le convertisseur dépendent de ses paramètres c'est-à-dire (R , L , C , E) auxquels on rajoute les trois variables (V_{c1} , V_{c2} , I).

Dans les paramètres (R , L , C , E), les éléments (L , C) sont connus et ne varient que faiblement. Ils seront fixés. La résistance de charge et la tension d'entrée sont, par contre, susceptibles de varier.

On fixe la résistance $R=1$ et on fait deux essais, le premier pour $E=700V$ et le deuxième pour $E=500V$.

- $R=1\ \Omega$ et $E=700V$

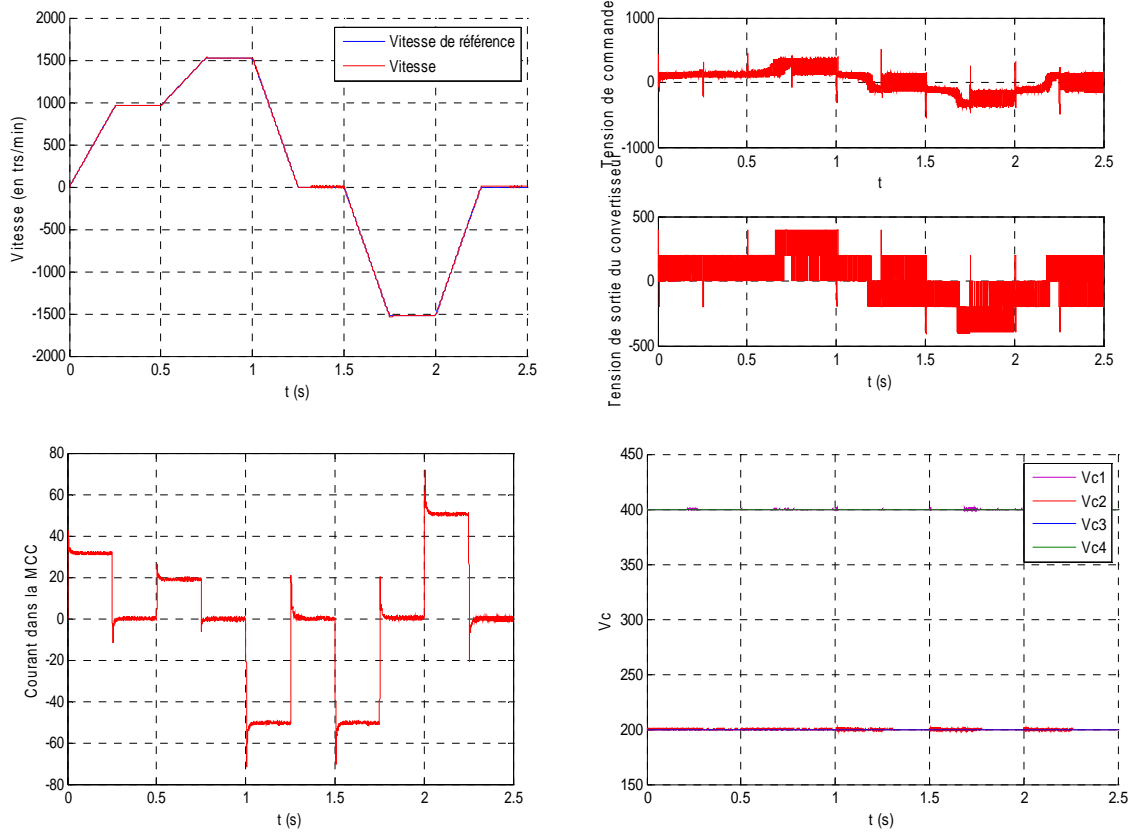
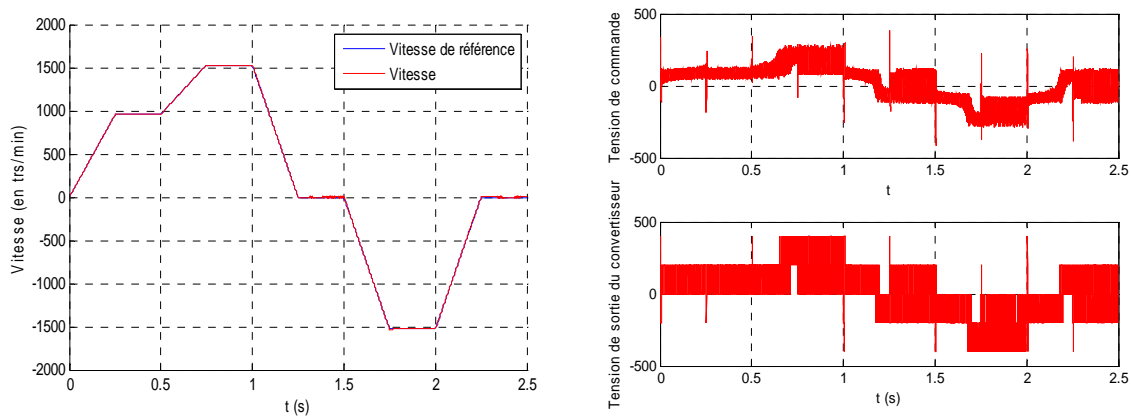


Figure II.14 : Robustesse devant la variation de la tension d'alimentation : $R=1\ \Omega$, $E=700V$

- $R=1\ \Omega$ et $E=500V$



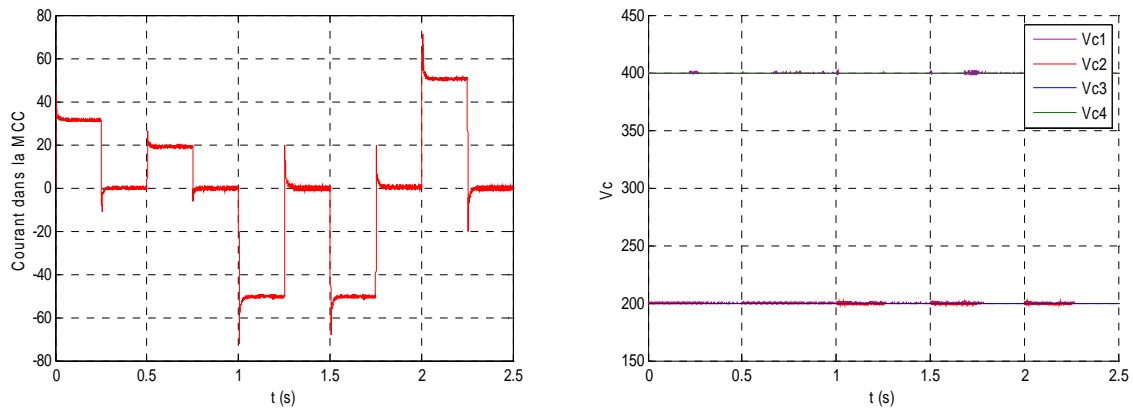


Figure II.15 : Robustesse devant la variation de la tension d'alimentation : $R=1 \Omega$, $E=500V$

On fixe la résistance $R=0.5 \Omega$ et on fait deux essais, le premier pour $E=700V$ et le deuxième pour $E=500V$.

- $R=0.5 \Omega$ et $E=700V$

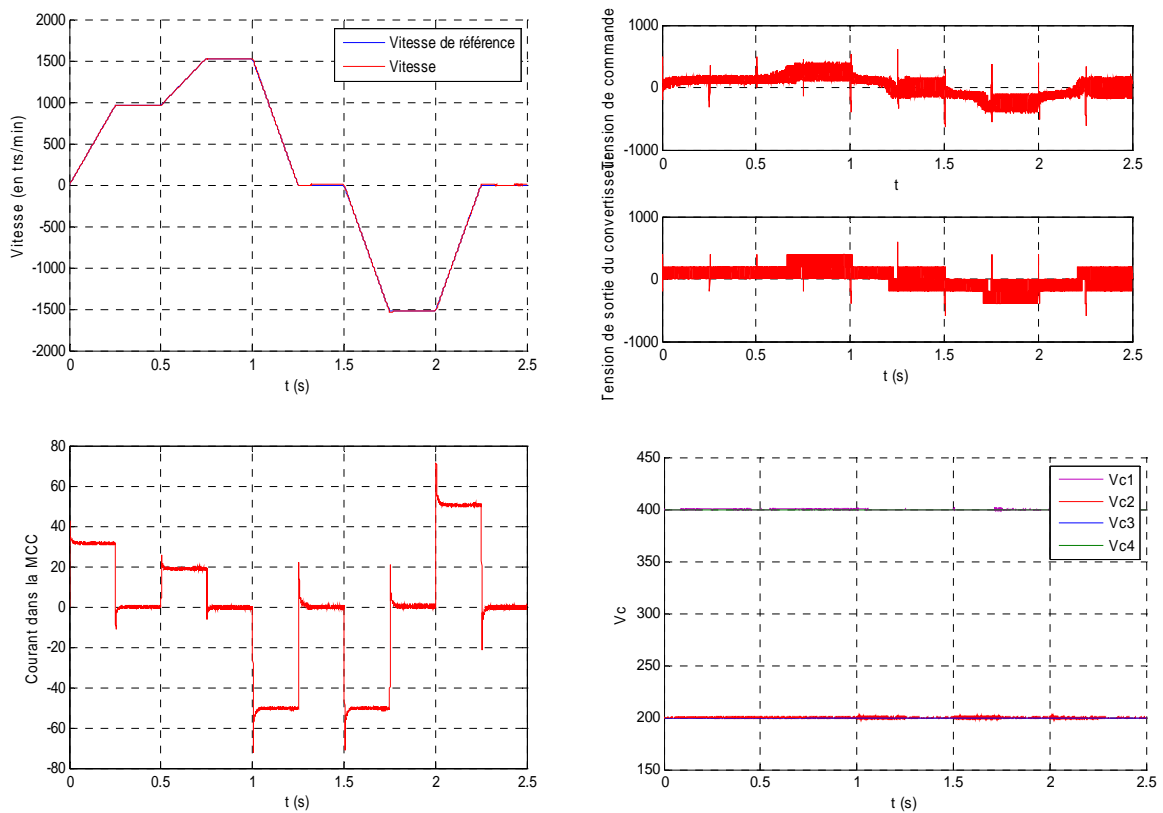


Figure II.16 : Robustesse devant la variation de la résistance : $R=0.5 \Omega$, $E=700V$

