

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME

D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

COMMANDE ET OBSERVATION PAR MODE GLISSANT DES CONVERTISSEURS
MULTICELLULAIRES SERIES

Proposé et dirigé par :

Monsieur : S. BARKAT

Présenté par :

- Ali DJERIOUI

-Faris KHELIFI

Année Universitaire : 2008/2009

Remerciements

Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidé à réaliser ce travail

*Nous tenons à remercier très vivement notre encadreur **Dr. BARKAT Saïd**, pour sa
patience, ces directifs enrichissants et sa disponibilité.*

*A tous nos professeurs pour leur générosité et leurs efforts déployés avec nous durant
toutes ces années d'étude.*

*Nos remerciements et toute nos gratitudes s'adressent à tous les collègues et les
enseignants du département d'électrotechnique de M'sila avec qui nous avons eu
l'occasion d'avoir des discussions enrichissantes et de partager des moments et des
souvenirs inoubliables tant sur le plan scientifique que le sur le plan culturel.*

*Nous ne pouvons terminer cette page de remerciements sans s'adresser de façon très
particulière à nos parents, et nos familles pour leur amour et pour leur soutien continu.*

Sans eux, nous ne serons certainement pas arrivés là...

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Modélisation des convertisseurs multicellulaires séries

I.1. Introduction.....	3
I.2. Topologie de la structure multicellulaire série.....	4
I.2.1. Cellule élémentaire de commutation.....	4
I.2.2. Propriétés de la structure.....	5
I.2.3. Choix du point de référence des tensions.....	6
I.3. Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants.....	8
I.4. Evolution des tensions de condensateur et de cellule.....	9
I.5. Modélisation du convertisseur.....	11
I.5.1. Modèle aux valeurs instantanées.....	11
I.5.2. Hypothèses.....	11
I.5.3. Formulation générale.....	12
I.5.3.1. Hacheur à P cellules de commutation.....	12
I.5.3.2. Structure de l'onduleur triphasé.....	14
I.6. Stratégie de commande (MLI) du hacheur a trois cellules.....	15
I.6.1. Simulation du hacheur à trois cellules.....	16
I.7. Stratégie de commande (MLI) de l'onduleur triphasé.....	18
I.7.1. Simulation de l'onduleur triphasé.....	19
I.8. Conclusion.....	21

Chapitre II

Commande par mode de glissement d'ordre un

II.1. Introduction.....	22
II.2. Généralités sur la commande par modes de glissement.....	22
II.2.1. Configuration de base pour le système à structure variable.....	24
II.2.2. Existence d'un régime glissant.....	26
II.2.3. Comportement dynamique en mode de glissement.....	27
II.2.4. Mode de glissement réel.....	28
II.2.5. Loi de commutation avec hystérésis.....	29
II.2.6. Stabilité en mode de glissement.....	29
II.2.7. Fonction de Lyapunov.....	30
II.2.8. Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement.....	30
II.3. Commandabilité des systèmes non linéaires.....	31
II.3.1 Présentation du cas général.....	31
II.4. Commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire série.....	31

II.4.1. Application sur un hacheur à trois cellules.....	33
II.4.2. Commandabilité d'un convertisseur à trois cellules.....	34
II.4.3. Calcul des fonctions de commutation.....	34
II.4.4. Structure de commande à fréquence variable	35
II.4.4.1 Résultats de simulation.....	35
II.4.5. Structure de commande à fréquence fixe.....	40
II.4.5.1. Simulation de la commande à fréquence fixe	40
II.6. Cas de l' onduleur triphasé.....	45
II.6.1. Commande à fréquence variable.....	45
II.6.2. Commande à fréquence fixe.....	46
II.7. Conclusion.....	48

Chapitre III

Commande par mode de glissement d'ordre supérieur

III.1. Introduction.....	49
III.2. Position du problème.....	50
III.3. Degré relatif	50
III.4. Principe.....	51
III.5. Commande par mode glissant d'ordre deux.....	51
III.6. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante.....	53
III.6.1. Loi 2-glissante	54
III.6.2. Surface de glissement	54
III 6.3. Commande équivalente.....	54
III.7. Algorithmes glissants d'ordre supérieur.....	55
III.7.1. Algorithme de Twisting :	56
III.7.2. Algorithme de Super Twisting.....	57
III.7.3. Algorithme sous-optimal.....	58
III.7.4. Algorithme de Drift.....	59
III.8. Suppression de phénomène de chattering.....	59
III.9. Commande par régime glissant d'ordre r.....	60
III.9.1. Position du problème.....	60
III.9.2. Construction de la commande.....	60
III.10. Commande à super Twisting d'un convertisseur multicellulaire a trois cellules.....	62
III.10.1. Cas d'un hacheur.....	62
III.10.1.1. Résultats de simulation.....	63
III.10.2. Cas d'un onduleur triphasé.....	66
III.11. Conclusion.....	70