- $R=0.5\ \Omega$ et $E=500V$

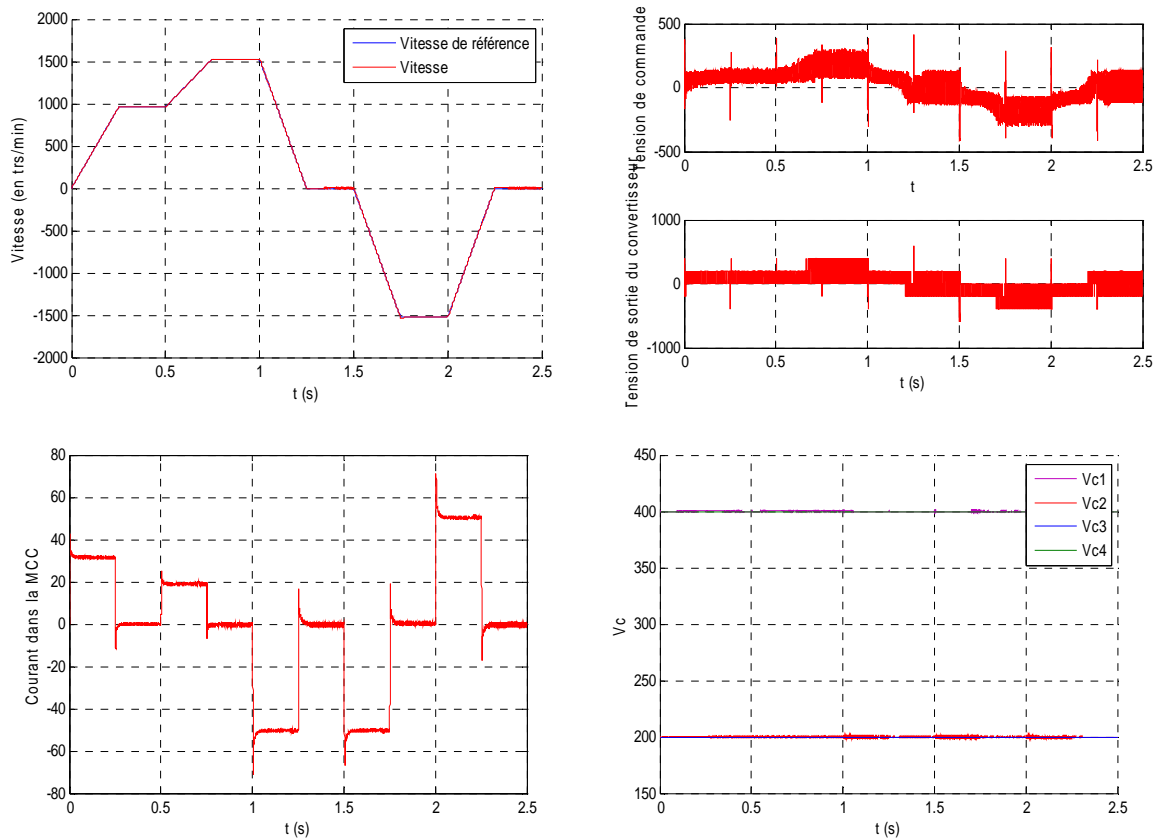


Figure II.17 : Robustesse devant la variation de la résistance : $R=0.5\ \Omega$, $E=500V$

Les performances de la commande directe sont aussi bonnes devant les variations des éléments source de la tension V_s et la résistance de charge R et donc démontre la robustesse devant les erreurs paramétriques.

II.1.6. Conclusion

Nous avons réussi à réaliser, grâce aux simulations, un convertisseur multicellulaire série quatre cadrans permettant de générer des tensions positives et négatives à partir d'une unique source de tension.

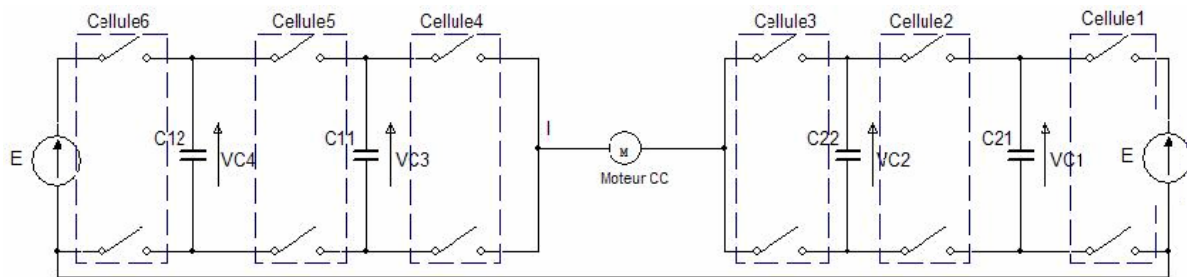


Figure II.18 : Schéma du convertisseur à réaliser

Nous avons vu que les deux convertisseurs multicellulaires séries placés en tête bêche, étudié précédemment, nous offrait 7 niveaux de tension de référence possible. Si l'on souhaite plus de finesse (augmentation le nombre de niveaux de tension de référence), il suffit d'augmenter le nombre de cellules, mais le nombre de cellules doit rester pair, cela permettra également de réduire les contraintes en tension aux bornes des semi-conducteurs qui seront plus fiables, plus performants et moins chers.

Grâce à la mise en série des éléments de commutation et un choix adéquat des cycles de commutations, la fréquence apparente vu par la charge est beaucoup plus élevée que la fréquence de découpage des interrupteurs, ce qui permet de réduire les éléments passifs de filtrage.

Avec cette architecture de convertisseur l'énergie sectionnée par chaque composant de puissance est fortement diminuée puisque les tensions et les courants commutés sont plus faibles. Le volume du dissipateur sera donc diminué et la taille des composants également.

En revanche, vue l'algorithme du twisting et la commande à réaliser afin d'asservir correctement la charge, nous ne pourrons pas utiliser n'importe quel μ -contrôleur. Pour implanter ce type de programme, il faudra un calculateur rapide et performant. Il en va donc de l'intérêt du système (fiabilité, performance ...) et de l'industriel (coût) d'utiliser des convertisseurs multicellulaires.

II.2. Synthèse d'une loi de commande du convertisseur multicellulaire par mode de glissement

II.2.1. Introduction

Dans cette partie nous allons appliquer une loi de commande synthétisée par mode de glissement directement sur le convertisseur multicellulaire, l'idée est simple on définit une surface de commutation pour chaque interrupteur du convertisseur, et selon la position de la trajectoire par rapport à cette surface on change l'état de l'interrupteur.

Il existe plusieurs méthodes de génération des surfaces de commutations, mais, on a opté pour la méthode de LYAPUNOV qui se caractérise par le fait qu'elle permet à la fois d'assurer l'existence d'un mode de glissement et la stabilité d'un régime glissant.

Tout d'abord nous allons rappeler le principe de la méthode de LYAPUNOV sur la stabilité des systèmes linéaires.

II.2.2. Critère de LYAPUNOV

Théorème

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

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

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

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

II.2.3. Définition des surfaces de commutations à l'aide d'une fonction de LYAPUNOV

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

$$V(x) = \frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x \quad (\text{II.23})$$

La matrice Q est la matrice des éléments passifs :

$$Q = \text{diag}(C_1, \dots, C_{m-1}, L) \quad (\text{II.24})$$

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

$$\dot{V}(x) = \Delta x Q \Delta \dot{x} \quad (\text{II.25})$$

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

$$\dot{V}(x) = \Delta x Q (Ax + G(x)u) \quad (\text{II.26})$$

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

$$U_{eq}^T = [u_{1eq}, \dots, u_{peq}] \quad (\text{II.27})$$

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

$$u = U_{eq} + \Delta u \quad (\text{II.28})$$

Si on introduit l'équation d'état dans l'équation dans (II.26), on obtient :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q f(x) + \Delta x^T Q G(x) U_{eq} + \Delta x^T Q G(x) \Delta u \quad (\text{II.29})$$

Lorsque le convertisseur est commandé en boucle ouverte, la grandeur de commande est constante, c'est-à-dire $u = U_{eq}$ et $\Delta u = 0$ dans ce cas la dérivée de la fonction de LYAPUNOV est indépendante de la commande et sa valeur découle des raisonnements découlant de la théorie des circuits électriques.

Vu la présence des éléments résistifs, la valeur de la fonction de LYAPUNOV V d'un convertisseur statique commandé en boucle ouverte est toujours négative :

$$\Delta x^T Q (f(x) + G(x) U_{eq}) < 0 \quad (\text{II.30})$$

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

$$\Delta x^T Q G(x) \Delta u < 0 \quad (\text{II.31})$$

$$\sum_{i=1}^m \Delta x^T Q g_i(x) \Delta u_i < 0 \quad (\text{II.32})$$

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

$$\Delta u_i = \begin{cases} 0 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) > 0 \\ 1 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

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

$$S_i(x) = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.34})$$

L'état de chaque interrupteur est défini par :

$$u_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i > 0 \\ 1 & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

II.2.4. Application au cas d'un convertisseur à trois cellules

La structure de conversion est celle de la figure (I.22), l'équation d'état instantanée du convertisseur à trois cellules est définie par l'équation (II.36). Le vecteur d'état contient les deux tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} , ainsi que le courant de charge I . Le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs : K_1 , K_2 et K_3 .

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} \\ \frac{V_{c1}}{L} & \frac{V_{c2} - V_{c1}}{L} & \frac{E - V_{c2}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=3} g_k(x)u_k \quad (\text{II.37})$$

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

La synthèse présentée dans le paragraphe précédant donnait l'expression générale des fonctions de commutation. Elles s'expriment en fonction du champ de vecteur g_i associé à la $i^{\text{ème}}$ commande. Notons S_i : la fonction de commutation associée à u_i . L'expression de S_i est celle définie dans (II.35).

$$S_i = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.38})$$

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

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \Delta x^T = \begin{bmatrix} V_{c1} - \frac{E}{3} & V_{c2} - \frac{2.E}{3} & I - I_{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

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

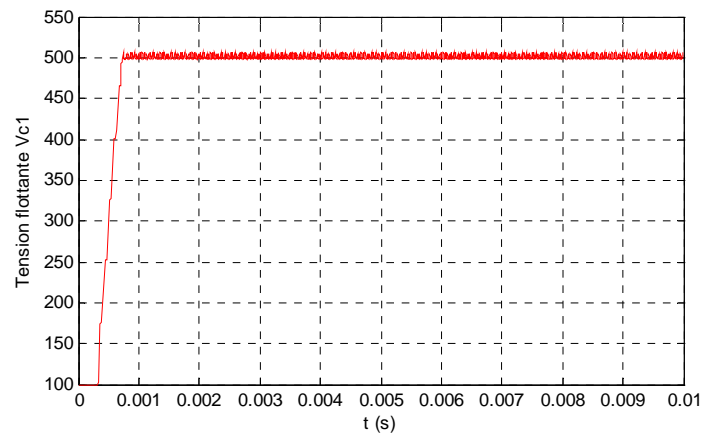
$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} V_{c1} - I \\ S_2(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} (V_{c2} - V_{c1}) - I \\ S_3(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} (E - V_{c2}) - I \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

II.2.5. Les résultats de la simulation

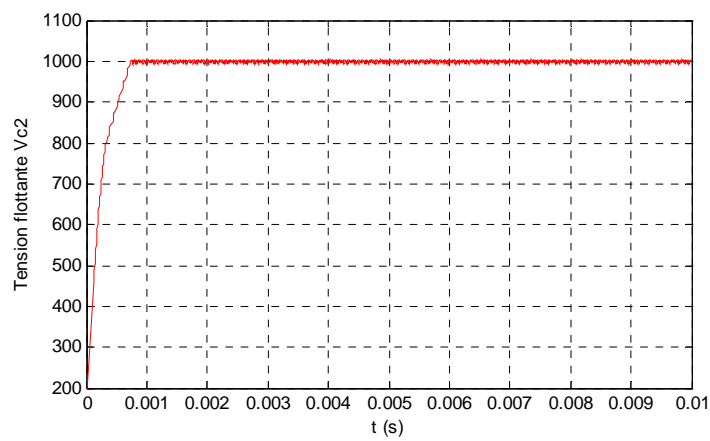
On commande le convertisseur à trois cellules dont la structure (voir figure I.22) a pour éléments $E = 1500V$, $L = 10mH$, $C_1 = C_2 = 40\mu F$.

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

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



(a)



(b)

Figure II.19 : Les tensions flottantes. (a) V_{c1} , (b) V_{c2}

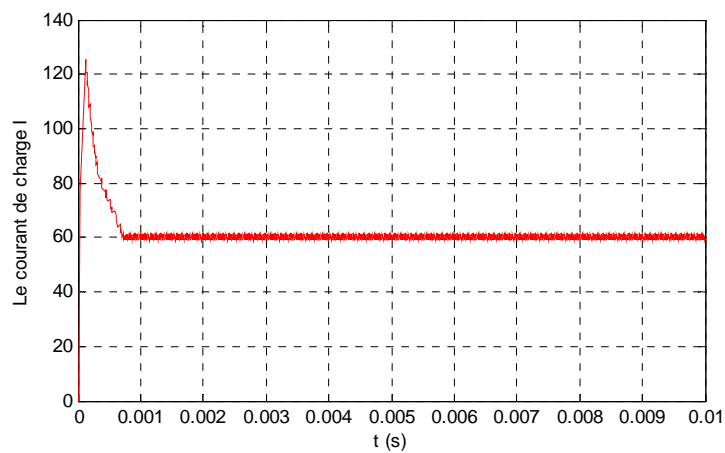
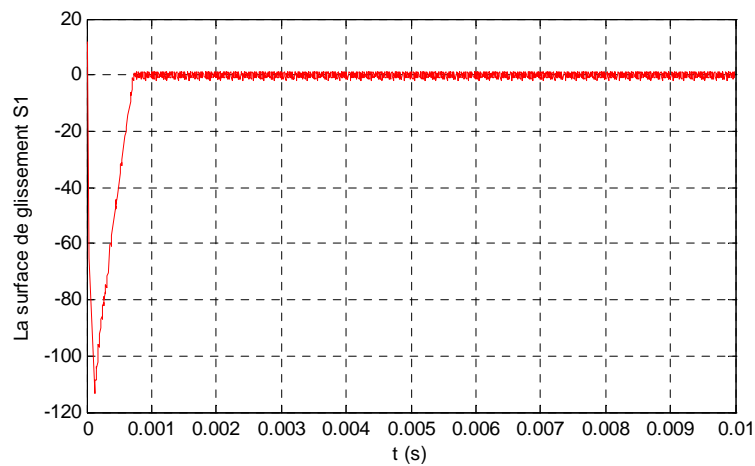


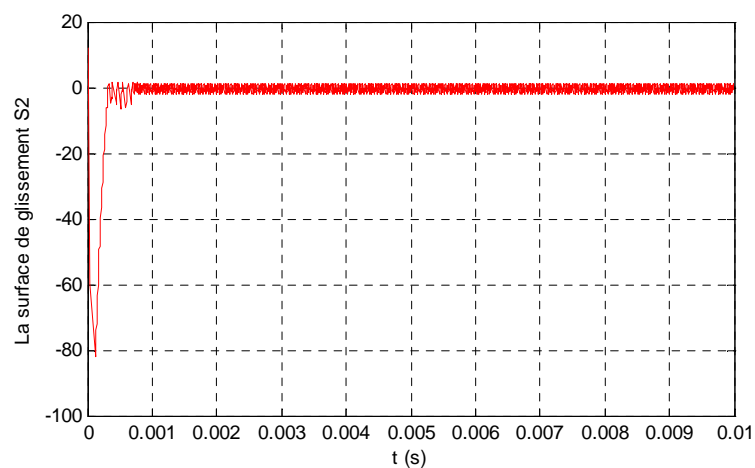
Figure II.20 : Le courant de charge I

Les deux tensions V_{c1}, V_{c2} croient rapidement et se stabilisent bien valeur $\frac{E}{3}, \frac{2.E}{3}$ sans erreur statique, le courant I s'asservi bien à $I_{ref} = 60A$ lui aussi sans erreur statique et les performances transitoires sont très bonnes. Le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de commande par mode de glissement synthétisé.

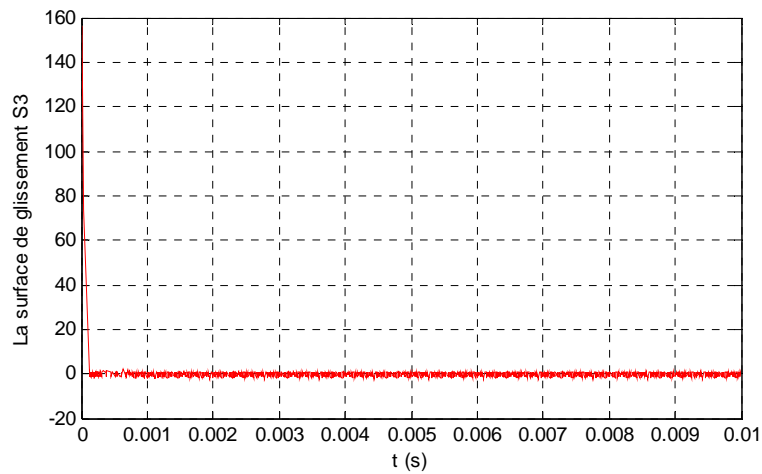
Les figures (II.21 : a-b-c) nous illustre la convergence des surfaces de commutations comme suit :



(a)



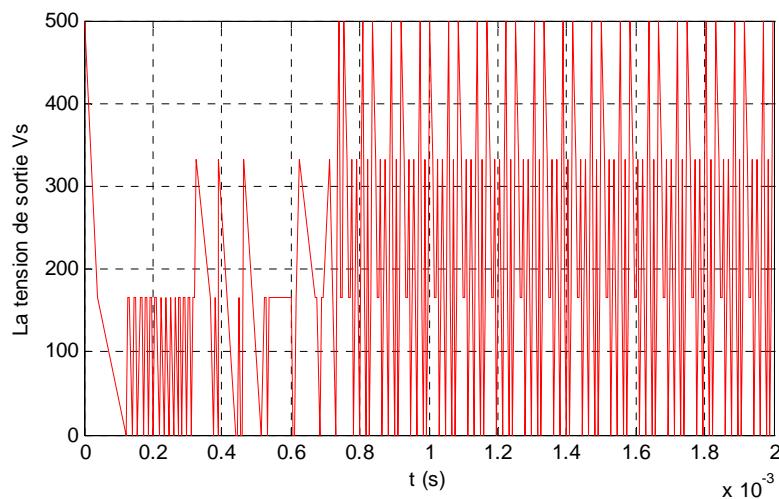
(b)



(c)

Figure II.21 : Convergence des surfaces de glissement(a) S_1 , (b) S_2 , (c) S_3

Les surfaces de commutation convergent toutes vers le zéro, elles présentent un régime transitoire rapide dû à l'attractivité autour de la surface $S_f = 0$ puis se stabilisent autour de la valeur zéro. Les oscillations sont dues au phénomène du chattering caractérisant la commande par mode glissant.

**Figure II.22 :** La tension de sortie V_s

On remarque bien dans la figure II.22, les différents niveaux de la tension de sortie V_s générés par le convertisseur à trois cellules.

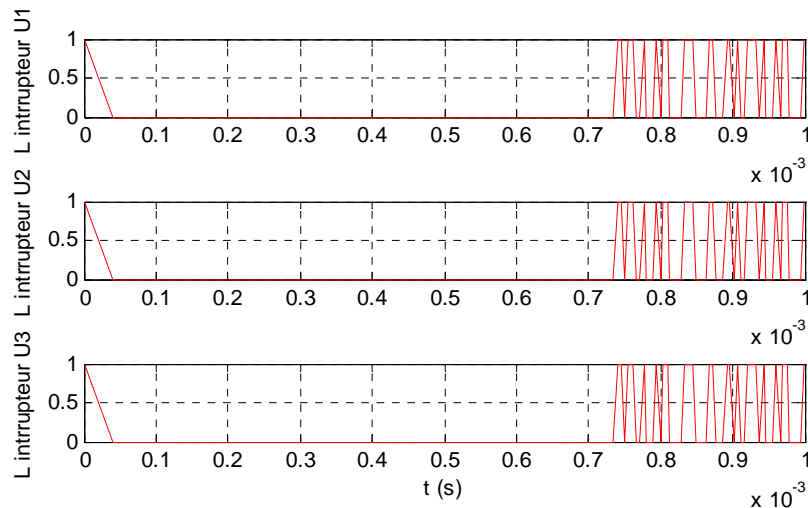


Figure II.23 : Evolution des interrupteurs

On distingue les changements d'état des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 qui varie selon la dynamique du système, donc c'est une commande à fréquence variable. On remarque aussi l'apparition de deux phases, la première phase ou il y a une seule commutation (de 0 à 0,75s) correspond au régime transitoire. La deuxième phase représente le régime permanent, les commutations sont beaucoup plus fréquentes afin d'assurer l'asservissement des tensions et du courant de charge.

II.2.6. Etude de robustesse de la commande par mode de glissement

Nous étudier les résultats de la commande synthétisée par le critère de Lyapunov obtenus précédemment en présence de variations paramétriques ou de perturbations sur le système.

Les tests de robustesse effectués sur la commande directe seront appliqués à la commande par modes glissants du convertisseur à trois cellules (figure II.2) dont le but est d'examiner le

comportement du système lors :

- De variation du courant de référence.
- De variation de la charge.
- De variation de la tension d'alimentation.

II.2.6.1. Séquence de test 1

Ces tests permettent de simuler le système en présence de perturbations dû par exemple aux erreurs de mesure, qu'on représentera par la variation de la vitesse de référence et permettront de contrôler le fonctionnement de la commande sur une large plage des variations de référence

On teste la variation du courant de référence I qui prendra deux valeurs $I_{ref} = 70A$ et $I_{ref} = 50A$. Les résultats sont représentés sur les figures de poursuites de vitesses, de la tension de sortie et du courant de charge.

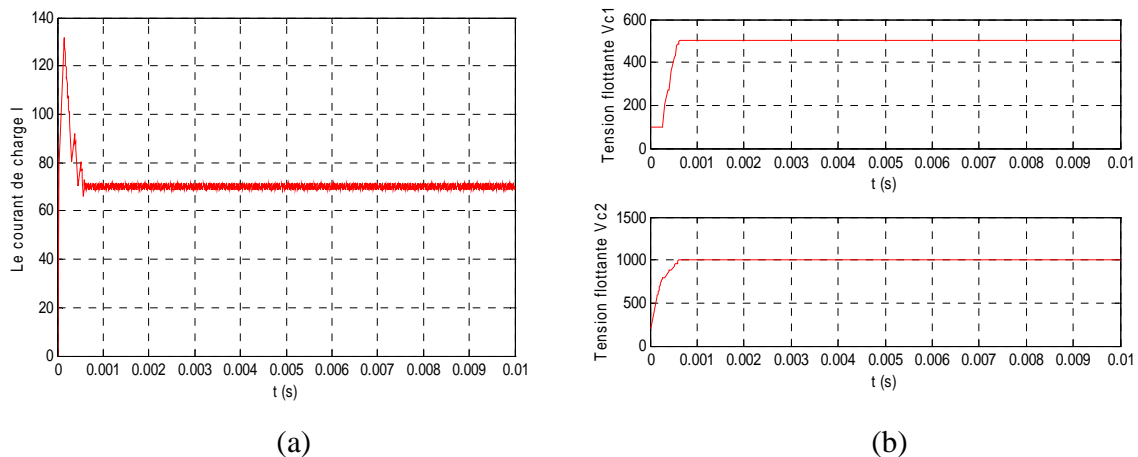


Figure II.24 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $I_{ref} = 70A$

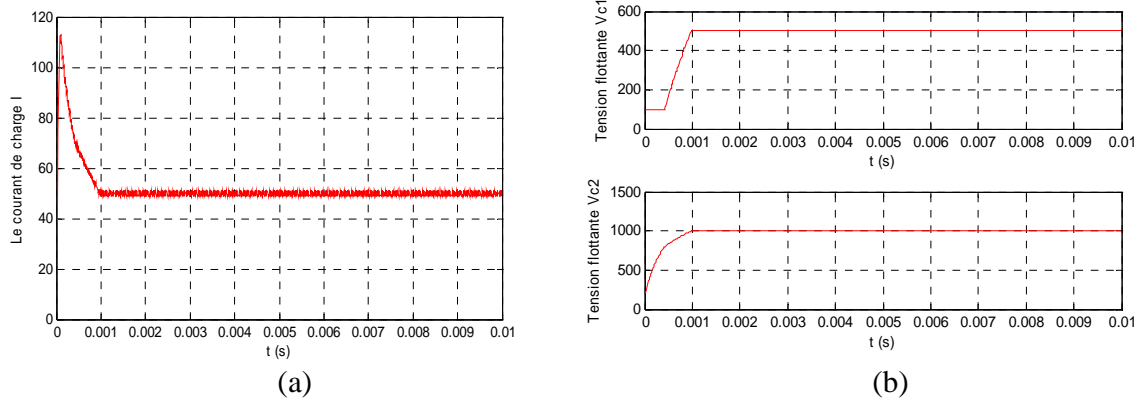


Figure II.25 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $I_{ref} = 50A$

Les figures ci-dessous nous montre que la commande assure toujours la poursuite du courant de charge et les tensions flottantes malgré le changement de référence, cependant les performances de rapidité se trouve détériorée et l'apparition d'oscillations.