Chapitre VI

Observateurs par mode de glissement des tensions flottantes

VI.1. Introduction.....	71
-------------------------	----

VI.2. Observabilité des systèmes linéaires.....	71
VI.2.1. Systèmes linéaires continus.....	72
VI.2.2. Systèmes linéaires discrets.....	73
VI.2.3. Observabilité des systèmes non linéaires.....	73
VI.2. 3.1. Condition de rang d'observabilité.....	73
VI.3. Théorie des observateurs à mode glissant d'ordre un.....	75
VI.3.1. Principes de fonctionnement de l'observateur.....	75
VI.3.2. Dimensionnement de l'observateur.....	75
VI.4. Application à un hacheur à trois cellules.....	77
VI.4.1. Conditions d'observabilité.....	78
VI.4.2. Equations de l'observateur à mode glissant.....	79
VI.4.3. Condition de glissement et le mode d'attente.....	79
VI.4.4. Dynamique sur la surface de glissement.....	80
VI.4.5. Paramètres et calcul des gains de l'observateur.....	81
VI.5. Résultats de simulation.....	82
VI.6. Observateur à mode glissant d'ordre deux.....	85
VI.6. 1. Synthèse de l'observateur.....	85
VI.6. 2. Analyse de convergence.....	86
VI.6.3. Application à un hacheur a trois cellules.....	88
VI.6.4. Les conditions de glissement.....	89
VI.7. Résultats de simulation.....	89
VI.8. Conclusion.....	92
Conclusion générale.....	93
Bibliographies.....	94

Introduction générale

Depuis de nombreuses années dans le domaine de l'électronique de puissance, on assiste à une augmentation sans cesse croissante des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles. Cette élévation de puissance peut être obtenue en théorie de deux façons : augmentation du courant ou de la tension commutée. Mais d'un point de vue pratique à l'échelle du composant, ces augmentations sont difficiles à maîtriser et se traduisent par une détérioration importante des caractéristiques statiques et dynamiques: pertes par conduction et par commutation plus importantes. Pour répondre à cet inconvénient, la solution consiste à placer plusieurs semi-conducteurs basse-tension en série [1].

Une nouvelle topologie de convertisseurs apparue au début des années 90, les convertisseurs multicellulaires série, permet d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste. En effet, cette nouvelle topologie facilite la mise en série en assurant un équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs en régime statique. De plus, le fractionnement de la fonction interrupteur (présence de degrés de liberté supplémentaires liés au nombre d'interrupteurs en série) permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur en terme de contenu harmonique [2]. Les convertisseurs multicellulaires série mettent en œuvre des condensateurs flottants dont les tensions doivent être maîtrisées. Cette maîtrise peut être assurée sous certaines conditions en boucle ouverte.

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) [3].

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. Cependant le phénomène d'équilibrage naturel qui en résulte est de nature lente. Il est important donc de définir des lois de commandes assurant un équilibrage rapide des tensions aux bornes des condensateurs flottantes. Plusieurs techniques de commande ont été proposées dans ce sens. Nous pouvons citer des commandes linéaires [4], par découplage non linéaires [5] et en utilisant la logique floue [6].

Par ailleurs, toute commande du convertisseur nécessite de mesurer les tensions flottantes. Toute chaîne de mesure des tensions pose évidemment des problèmes de coût, mais aussi d'encombrement et de fiabilité. Il est donc légitime de penser à réduire au minimum le nombre de capteurs en utilisant un observateur d'état. Ceci est d'autant plus vrai que les calculateurs sont, actuellement, de plus en plus puissants et avec des prix très concurrentiels [7]. Pour cette raison, plusieurs observateurs sont proposés dans la littérature tel que l'observateur déterministe de Luenberger et le filtre de Kalman récursif [8].

Nous présenterons dans la première partie de ce mémoire des lois de commande par mode glissant assurant le contrôle des tensions aux bornes des condensateurs et du courant de charge

avec des dynamiques d'évolution rapides. La deuxième partie de ce travail sera consacrée au développement d'observateurs d'état par mode glissant permettant d'éviter le recours à des capteurs de tensions flottantes.

Nous avons organisé ce document en quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation des convertisseurs multicellulaires série ou nous rappellerons les principales caractéristiques de cette topologie de convertisseur. Nous présenterons également le modèle instantané du convertisseur multicellulaire. Ce modèle prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur.

Dans un second chapitre deux algorithmes de commande par mode de glissement seront synthétisés. Il s'agit de la commande par mode de glissement à fréquence de commutation variable et la commande à fréquence de commutation fixe.

Le troisième chapitre sera dédié à une autre variante de la commande par mode de glissement, dite commande par modes glissants d'ordre deux. En plus d'une présentation théorique de la commande, une application sur le convertisseur multicellulaire à été proposée.

Le quatrième chapitre sera réservé à l'exploitation de la notion par mode glissant d'ordre un et deux pour concevoir des observateurs capables de reproduire fidèlement les tensions aux bornes des condensateurs flottants et réduire ainsi le coût de réalisation en écartant l'utilisation de capteurs de tension différentiels.

Enfin, dans une dernière partie, nous présenterons les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I

Modélisation des convertisseurs multicellulaires séries

I.1. Introduction

Un convertisseur statique est dit multiniveaux lorsqu'il génère une tension de sortie composée d'au moins trois niveaux de tension. 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 du 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. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [1], [2].

Dans ce chapitre, on va tout d'abord voir la topologie du convertisseur multicellulaire série, on donne les notations et on rappelle les propriétés de ce type de convertisseur. C'est un convertisseur modulaire avec un élément élémentaire qui se nomme cellule, chaque cellule est constituée de deux interrupteurs et d'un condensateur flottant.

Par la suite, le modèle du convertisseur multicellulaire série sera développé en valeurs instantanées. Ce modèle permet prendre en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet également de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage.

I.2. Topologie de la structure multicellulaire série

Afin de bien situer le contexte de notre travail, nous allons dans cette section rappeler le principe de fonctionnement des convertisseurs multicellulaires séries en mettant en avant leurs principaux avantages.

La structure générale d'un bras du convertisseur multicellulaire série est représenté par la figure (I.1).

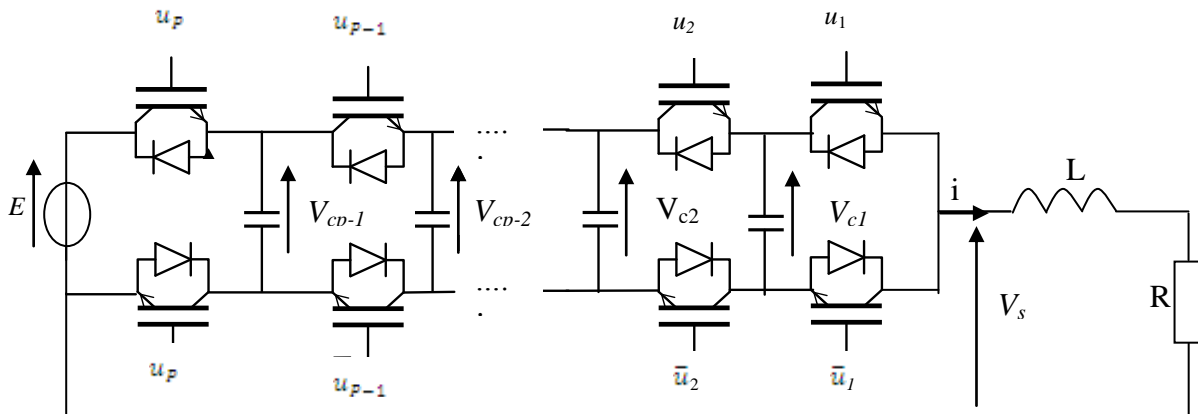


Figure I.1. Bras multicellulaire possédant P cellules de commutation

I.2.1. Cellule élémentaire de commutation

La cellule de commutation élémentaire est le plus petit circuit représentatif des phénomènes de commutation en électronique de puissance. On peut montrer que tous les convertisseurs statiques sont des associations de cellules de commutation [2].

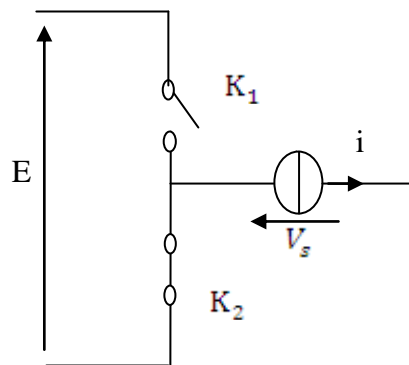


Figure I.2. Cellule de commutation élémentaire

Afin d'éviter le court-circuit de la source de tension E ou bien l'ouverture de la source de courant i, les deux interrupteurs K_1 et K_2 doivent être à tout instant dans des états complémentaires. Il faut que le changement d'état d'un des interrupteurs soit commandé et que ce changement d'état provoque le changement spontané de l'autre interrupteur constituant la cellule de commutation. L'étude des réversibilités demandées aux convertisseurs dans lesquels les cellules de commutation vont être utilisées montre que les interrupteurs doivent être bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. En pratique, il s'agira de l'association d'un composant actif et d'une diode en antiparallèle.