II.2.6.2. Séquence de test 2

D'après la modélisation du convertisseur, seul les éléments La résistance de charge R et la source de tension E des paramètres du système peuvent variées. Donc l'analyse paramétrique se fera seulement sur ces éléments. Dans Le premier teste, on fixe la résistance R et on varie la tension E pour deux valeur ($E=1700, E=1300V$).

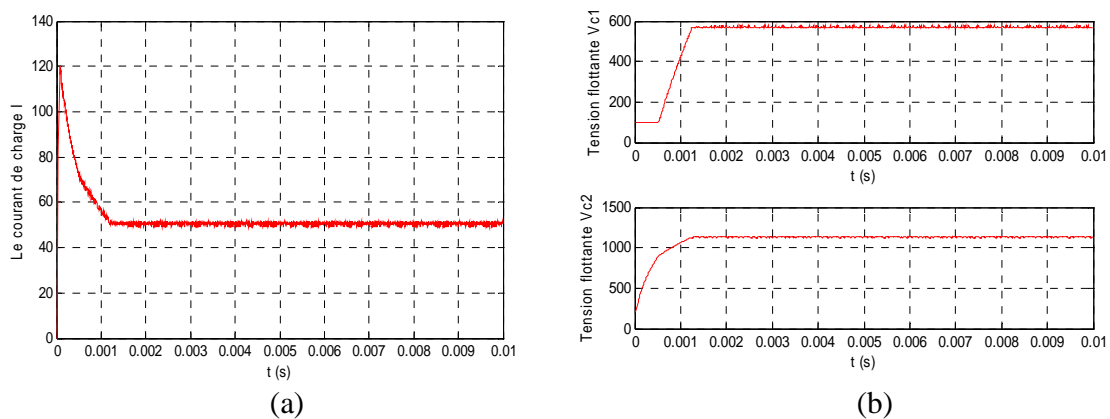


Figure II.26 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $E = 1700 V$

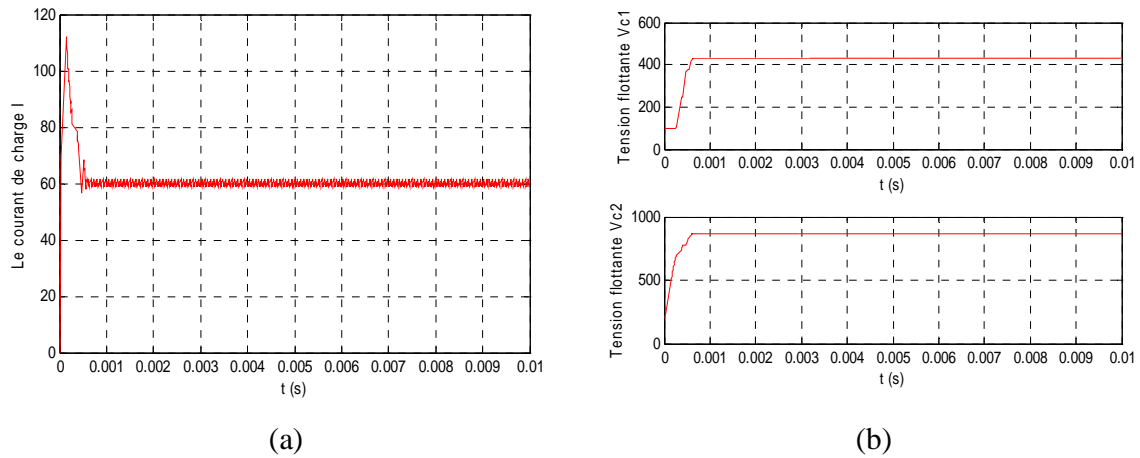


Figure II.27 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $E = 1300 \text{ V}$

Pour une tension inférieure ou supérieure à celle de la tension idéale c'est-à-dire : $E = 1500 \text{ V}$, la poursuite de référence est toujours assurée même si la rapidité est diminuée. Ce qui prouve que la commande est robuste devant les variations de la tension d'alimentation

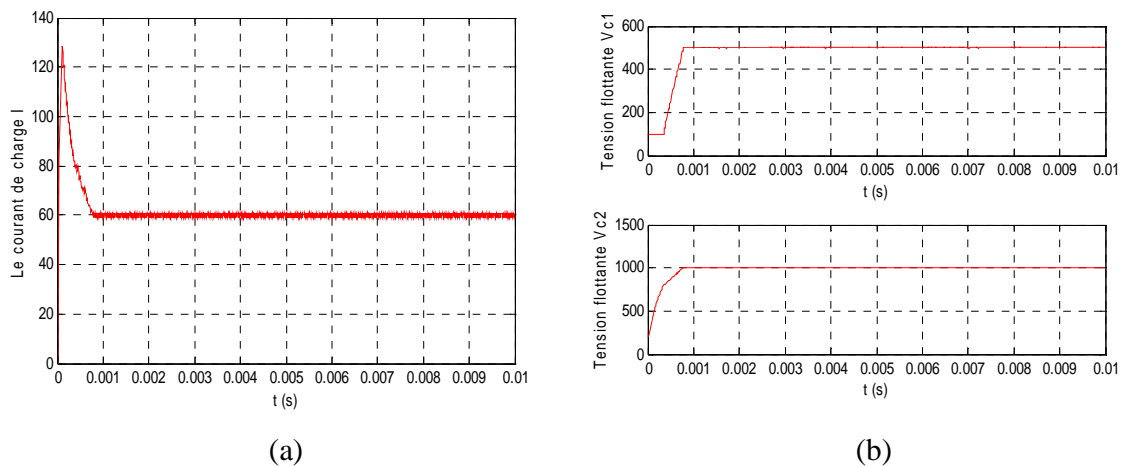


Figure II.28 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $R = 9\Omega$

Puis dans le deuxième test, on fixe E et on varie R ($R=0.05\Omega$ et $R=2\Omega$). On obtient les résultats illustrés sur les figures suivantes :

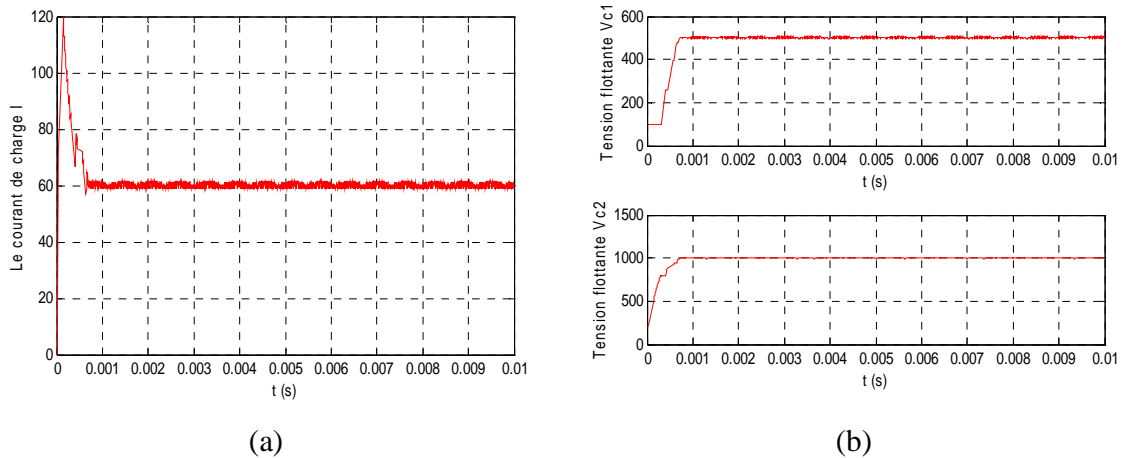


Figure II.29 : Courant (a) et tensions (b) du convertisseur pour $R = 11\Omega$

Les performances de la commande par mode glissant sont aussi bonnes devant les variations des éléments source de tension V_s et résistance de charge R_b que devant les variations des mesures recueillies comme le courant de charge et donc démontre sa robustesse devant une certaines classes de perturbations.

II.2.7. Conclusion

Comme nous l'avons prouvé dans les paragraphes précédents, l'utilisation de la commande par mode glissant est très bien adaptée pour la commande des convertisseurs multicellulaires.

Nous avons réalisé une structure de commande avec hystérésis qui exploite le principe du mode glissant et qui s'avère être bien adapté à de tel systèmes puisque chaque interrupteur possède sa propre surface de commutation.

La commande utilisée dans cette partie présente des performances en transitoires satisfaisantes, elle est peu oscillatoire et surtout sa réponse est très rapide pour atteindre les valeurs de références. Elle se caractérise aussi par un bon régime permanent puisque l'erreur statique est minime.

De plus, l'algorithme de commande qui fait intervenir les surfaces de glissement est facile à implémenter vu qu'un hystérésis suffira pour appliquer l'algorithme du mode glissant, ce qui donne à cette technique un avantage du point de vue performance et coût.

II.3. Etude comparative entre les commandes du convertisseur multicellulaire

Nous présentons ici une synthèse sur les commandes du convertisseur multicellulaire qu'on a utilisé précédemment en comparant la commande directe et la commande par mode glissant. La comparaison se focalisera sur trois plans :

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

La commande directe est basée sur la génération des tensions de base du convertisseur et elle offre d'autres tensions intermédiaires pour plus de précision en agissant directement sur le jeu des interrupteurs. L'énergie sectionnée par chaque composant de puissance est fortement diminuée et donc le volume du dissipateur sera donc diminué et la taille des composants également. La commande par mode glissant se synthétise d'une manière différente puisque elle est basée sur la position des trajectoires par rapport aux surfaces de commutation. Ces dernières construites à l'aide du théorème de Lyapunov permettent de changer l'état de chaque interrupteur afin d'asservir les tensions flottantes et le courant de charge. Les deux commandes diffèrent par leurs approches, surtout que la première garde juste l'équilibrage des tensions des condensateurs et la deuxième permette d'asservir ces mêmes tensions.

Du point de vue robustesse, la commande directe garde ses performances en présence des perturbations et des erreurs de paramétrages et réagit bien pour les variations de consigne. Concernant la commande par mode glissant, malgré sa précision en régime permanent devant les erreurs de paramétrages, les performances sont détériorées en régimes transitoires.

Pour implanter un programme de la commande directe, il faudra un calculateur rapide et performant, contrairement à la commande par mode glissant qui est facile à réaliser puisque il suffit d'un programme de calcul de surface et des hystérésis pour assurer le fonctionnement de l'algorithme du mode glissant.

A remarquer que les deux commandes qu'on a présentées sont toutes les deux à fréquence variable. Les deux commandes présentent des avantages et des inconvénients et on peut envisager de les implémenter en temps réel.

Chapitre

Observabilité Et

III

Observation Des

Convertisseurs Multicellulaires

III.1. Introduction

Pendant une opération normale du convertisseur, les tensions flottantes des condensateurs devraient demeurer constantes de sorte que les contraintes de tension soient dédoublées sur les interrupteurs de puissance [GAT 01] [DEL 02]. Le critère est une vraie question d'intérêt car il détermine la période de vie du convertisseur. Il est garanti par l'exécution d'une commande active de ces tensions et implique une mesure de ces quantités. Il est habituellement difficile et coûteux de les observer, principalement en raison de l'issue d'isolation provoquée par les niveaux de tension et de puissance, pour cette raison, nous nous sommes tournés vers l'étude d'un observateur des tensions flottantes des condensateurs consacrées à cette topologie.

On a déjà proposé plusieurs méthodes pour observer ces tensions intermédiaires. La première est une évaluation qui exige une tension et une mesure du courant par phase. La seconde permet de reconstruire les tensions flottantes des condensateurs par les tensions coupées par phase. Cependant, ces techniques dépendent des mesures de tension et ont besoin de l'utilisation de sondes supplémentaires. L'objectif maintenant est donc d'essayer d'observer les tensions intermédiaires 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. Il peut sembler difficile d'imaginer que ces quantités contiennent assez d'information pour observer les tensions flottantes des condensateurs. Nous essayerons d'expliquer ce phénomène en utilisant la théorie du mode glissant.

III.2. Observation par mode glissant

III.2.1. Principes de bases

Les principes de bases de l'observation par mode glissant [SLO 87] [BEN 01] consistent aux contraintes de la dynamique du système d'ordre « n » envers $(n - p)$ surface dimensionnelle, référée comme la surface de glissement. « p » est la dimension du vecteur des mesures. L'attraction de cette surface est garantie par les conditions spécifiées qu'on appelle « les conditions de glissement ». Dans ce cas, elles vérifient la convergence du système vers la surface de glissement et varient en fonction de la dynamique d'ordre $(n - p)^{th}$.

Dans ce cas de l'observation par mode glissant, les dynamiques d'intérêts sont celles de l'erreur d'observation ($\tilde{x} = \hat{x} - x$). Ces erreurs convergent de leurs valeurs initiales $\tilde{x} = (0)$ vers le point d'équilibre en fonction de deux étapes :

- Premièrement, les trajectoires de ces erreurs sont forcées à aller vers la surface de glissement où l'erreur entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel : ($\tilde{z} = \hat{z} - z$) est nulle. Cette étape est référée comme le mode atteint et il est généralement fortement dynamique.
- Deuxièmement, les trajectoires des erreurs d'observations glissent sur les surfaces de glissement avec une dynamique imposée afin d'annuler le reste de l'erreur. Cette étape est appelée « le mode de glissement ».

III.2.2. Les étapes de conceptions

On considère le système non linéaire d'ordre « n » défini comme suit :

$$\dot{x} = f(x, t), \quad x \in R^n \quad (III.1)$$

Et le vecteur de mesures d'ordre « p » relié au vecteur d'état :

$$z = h(x, t), \quad z \in R^p \quad (III.2)$$

On définit l'observateur par mode glissant par la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x, t) - A \text{ sign}(S) \quad (III.3)$$

Où : - $\hat{x} \in R^n$, \hat{f} est notre modèle de f .

- A est la matrice de gain ($n \times p$) à spécifier.

- $sign(S)$ est le vecteur ($p \times 1$) :

$$sign(S) = [sign(\tilde{z}_1) \quad sign(\tilde{z}_2) \quad \dots \quad \dots \quad sign(\tilde{z}_p)]^T \text{ Avec : } \tilde{z}_i = \hat{z}_i - z_i$$

On définit aussi les vecteurs d'erreurs suivants :

$$S = \tilde{z} = \hat{z} - z \tag{III.4}$$

$$\tilde{x} = \hat{x} - x \tag{III.5}$$

En utilisant (3) et (5), on a alors :

$$\dot{\tilde{x}} = \Delta f - A \cdot sign(S) \tag{III.6}$$

Où : $\Delta f = \hat{f}(x, t) - f(x, t)$.

La « p » surface dimensionnelle $S = 0$ est attractive si :

$$S_i \times \dot{S}_i < 0, \quad i = 1, \dots, p \tag{III.7}$$

Durant le glissement la dynamique du système est réduite de l'ordre (n) à l'ordre ($n - p$) l'équivalent du système réduit.

III.3. Application au convertisseur à quatre niveaux

Cette section décrit la conception de l'observateur par mode glissant, pour un convertisseur à quatre niveaux alimentant une charge R-L, comme le montre la figure III.1 :

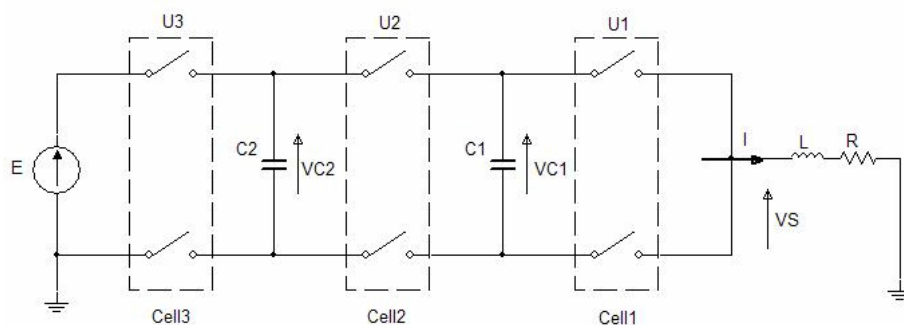


Figure III.1 : Le convertisseur à quatre niveaux

III.3.1. Le modèle d'état du convertisseur à quatre niveaux

Le modèle d'état instantané du convertisseur à quatre niveaux est le système non linéaire (S) d'ordre 3 qui est exprimé comme suit :

$$S : \begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x, u) = a_1 \cdot \delta_1 \cdot x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x, u) = a_2 \cdot \delta_2 \cdot x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x, u) = -b_0 x_3 - b_1 \cdot \delta_1 \cdot x_1 - b_1 \cdot \delta_2 \cdot x_2 + b_1 \cdot u_3 \cdot E \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Où :

- $(x_1, x_2, x_3)^T = (V_{c1}, V_{c2}, I_S)^T$ est le vecteur d'état tel que : $x \in \mathbb{R}^3$.

- z est le vecteur de mesure : $z \in \mathbb{R}$.

- (u_1, u_2, u_3) sont les commandes des interrupteurs.

- $\delta_1 = u_2 - u_1$; $\delta_2 = u_3 - u_2$; $a_1 = a_2 = \frac{1}{C}$; $b_0 = \frac{R}{L}$; $b_1 = \frac{1}{L}$ sont des coefficients.

III.3.2. Les conditions d'observabilité

Le système S doit être observable pour que n'importe quelle structure soit convenable pour la construction de l'état x à partir de la mesure z . Les conditions algébriques d'observabilité de f et h ne sont presque pas facile à trouver comme dans le cas linéaire. Hermann et Krener [HER 77] ont discuté l'utilisation des dérivés de Lie pour développer les conditions locales. Pour que le système soit observable, il doit pouvoir effectuer des opérations différentielles successives de $h(x)$ jusqu'à ce qu'une inversion implicite peut être exécuté pour obtenir x .

La matrice d'observabilité du système est donnée par :

$$Q_0 = \frac{\partial}{\partial x} ([h_1(x), h_2(x), h_3(x)]) \quad (\text{III.9})$$

Où : $h_1(x) = h(x)$ et $h_{i+1}(x)$ est la $i^{\text{ème}}$ dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ le long de la trajectoire de S :

$$h_{i+1}(x) = L_f^i h(x) = \frac{\partial h_i(x)}{\partial x} f(x, u) \quad (\text{III.10})$$

Le calcul des trois premiers termes de la matrice montre que la dernière rangée est une combinaison linéaire des lignes précédentes. Ceci implique que, pour un contrôle donné, le rang de la matrice d'observabilité est inférieur ou égal à 2 ($\neq 3$) et le système est alors non observable.

En utilisant les changements des variables suivantes $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_1 \cdot x_1 + \delta_2 \cdot x_2, x_3)$ [BEN 01] et pour chaque combinaison de la commande des interrupteurs, le modèle d'état du système peut être réduit au modèle suivant :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 &= (a_1 \delta_1^2 + a_2 \delta_2^2) \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 &= -b_0 \varepsilon_2 - b_1 \varepsilon_1 + b_1 u_3 E \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Une fois la stratégie de contrôle du convertisseur donné, ε_1 dépend à tout instant de (x_1, x_2) , à l'exception de $(\delta_1, \delta_2) = (0, 0)$. Cependant, après plusieurs séquences des opérations du convertisseur, x_1 et x_2 sont observable indépendamment l'un de l'autre. En effet, ce phénomène est expliqué dans [GAT 97] : si on considère la combinaison de la commande des interrupteurs, ε_1 va dépendre de x_1 , de x_2 ou de la combinaison des deux tensions des condensateurs. Les configurations de la topologie pour laquelle ε_1 dépend d'une seule tension du condensateur implique que la convergence de cette variable garantie celle de la tension du condensateur estimée. Le convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ ainsi garantie celle de \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 .

$\forall (\delta_1, \delta_2) \neq (0, 0)$, ε_1 est maintenant observable grâce au courant mesuré ($\varepsilon_2 = I_S$).

Delà, le rang de la nouvelle matrice d'observabilité : $Q_0' = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -b_1 & -b_0 \end{pmatrix}$ est égale à 2.

3.3. Les équations de l'observateur par mode glissant

L'observation par mode glissant du convertisseur est défini par la structure suivante :

$$O: \begin{cases} \hat{x}_1 &= \hat{f}_1(\hat{x}, u) - A_1 \text{sign}(S) &= & \delta_1 \hat{a}_1 \hat{x}_3 - A_1 \text{sign}(S) \\ \hat{x}_2 &= \hat{f}_2(\hat{x}, u) - A_2 \text{sign}(S) &= & \delta_1 \hat{a}_1 \hat{x}_3 - A_2 \text{sign}(S) \\ \hat{x}_3 &= \hat{f}_3(\hat{x}, u) - A_3 \text{sign}(S) &= & -\hat{b}_0 \hat{x}_3 - \delta_1 \hat{b}_1 \hat{x}_1 - \delta_2 \hat{b}_2 \hat{x}_2 + \hat{b}_1 u_3 E - A_3 \text{sign}(S) \end{cases} \quad (III.12)$$

Où :

- $\hat{x} \in R^3$ est le vecteur d'état estimé.
- A est la matrice de gain (3×1) spécifiée grâce au critère qui sera donné par la suite.
- $\text{sign}(S)$ est le vecteur ($p \times 1 = 1 \times 1$) où $x_3 = I_g$ est le seul état mesuré.
- S est la surface de glissement définit comme suit : $S = \hat{x}_3 - x_3 = \tilde{x}_3$.

La dynamique de l'erreur d'observation est exprimée en utilisant les notations suivantes : $(\tilde{p}\tilde{q}) = \hat{p}\hat{q} - pq$ [BEN 01] est donné comme suit :

$$\Sigma: \begin{cases} \tilde{x}_1 &= \hat{x}_1 - x_1 &= \Delta f_1 - A_1 \text{sign}(\tilde{x}_3) &= & \delta_1 (\tilde{a}_1 \tilde{x}_3) - A_1 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ \tilde{x}_2 &= \hat{x}_2 - x_2 &= \Delta f_2 - A_2 \text{sign}(\tilde{x}_3) &= & \delta_2 (\tilde{a}_2 \tilde{x}_3) - A_2 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ \tilde{x}_3 &= \hat{x}_3 - x_3 &= \Delta f_3 - A_3 \text{sign}(\tilde{x}_3) &= & -(\tilde{b}_0 \tilde{x}_3) - \delta_1 (\tilde{b}_1 \tilde{x}_1) - \delta_2 (\tilde{b}_2 \tilde{x}_2) + \tilde{b}_1 u_3 E - A_3 \text{sign}(\tilde{x}_3) \end{cases} \quad (III.13)$$

Les quatre niveaux du convertisseur sont alors un système d'ordre 3 avec une seule sortie : $x_3 = I_g$. L'observateur par mode glissant va contraindre ce système à converger vers la surface de glissement $S = \tilde{x}_3 = 0$ et varier en fonction la dynamique d'ordre 2. L'objectif de A_3 est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement. De même pour A_1 , A_2 , elles forcent la dynamique de l'erreur d'observation dans la surface de glissement.