I.2.2. Propriétés de la structure

Le hacheur à deux cellules étudiées est celui de la figure (I.3).

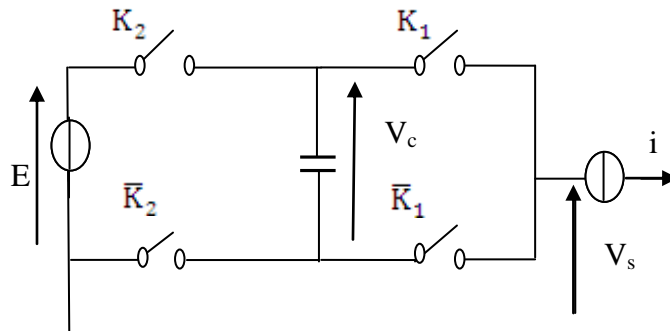


Figure I.3. Convertisseur à deux cellules de commutation

Pour une structure à deux cellules de commutation imbriquées, les différentes phases de fonctionnement sont présentées sur la figure (I.4).

En un premier temps on considère que les sources de tension et de courant sont parfaites. Les deux interrupteurs (K_1, \bar{K}_1) forment une cellule de commutation et les interrupteurs (K_2, \bar{K}_2) forment la deuxième cellule de commutation. Le fonctionnement de chaque cellule est indépendant, par conséquent les quatre états décrits par la figure (I.4) sont envisageables.

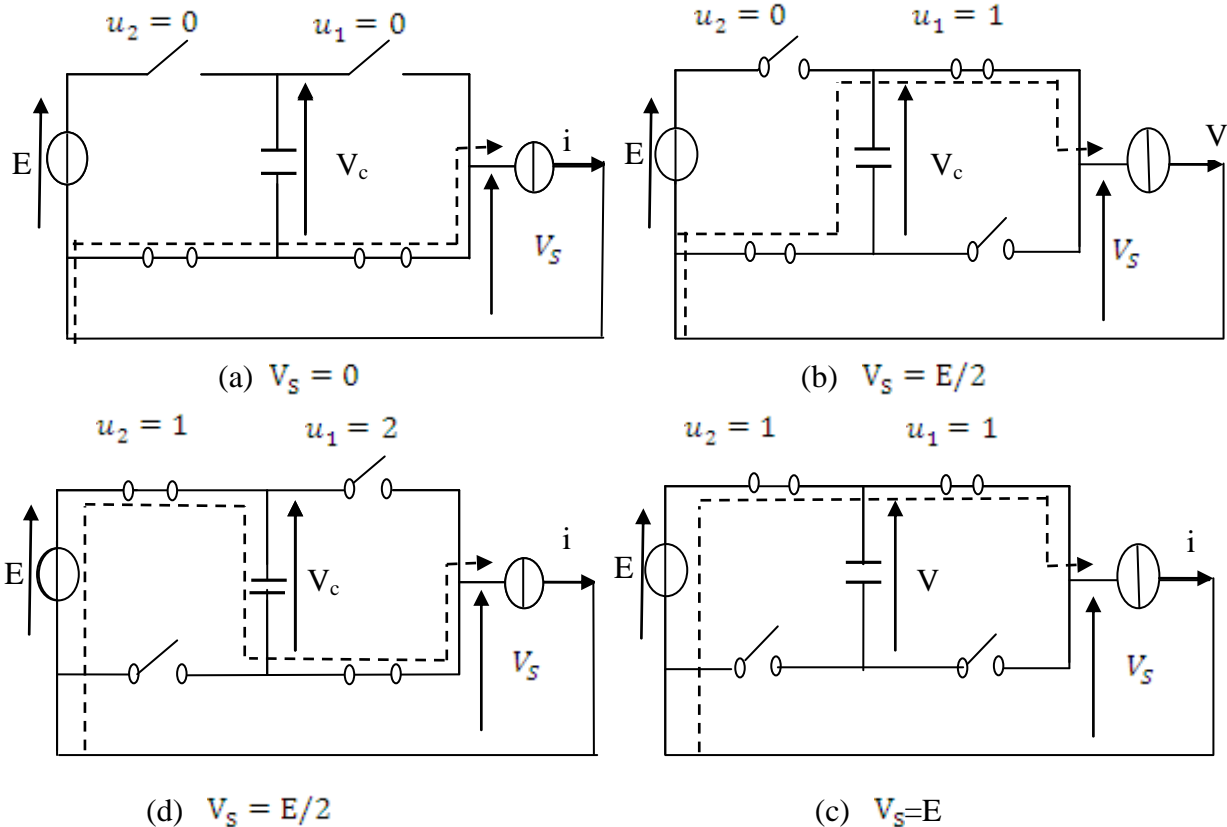


Figure I.4. Configurations possibles d'un convertisseur à deux cellules de commutation