III.3.4. Les conditions de glissement et le mode atteint

Les conditions du mode de glissement sont défini avec le respect de la fonction de Lyapunov $V(S) = \frac{1}{2} S^2 = \frac{1}{2} \tilde{x}_3^2$ et sa dérivée $\dot{V}(S) = \tilde{x}_3 \times \dot{\tilde{x}}_3$.

Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement $S = 0$ est attractive si : $\dot{V}(S) < 0 \Rightarrow \tilde{x}_3 (\Delta f_3 - A_3 \text{sign}(\tilde{x}_3)) < 0$ soit satisfaite, ce qui implique que :

$$\dot{V}(S) < 0 \Rightarrow \begin{cases} A_3 > \Delta f_3 & \text{if } \tilde{x}_3 \geq 0 \\ A_3 > -\Delta f_3 & \text{if } \tilde{x}_3 < 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Ainsi : $\forall \tilde{x}_3$, if $A_3 > |\Delta f_3|$ alors $\dot{V}(S) < 0$.

Si on assure que Δf_3 est bornée, i.e. Les erreurs d'observations et les erreurs des paramètres sont bornées, alors la condition suivante doit être vérifiée : $A_3 > \Delta f_3$. Cette dernière condition exprime directement la condition du mode atteint (15) qui garantit l'attraction de la surface de glissement $S(\tilde{x}) = \tilde{x}_3 = 0$. Tout dépend de l'erreur d'observation et des erreurs des paramètres de la charge.

$$A_3 > \left| (\tilde{b}_0 \tilde{x}_3) \right|_{\max} + \left[\left| (\tilde{b}_1 \tilde{x}_1) \right|_{\max} + \left| (\tilde{b}_1 \tilde{x}_2) \right|_{\max} \right] + \left(\left| \tilde{b}_1 \right|_{\max} E_{\max} \right) \quad (\text{III.15})$$

III.3.5. Le mode glissant et la dynamique de la surface glissante

La dynamique des erreurs d'observation de la surface de glissement est obtenue en accord avec les conditions d'invariance.

$$\begin{cases} \dot{S}(\tilde{x}) = \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f_3 - A_3 I_S^{eq} = 0 \\ S(\tilde{x}) = \hat{x}_3 - x_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Où : I_S^{eq} est la fonction équivalente de sign.

$$\text{Ainsi : } I_S^{eq} = (\text{sign}(\tilde{x}_3))_{eq} = \frac{\Delta f_3}{A_3} \quad (\text{III.17})$$

Une représentation simplifié de la dynamique durant le mode glissant (III.18) est déterminée en remplaçant cette dernière expression dans le système (III.13). Les termes d_1, d_2, d_3, d_4 correspondent aux perturbations qui dépendent des erreurs de paramètre de charge et du point de fonctionnement du convertisseur.

$$\Sigma : \begin{cases} \tilde{x}_1 &= \Delta f_1 - \frac{A_1}{A_3} \Delta f_3 &= \frac{A_1}{A_3} (\delta_1 \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 \hat{b}_1 \tilde{x}_2) + d_1 \\ \tilde{x}_2 &= \Delta f_2 - \frac{A_2}{A_3} \Delta f_3 &= \frac{A_2}{A_3} (\delta_2 \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + \delta_1 \hat{b}_1 \tilde{x}_1) + d_2 \\ \tilde{x}_3 &= \hat{x}_3 - x_3 &= 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

On peut conduire la dynamique de l'erreur d'observation pour ε_1 (III.19) en utilisant les mêmes changements de variables que dans III.3.2.

$$\tilde{\varepsilon}_1 = \frac{\hat{b}_1}{A_3} (\delta_1 A_1 + \delta_2 A_2) \tilde{\varepsilon}_1 + \delta_1 d_1 + \delta_2 d_2 \quad (III.19)$$

Dans ce cas les erreurs des paramètres de charges sont négligées, ($d_1 = d_2 = d_3 = d_4 = 0$), de ce système d'équations est :

$$p_4 = \frac{\hat{b}_1}{A_3} (\delta_1 A_1 + \delta_2 A_2) \quad (III.20)$$

La seule dynamique qui peut être ajustée avec l'observateur concerne $\tilde{\varepsilon}_1$. Cependant, si le système est observable, comme on l'a démontré dans la partie (III.3.2), la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ implique celle de $\tilde{x}_{j=1\dots 2}$.

D'ailleurs, au cas où toutes les cellules du convertisseur sont en ON ou OFF, ε_1 n'est plus observateur. Pour ces entrées particulières, l'observateur opère comme étant un estimateur. La dynamique à imposer alors est la suivante :

$$\tilde{\varepsilon}_1 = -\frac{1}{\tau} [\delta_1^2 + \delta_2^2] \times \tilde{\varepsilon}_1 \quad (III.21)$$

En effet, pour $\delta_1 = 0$ (respectivement $\delta_2 = 0$), le courant ne passe pas dans le condensateur C_1 (respectivement C_2) et ainsi x_1 (respectivement x_2) n'est pas observable. Dans ce cas, le gain A_1 (respectivement A_2) doit être supprimé.

En comparant (III.20) et (III.21), les expressions du gain de l'observateur peuvent être données par :

$$A_{j=1,2} = -\frac{A_3}{\hat{b}_1 \tau} \delta \quad (III.22)$$

Ces gains sont une solution d'intérêt depuis chaque fois une tension de condensateur $x_{j=1,2}$ deviennent non observable ($\delta = 0$), le gain est égale à zéro. Durant cette période, la tension du condensateur $\hat{x}_{j=1,2}$ reste inchangée. τ est un paramètre qui doit être soigneusement fixé pour imposer la dynamique de l'observateur durant le mode de glissement.

III.3.6. Le gain de l'observateur les valeurs des paramètres

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

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

$$V_{c1ref} = E/3 = 500 \text{ A} ; V_{c2ref} = 2E/3 = 1000 \text{ A} ; I_{\max} = 80 \text{ A}$$

On considère que les erreurs d'observation ne dépassent pas les valeurs de références données précédemment pour x_1, x_2 et x_3 , les erreurs des paramètres de charge sont : 15% pour la bobine L et 50% pour la résistance R. la valeur du gain d'observateur est aussi directement calculée : $A_3 = 0.76 \times 10^7 \text{ A/s}$ et il est suffisant pour assurer l'attraction de x_3 .

Les gains A_1 et A_2 sont fixés pour forcer la dynamique de l'erreur du mode de glissement. La dynamique théorique de la tension du condensateur flottant dépend du maximum du courant de charge et de la valeur du condensateur flottant :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{|I|_{\max}}{C} \quad (\text{III.23})$$

En prenant en considération (22), la constante de temps τ doit être à :

$$\tau = \frac{A_3}{\frac{dV}{dt} \hat{b}_1} \quad (\text{III.24})$$

Le résultat des gains d'observateur A_1 et A_2 sont égales à : $A_j = -2.10^6 \delta \text{ V/s}$

III.3.7. L'effet chattering

L'avantage principal de l'utilisation du mode glissant sont : la réduction de l'ordre de la dynamique du système, la conception du découplage du procédé, le rejet de perturbation, insensibilité aux variations de paramètre et exécution simple du convertisseur de puissance.

L'inconvénient principal de la commande par mode glissant et aussi l'observation par mode glissant est appelé : **l'effet Chattering** [HUN 91] [HUN 93]. Dans l'état d'équilibre, le Chattering apparaît comme des oscillations à haute fréquence autour du point d'équilibre en raison de l'action discontinue de la fonction « signe ». (Figure III.2.a). Ce phénomène est presque toujours répréhensible et des efforts importants ont été fait dans les recherches pour éliminer et réduire cet effet.

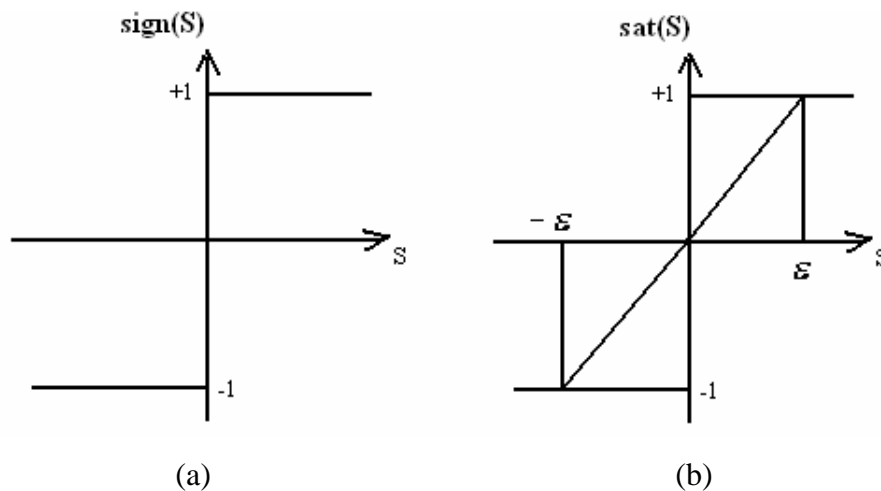


Figure III.2 : Les fonctions de commutations (a) Fonction sign, (b) Fonction sat

L'une des solutions est d'introduire une couche limite autour de la surface de glissement. Dans cette couche limite, the observation est choisi pour être une approximation continue de la fonction de commutation. En dehors de cette couche limite, l'observation se comporte de la même façon qu'avec la fonction « sign ». Il consiste simplement à utiliser une fonction de saturation au lieu de la fonction « sign », comme suit :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} +1 & \text{quand } S > \varepsilon \\ -1 & \text{quand } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{quand } |S| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Théoriquement, l'utilisation de la fonction de saturation implique que dans l'absence des perturbations il n'y a aucune erreur à l'état d'équilibre. On a choisit la fonction de saturation pour laquelle $\varepsilon = 1$.

III.4. Les résultats de la simulation

La figure III.3 présente la simulation obtenue pour les tensions flottantes des condensateurs, les conditions initiales de l'observateur sont connues. L'estimation des tensions intermédiaires est vraiment satisfaisante, on voit bien que les tensions V_{c1} et V_{c2} et leurs estimées \hat{x}_1 et \hat{x}_2 respectivement sont proche sachant que les valeurs de références des tensions et de leurs estimés sont les mêmes.

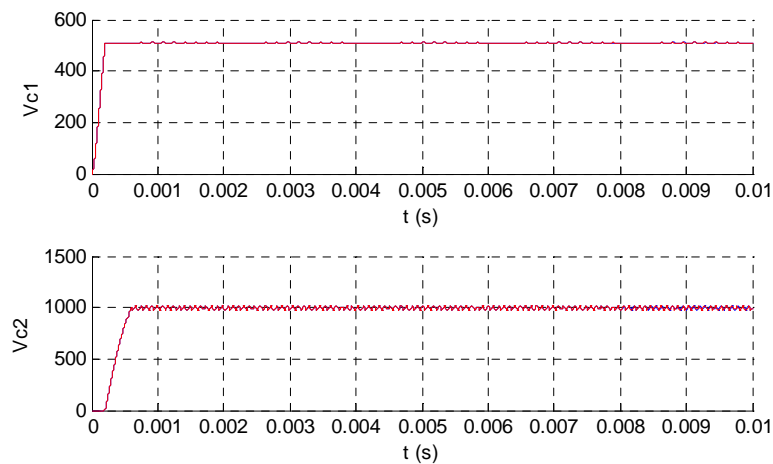


Figure III.3 : Estimation des tensions flottantes des condensateurs

On fait un zoom sur une partie de la figure III.3 pour mieux voir les résultats obtenus et montrer l'erreur d'observation, voir figure III.4 :

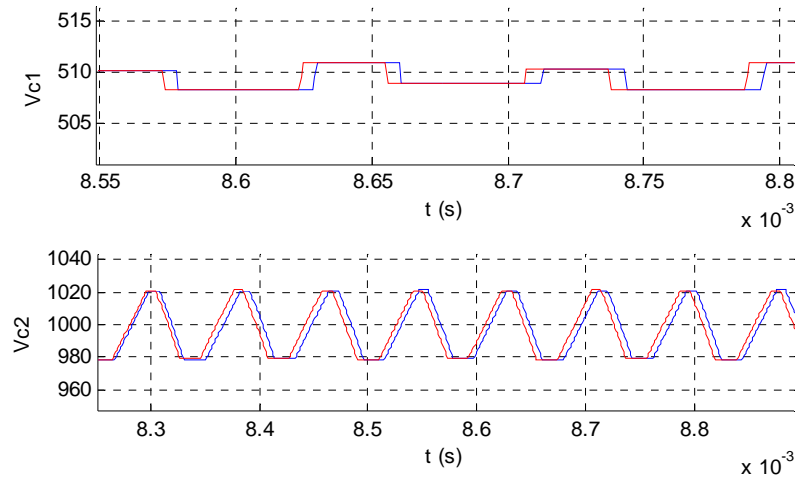


Figure III.4 : Zoom de la figure de l'estimation des tensions flottantes

L'erreur d'observation ne dépasse pas l'intervalle donné précédemment.

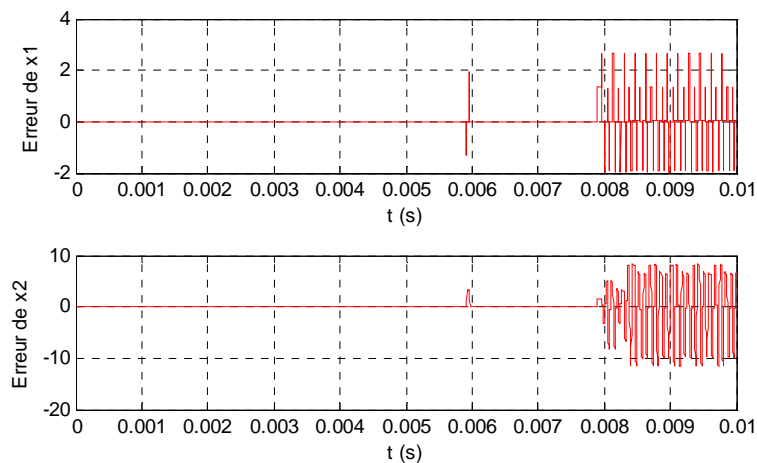


Figure III.5 : Estimation de l'erreur pour x_1 et x_2

Pour tester les performances de notre observateur, on prend des valeurs initiales différentes pour les tensions et leurs estimées.

La figure III.6 montre bien que l'observateur estime avec précision les tensions flottantes des condensateurs, peu importe la valeur du signal observée, l'observateur par mode glissant réussit à estimer des valeurs très proche des valeurs réelles. La figure III.7 illustre l'erreur entre les tensions flottantes et leur estimée, on voit qu'elle oscille autour du zéro.

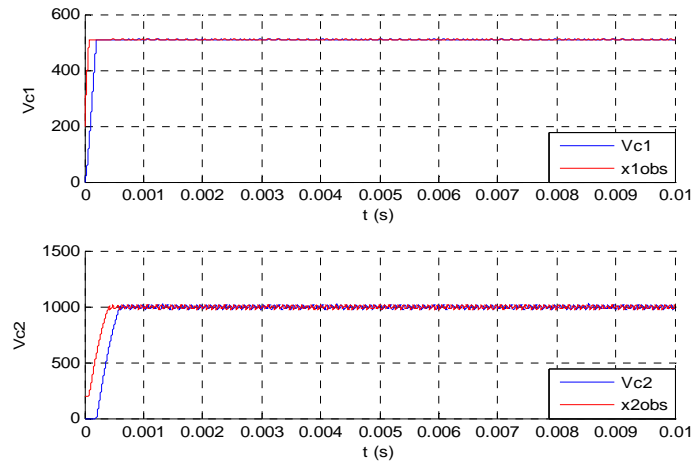


Figure III.6 : Estimation des tensions flottantes des condensateurs

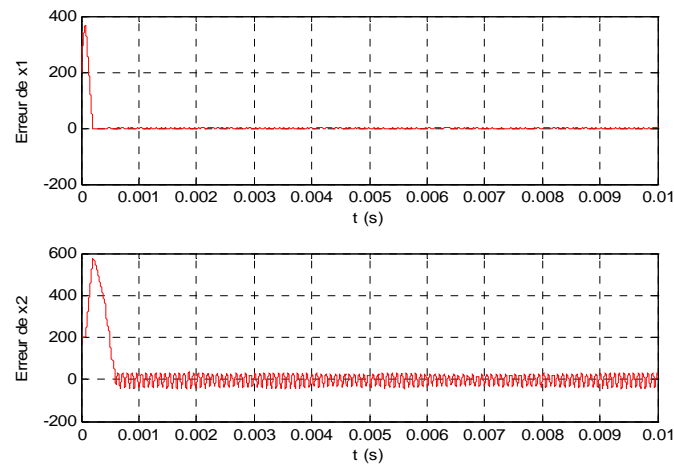


Figure III.7 : Estimation de l'erreur pour x_1 et x_2

III.5. Conclusion

La commande active des tensions intermédiaires est une question clé pour la durée de vie des convertisseurs multicellulaires. Pour l'actionner, on doit connaître ces quantités à chaque instant, ce qui est habituellement coûteux et difficile à implémenter du point de vue des niveaux de tensions et des puissances de l'application. La nécessité d'une technique d'observation devient donc évidente afin de réduire les coûts. Dans cette partie, l'observabilité du convertisseur multicellulaire a été vérifiée pour assurer que la structure de l'observateur sera adéquate pour la reconstruction des variables d'états à partir du vecteur des mesures. L'observateur par mode glissant est alors conçu et les résultats de la simulation montrent que la théorie du mode glissant permet l'évaluation précise des tensions des condensateurs.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail était de modéliser, de réaliser des commandes par mode glissant et d'observer des convertisseurs multicellulaires. Cette structure de conversion présente la particularité de fournir à forte puissance des performances dynamiques plus importantes que les structures traditionnelles. Les techniques utilisées avaient toutes pour objective de régler les tensions flottantes, d'assurer l'asservissement de courant de charge.

Dans l'approche hybride des Systèmes Dynamiques Hybride, nous avons proposé une modélisation hybride d'un convertisseur série à deux et à trois cellules de commutation. Nous avons remarqué que la structure de ce type de convertisseur se prête bien pour une modélisation hybride dû à la présence naturelle de variable discrètes et continues. Nous avons mis en évidence le fonctionnement de cette structure en utilisant le modèle des différents modes en choisissant une lois de commutation et en imposant des conditions de transition assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur. Cette commande nécessite la, connaissance à tout instant la mesure de la tension flottante ainsi que du courant de charge. Les résultats obtenus sont très satisfaisants aussi bien pour les résultats de simulation que pour les résultats expérimentaux. Il est aussi important à noter que cette nouvelle approche ouvre des horizons de recherche très variés dans le domaine de l'électronique de puissance.

Deux commandes à fréquence variable ont tout d'abord été présentées. Elles ont toutes été testées sur un hacheur à trois cellules.

La première commande est la commande directe pour la quel nous avons réussi à réaliser, grâce aux simulation, un convertisseur multicellulaire série quatre cadrans permettant de générer des tensions positives et négatives à partir d'une unique source de tension.

Nous avons vu que les deux convertisseurs multicellulaires séries placées en tête bêche, étudié précédemment, nous offrait sept niveaux de tension de référence possible. Ce qui confirme le bon choix de cette structure. Si l'on souhaite plus de finesse (augmentation le nombre de niveaux de tension de référence), l'augmenter du nombre de cellule, permettra l'augmentation du nombre de niveaux de tension de référence, permettra également de réduire les contraintes en tension aux bornes des semi-conducteurs qui seront plus fiables, plus performants et moins chers.

Avec cette architecture de convertisseur l'énergie sectionnée par chaque composant de puissance est fortement diminuée puisque les tensions et les courants commutés sont plus faibles. Le volume du dissipateur sera donc diminué et la taille des composants également.

En revanche, vue l'algorithme du Twisting et la commande à réaliser afin d'asservir correctement la charge, il faudra un calculateur rapide et performant. Il en va donc de l'intérêt du système (fiabilité, performance ...) et de l'industriel (coût) d'utiliser des convertisseurs multicellulaires.

Dans la deuxième technique nous avons réalisé une structure de commande qui exploite le principe du mode glissant et qui s'avère être bien adapté à de tel systèmes puisque chaque interrupteur possède sa propre surface de commutation.

Cette méthode permet d'imposer un comportement dynamique désiré par libre choix des surfaces et des coefficients les performances sont assurées à l'intérieur d'une région d'existence d'un régime glissant qui dépend de la zone de fonctionnement du convertisseur.

Cet algorithme de commande présente, en plus des ces performances satisfaisantes un grand avantage du point de vu coût puisque il est facile à implémenter et un hystérésis suffira pour appliquer l'algorithme du mode de glissant.

L'ensemble de ce travail montre que les commandes par mode glissant permettent d'obtenir de bonnes performances en transitoire. Ce mode de contrôle est donc particulièrement bien adapté pour la commande des convertisseurs statiques. Il permet de pouvoir utiliser au mieux les régimes transitoires, avec une utilisation naturelle du convertisseur. Toutefois, il vient d'être montré que les contraintes de fonctionnement en régime permanent ne sont pas toujours respectées. Pour répondre à cela, plusieurs voies restent à explorer.

L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants de la structure multicellulaire revêt un caractère très important, car il conditionne la survie du convertisseur en garantissant une répartition équilibrée de la contrainte en tension sur les interrupteurs. Dans tout les cas, les tensions internes doivent être connues et mesurées. Leurs mesures étant à la fois coûteuses et difficiles de par les niveaux de tension et de puissance mis en jeu, le développement d'un observateur était donc tout à fait justifié dans le sens où il réduit le coût et l'encombrement de la structure. L'observateur par mode glissant est alors conçu à partir de la seule mesure du courant et les résultats de la simulation montrent que la théorie du mode glissant permet l'évaluation précise des tensions des condensateurs.

Comme perspectives, nous proposons :

- Elaborer d'autres surfaces de commutations pour la commande par mode glissant qui assurent des performances plus robuste que ceux réalisés dans ce mémoire.
- Expérimenter les lois de commandes conçus dans ce mémoire afin de mieux les valider.
- Dans l'observateur par mode glissant, utiliser les valeurs estimées plutôt que les valeurs mesurées pour équilibrer les tensions flottantes des condensateurs.
- Elaborer d'autres surfaces de glissement pour l'observation par mode glissant afin d'avoir plus de précision.
- Développer une commande hybride ainsi qu'un observateur hybride pour les tensions flottantes.

ANNEXE A

IMPLEMENTATION EN TEMPS REEL

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

Le convertisseur est dimensionné pour un moteur de (105V,5A) avec $V_{source} = 200V$. Les interrupteurs sont des MOSFET montés sur un radiateur afin de dissiper les calories dues à chaque commutation. Les commandes isolées qui pilotent MOS sont des opto-coupleurs TLP250. La commande arrive sur une diode électro-luminescente qui actionne un push-pull. Ce dernier est alimenté de façon indépendante et actionne le MOS par la « patte grille » du MOS.