L'application de la loi des mailles sur chaque cellule de commutation permet de constater que la tension appliquée à chaque interrupteur bloqué est de $\frac{E}{2}$ à tout instant, assurant ainsi l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs aussi bien en statique que durant les phases de commutation.

Les signaux de commande homologue de chaque cellule peuvent être décalés, ainsi on peut faire apparaître les niveaux de tension $E, \frac{E}{2}, 0$ en sortie (figure (1.4)).

La tension de sortie peut s'exprimer de deux manières, à l'aide des tensions de cellules ou des tensions de condensateur :

$$V_S = \sum_{i=1}^P u_i \cdot V_{cel_i} \quad (1.1)$$

$$V_S = - \sum_{i=1}^P \delta_i \cdot V_{c_i} + u_i E \quad (1.2)$$

$$\text{Où } V_{c_0} = 0; V_{c_P} = E$$

$$V_{cel_i} = V_{c_i} - V_{c_{i-1}}, \delta_i = u_{i+1} - u_i$$

$$u_{i+1} = 0, \delta_n = -u_i \quad (1.3)$$

On peut passer des tensions de cellule aux tensions de condensateur et vice-versa.

I.2.3. Choix du point de référence des tensions

Une des contraintes sur les commutateurs est la tension inverse. Cette tension inverse est égale à la différence de tension entre deux condensateurs successifs. C'est donc par définition la tension de cellule. Afin d'avoir sur chaque commutateur les mêmes contraintes (E/P), la tension de référence des tensions de cellule doit être choisie égale à :

$$V_{cel_{ref}} = \frac{E}{P} \quad (I.4)$$

Ceci conduit pour les tensions de condensateur à une fraction croissante de la tension de la source en fonction de son rang comme suit :

$$V_{ci_{ref}} = i \frac{E}{P} \quad (I.5)$$

On pourrait prendre des tensions de condensateurs identiques. Ainsi on aurait beaucoup plus de niveaux de sortie mais la contrainte sur chaque commutateur ne serait pas la même. De plus, on ne pourrait plus exploiter les redondances de configuration au niveau de la tension de sortie. Par exemple avec $P=3$, lorsque les tensions de condensateur sont correctes (aux valeurs de référence), les trois configurations suivantes donnent la même tension de sortie, mais pas la même évolution des tensions de condensateur.

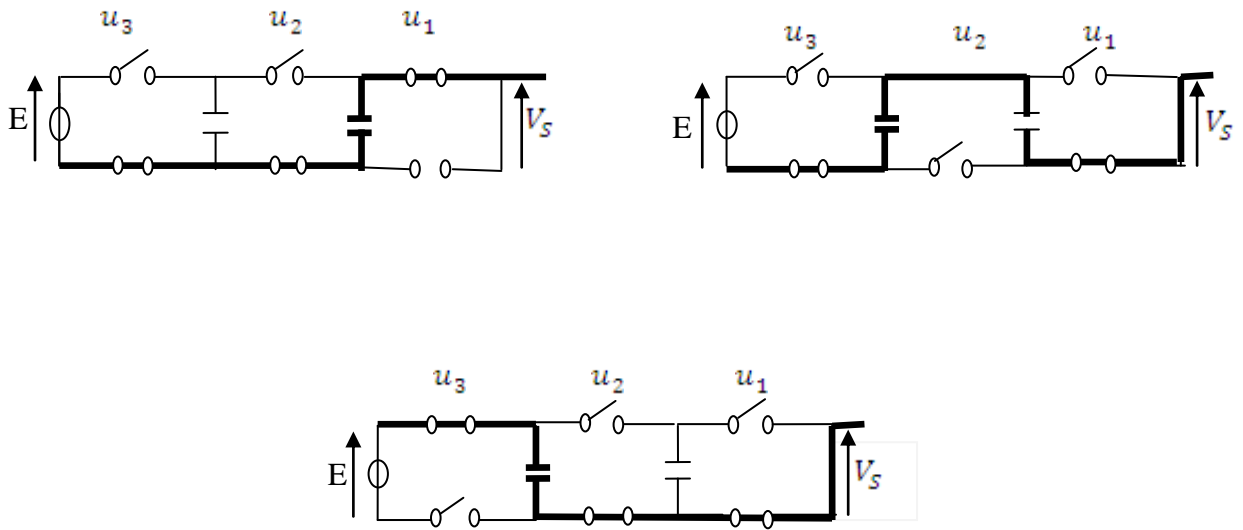


Figure I.5. Ensemble des configurations donnant $V_s = E/3$ pour $P=3$

Le tableau(I.1) donne l'ensemble des configurations possibles pour chaque niveau de tension de sortie avec $P=3$

V_s	u_3	u_2	u_1
0	0	0	0
$E/3$	0	0	1
	0	1	0
	1	0	0
$2E/3$	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0
E	1	1	1

Tableau I.1 Redondances des configurations suivant la tension de sortie ($P=3$)

Il y a trois configurations pour les niveaux $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ et une seule pour les niveaux 0 et E.

En supposant des tensions de cellule constantes $V_{cel} = V_{cel_{ref}}$, on a :

$$V_s = n \frac{E}{P} \tag{I.6}$$

Où n représente le numéro du niveau de tension donné par :

$$n = \sum_{i=0}^p u_i \quad (I.7)$$

I.3. Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

La dynamique des tensions des condensateurs flottants doivent suivre celle de la tension d'alimentation principale E , afin de maintenir l'équilibrage de la tension parmi différents semi-conducteurs de puissance de la structure multiniveaux, cet équilibre des tensions doit être assuré aussi bien en régime transitoire qu'en régime statique [3].

Il est souhaitable que la tension aux bornes des condensateurs flottants puisse suivre la tension d'entrée selon l'équation :

$$v_{cp} = \frac{i}{p} E \quad (I.8)$$

Sur la figure (1.6), on présente une dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 3 cellules de commutation.

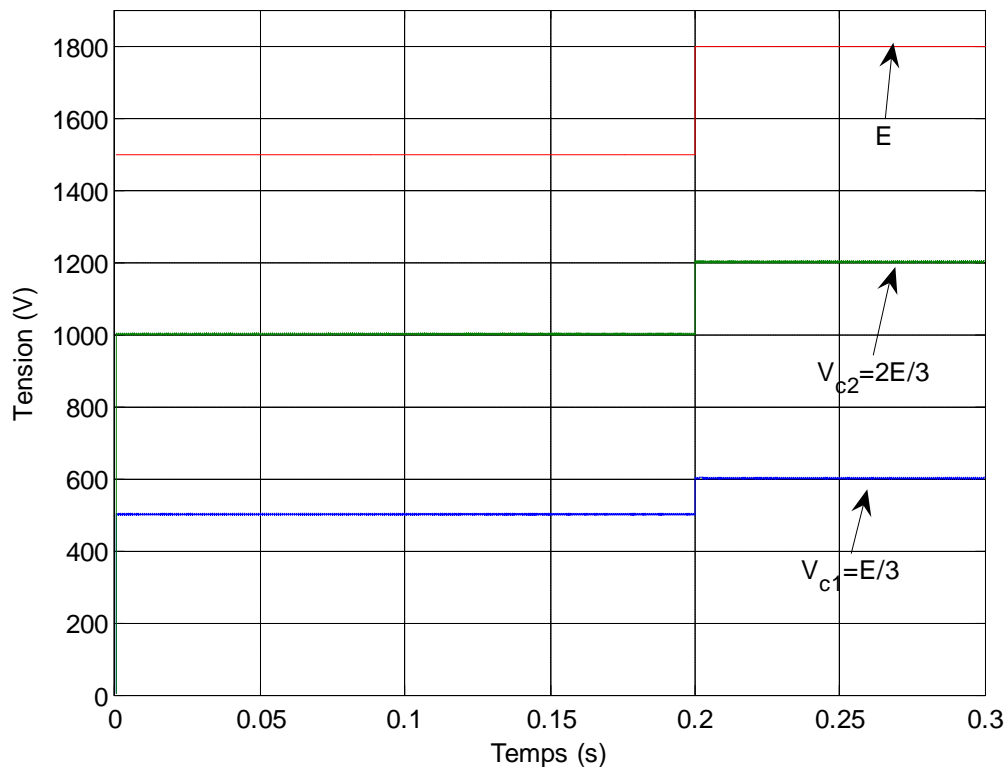


Figure I.6 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

L'évolution de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs doit se rapprocher de cet exemple afin de garantir le fonctionnement correct de la structure multiniveaux avec des condensateurs flottants, car cette dynamique est responsable, d'une part, d'un partage équilibré de tension d'entrée parmi les semi conducteurs mis en série et d'autre part elle assure une sortie de tension multiniveaux dont l'amplitude des niveaux égale à :

$$E_{niv}(t) = \frac{E(t)}{i} \quad (I.9)$$

I.4. Evolution des tensions de condensateur et de cellule

Pour connaître l'évolution d'une tension de condensateur (V_{ci}), il faut tenir compte de l'état de ses deux cellules adjacentes ($i+1$ et i). La structure élémentaire déterminant l'évolution de la tension du condensateur est représentée sur la Figure (I.7).