Le montage expérimentale est composé du convertisseur à trois cellules et d'une carte DSPACE 1103 (Power PC 333 MHZ, 20 entrées analogiques,...) qui permettra de travailler avec Matlab/Simulink, de faire plus d'acquisitions (les mesures de tensions aux bornes des condensateurs, les entrées,...) et de réaliser une carte de protection de la carte à base d'opto-coupleurs (Figure A.1).

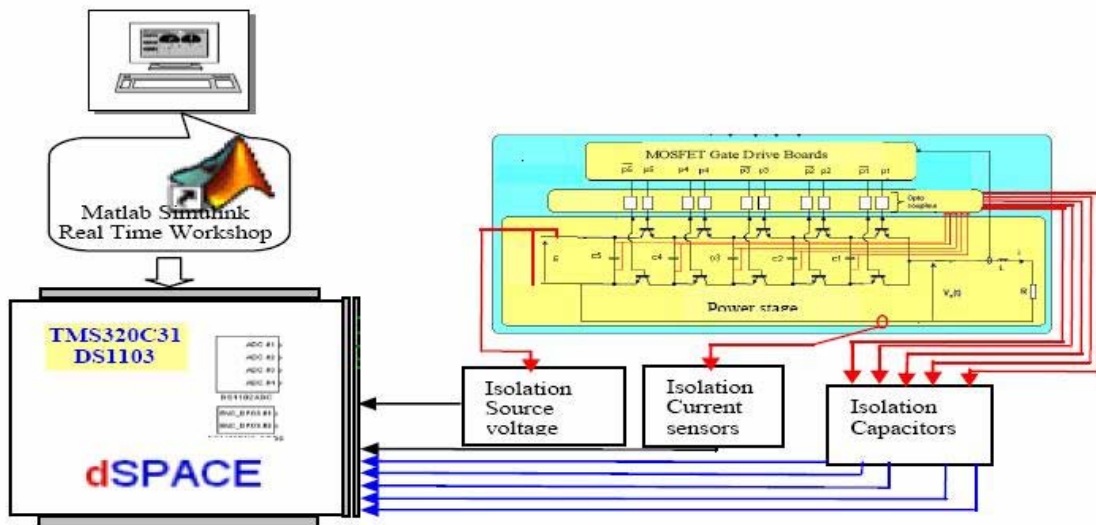


Figure A.1 : Schémas bloc du banc d'essai du convertisseur

Les résultats pratiques de la commande directe à six niveaux, appliquée au convertisseur à trois cellules, sont présentés sur les figures A.2 - A.3 - A.4 - A.5. Qui illustre la tension de sortie du convertisseur et le courant de charge. Les deux premières figures montre un changement de niveau vers le niveau inférieur 5V, et les deux dernières présente un changement vers un niveau supérieur 25V.

- Le changement vers le niveau inférieur 5V

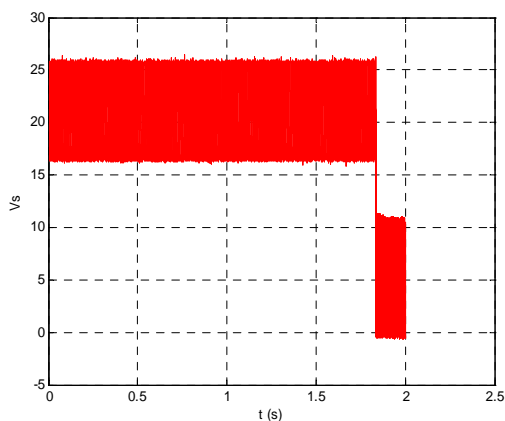


Figure A.2 : Relevé pratique de V_s

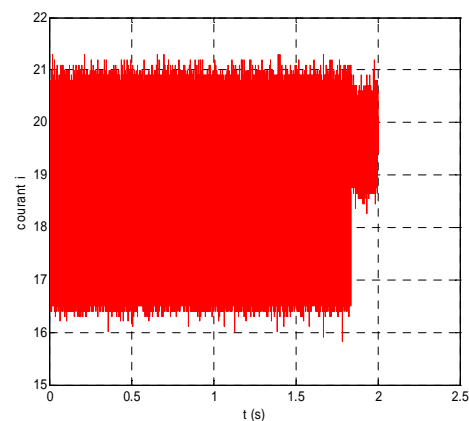


Figure A.3 : Relevé pratique de I

- Le changement vers le niveau supérieur 25V

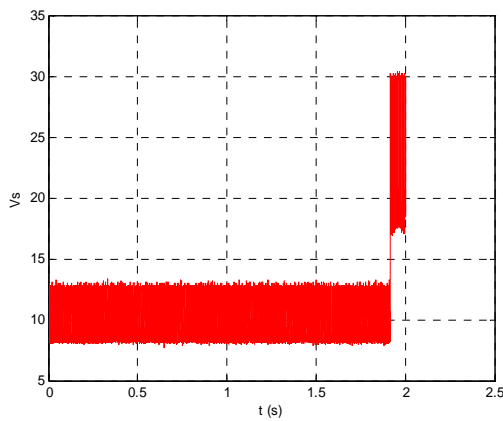


Figure A.4 : Relevé pratique de V_s

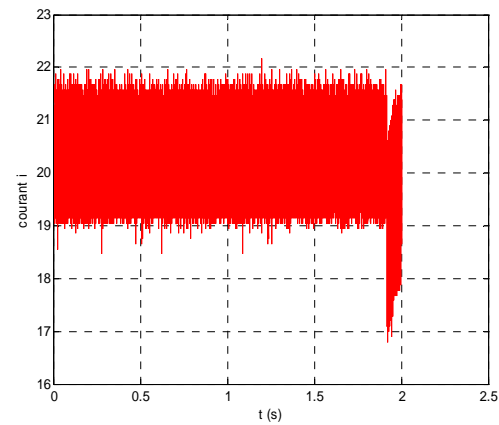


Figure A.5 : Relevé pratique de I

Les résultats expérimentaux obtenus montrent clairement que la tension de sortie est stable même lors d'un changement de niveau ici du niveau (20V à 5V). De plus le courant de charge suit la tension de sorti. Ces essais ont permet de valider l'algorithme de la commande directe élaboré précédemment.

BIBLIOGRAPHIE

[AIM 03] M. Aimé. « Evaluation et Optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.

[BAR 02] J. P. Barbot. W. Perruquety. M. Dekker. « Sliding modes control in engineering ». Control engineering series, 2002

[BEN 01] R. Bensaid. « Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries ». Ph.D. Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.

[BEN 06] K. Benmansour. « Contribution à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur ». Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.

[BET 03] O. Béthoux, J-P Barbot, « Multi-cell chopper direct control law preserving optimal limit cycles », in *Proceedings of CCA*, Glasgow, 2002

[BET 05] O. Bethoux. « Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Science Et Ingénierie de l'Université de Cergy-Pontoise, 2005.

[BIR 06] A. Birouche. « Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.

[DEL 02] L. Delmas, G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, « Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control Balancing », IEEE P ESC 2002, Cairns, Australia, vol.2, pp. 689-694, June 2002.

[DJE 05] M.Djemai. J. P. Barbot. « Analyse d'observabilité et synthèse d'observateur pour les systèmes hybrides ». Article de Synthèse : Groupe SDH du GDR MACS. Volume 8 – n°2/2005, pages 1 à 23.

[FLO 00] T. Floquet. « Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur ». Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000.

[GAT 97] G. Gateau. « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série, Commande non linéaire et commande floue ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.

[GAT 01] G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, « Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control », EPE 2001, Graz, Austria, August 2001.

[GAT 06] G. Gateau, T. A. Meynard, A-M. Lienhardt. « Stacked Multicell Converter : Sliding Mode Observation of Flying Capacitor Voltages». IEEE ISIE 2006.

[HER 77] R. Hermann and A. J. Krener. « Nonlinear Controllability and Observability». IEEE Trans. On Automatic Control, vol. 22, pp. 728-740, 1977.

[LIE 06] A – M. Lienhardt. « Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé). Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

[MEY 91] T. A. Meynard, H. Foch. « Brevet français n°91.09582, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) n°92/00652 du 8 juillet 1992 », 1991.

- [MEY 92] T. A. Meynard, H. Foch. « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters ». P.E.S.C'92, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp.397-403.
- [MEY 97] T. A. Meynard, M. Fadel. « Modelling multilevel converters ». IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.44, June 1997, pp.356-364.
- [MEY 98] T. A. Meynard, P. Beaudesson, F. Richardeau. « Caractérisation du convertisseur multicellulaire série en présence de défauts de commutation » *Electronique de Puissance du Futur*, Belfort, France, Décembre 1998, pp 129-134.
- [NIC 96] B. Nicolas. « Contribution à la commande des convertisseurs statiques : Définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [NOL 06] F. Nollet. « Lois de commande par modes glissants du moteur pas à pas ». Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2006.
- [PIN 98] D. Pinon, M. Fadel, T. A. Meynard. « Commande par mode glissant d'un hacheur à deux cellules : étude de l'installation des cycles limites. » *Revue Internationale de Génie Electrique*, Volume 1 – n°3/1998, pages 393 à 415, 2002.
- [PIN 00] D. Pinon. « Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [RON 06] A. Rondepierre. « Algorithmes Hybrides pour le contrôle optimal des systèmes non linéaires ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [SLO 87] J.-J. E. Sloting, J.K. Hedrick and E.A. Misawa. « On Sliding Observers for Nonlinear Systems », *Journal of Dynamic System, Measurements and Control*, vol. 109, pp. 245-252, September 1987.

ملخص

هذا العمل يدرس تحكم و ملاحظ المحولات المتعددة الخلايا. في الفصل الاول نقدم النموذج الهجين لتمثيل المحول . الفصل الثاني مكرس لتحكم المباشر و تحكم بالشكل الانزلاقي الخاص بالمحولات المتعددة الخلايا ثم نقوم بمقارنة هاذين الموجهين. فالفصل الثالث يهتم بالملاحظ و بناء ملاحظ بواسطة الشكل الانزلاقي لكي نتبع توترات المكثفات. نختم هذا العمل بمؤخرة حول النتائج الرئيسية المتوصل اليها و الافاق المرجوة لتحسين المحولات المتعددة الخلايا.

الكلمات الاساسية لنظام الهجين - الالي الهجين - المحولات المتعددة الخلايا-التحكم المباشر- التحكم بالشكل الانزلاقي - الملاحظ.

Résumé

Ce travail traite la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série. Dans le premier chapitre un modèle hybride est proposé pour décrire la dynamique de ces convertisseurs. Le deuxième chapitre est consacré à la commande directe et la commande par mode glissant du convertisseur multicellulaire, une comparaison est effectuée entre ces deux commandes. Le troisième chapitre traite l'observabilité et la construction d'un observateur pour mesurer les tensions flottantes. Ce travail est clôturé par une conclusion sur les principaux résultats obtenus et les perspectives envisagées pour développer ces systèmes.

Les mots clés : Système Hybride - Automate Hybride - Convertisseur Multicellulaire - Commande Directe - Commande par Mode Glissant - Observateur.

Abstract

This work deals with multicell converter control and observer. The first chapter presents a hybrid model to describe the dynamic converter. The second chapter is devoted to the direct control and sliding mode approach to control the multicell converter than a comparison is given between these strategies. In the third chapter, we study the observability and the construction of the observer to the measurement of flying capacitor voltages. Finally this work is finished with the mean results obtain and the perspective to develop this systems.

Key words: Hybrid system- Hybrid Automata - Multicell converter - Direct Control - Sliding Mode Control - Observator.