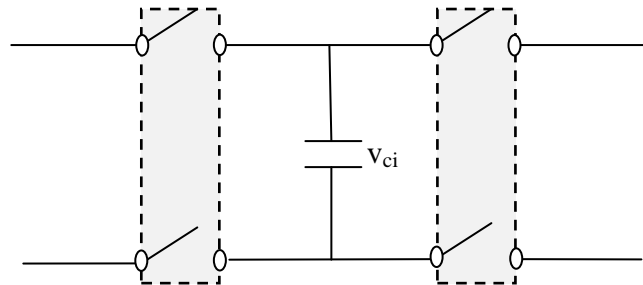


Figure I.7. Structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur

La dérivée de la tension de condensateur est:

$$\frac{dV_{ci}}{dt} = \frac{i}{c} \delta_i \quad (\text{I.10})$$

$$\frac{dV_{ci}}{dt} = \frac{i}{c} (u_{i+1} - u_i) \quad (\text{I.11})$$

Le tableau (I.2) donne les différents cas possibles :

u_{i+1}	u_i	δ_i
0	0	0
0	1	-1
1	0	1
1	1	0

Tableau I.2. Différentes possibilités de la commande

En prenant une convention récepteur pour le condensateur et un courant de sortie positif, les cas possibles sont :

- les deux cellules sont dans le même état : le courant du condensateur est nul (la tension reste constante)
- les deux cellules ne sont pas dans le même état, deux cas peuvent se présenter :
 - L'état de la cellule supérieure est 1 et l'autre 0 : le courant traversant le condensateur est alors positif (la tension augmente) ;
 - L'état de la cellule supérieure est 0 et l'autre 1 : le courant traversant le condensateur est alors négatif (la tension diminue).

La difficulté de contrôle des tensions de condensateur vient du fait que la commande d'une cellule agit sur plusieurs tensions de condensateur ce qui crée un couplage entre les variables (Tableau I.3).

n	u_3	u_2	u_1	Signe de la dérivée V_{c1}	Signe de la dérivée V_{c2}
0	0	0	0	0	0
$\frac{E}{3}$	0	0	1	0	-
	0	1	0	-	+
	1	0	0	+	0
$\frac{2E}{3}$	0	1	1	-	0
	1	0	1	+	-
	1	1	0	0	+
E	1	1	1	0	0

Tableau I.3. Sens d'évolution des tensions de condensateur possibles suivant n (P=3)

On s'aperçoit que, pour chaque niveau de tension de sortie (excepté les cas n=0 et n=E), les trois signes (+, - et 0) possible de la dérivée des tensions de condensateur existent. Mais les signes sont couplés, il est impossible de bénéficier des deux signes indépendamment l'un de l'autre pour chaque condensateur. Cependant, il est possible dans le temps de réguler les tensions de condensateur à la valeur souhaitée.

En ce qui concerne l'évolution d'une tension de cellule (V_{celi}), il faut tenir compte cette fois de l'état de commande de trois cellules adjacentes (i+1, i et i-1) comme sur le schéma suivant :

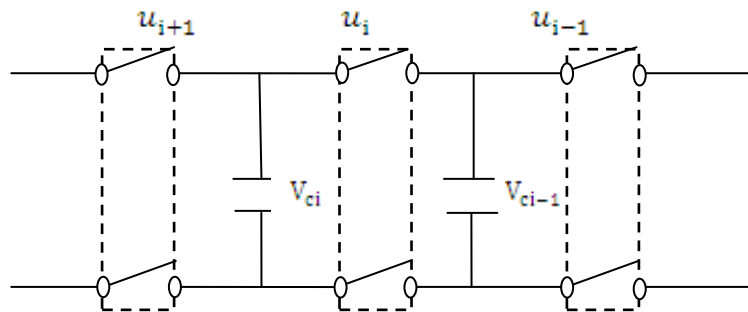


Figure I.8. Structure élémentaire agissant sur la tension d'une cellule

La dérivée de la tension de cellule V_{celi} peut s'exprimer alors de différentes manières :

$$\frac{dV_{celi}}{dt} = \frac{i}{c} (\delta_i - \delta_{i+1}) \quad (I.12)$$

$$\frac{dV_{celi}}{dt} = \frac{i}{c} (u_{i+1} + u_{i-1} - 2u_i) \quad (I.13)$$

$$\frac{dV_{celi}}{dt} = P_i \frac{i}{c} \quad (I.14)$$

Le tableau suivant tous les cas possibles de commande des trois cellules, avec le coefficient P_i correspondant :

u_{i+1}	u_i	u_{i-1}	δ_{i+1}	δ_{i+1}	P_i
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-1	1
0	1	0	-1	1	-2
0	1	1	-1	0	-1
1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	-1	2
1	1	0	0	1	-1
1	1	1	0	0	0

Tableau I.4. Valeurs de P_i suivant les configurations possibles.

On peut résumer ces différents cas possibles, en distinguant deux cas de figures :

- les trois commandes sont identiques : la tension de cellule ne bouge pas, car aucun condensateur n'est utilisé.

- les trois commandes ne sont pas égales :

- ◆ si $u = 1$, la tension de cellule V_{celi} augmente

- ◆ si $u = 0$, la tension de cellule V_{celi} diminue

I.5. Modélisation du convertisseur

I.5.1. Modèle aux valeurs instantanées

Le modèle instantané représente l'état de la cellule de commutation à chaque instant. Nous proposons dans un premier temps d'étudier l'évolution des différentes grandeurs d'état régissant le fonctionnement des convertisseurs séries tout en prenant en compte commutations des interrupteurs.

Dans le cas de l'étude des convertisseurs multicellulaires, le modèle aux valeurs instantanées nous permettra de mettre en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions condensateurs aux bornes des interrupteurs du convertisseur.

I.5.2. Hypothèses

Les hypothèses que nous formulons dans ce paragraphe vont nous permettre de simplifier l'étude des convertisseurs à multicellulaires et la formulation du modèle :

- Les temps morts sont nuls (les interrupteurs étant considérés comme parfaits).
- Les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire.
- Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).

I.5.3. Formulation générale

La présence des P cellules ayant chacune deux états possibles (interrupteurs \bar{u}_i et u_i étant à tout instant dans des états complémentaires) implique que ce convertisseur peut avoir plusieurs configurations possibles. Le signal de commande associé à l'interrupteur u_i sera noté u_i et ce signal sera à l'état 1 si l'interrupteur u_i est passant ou à l'état 0 si l'interrupteur u_i est bloqué.

Ces 2^P configurations peuvent être rassemblées dans un système d'équation différentielle représentant l'évolution des tensions V_{ci} et du courant de charge i .

La mise en équation de ce type de structure met en œuvre pour chaque bras [2] :

- (P-1) équations liée à l'évolution des tensions aux bornes des (P-1) condensateurs flottants.
- Une équation liée aux courant de charge i .

I.5.3.1. Hacheur à P cellules de commutation

Nous considérons sur la figure (I.7) la structure d'un hacheur à P cellules.

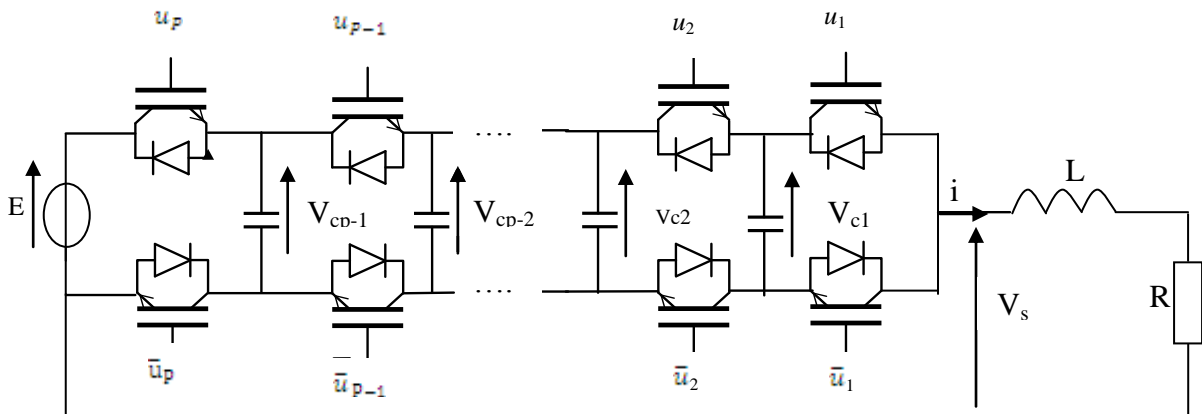


Figure I. 7: Hacheur multicellulaire possédant P cellules de commutation

Pour établir le modèle instantané de ce convertisseur, on prend deux cellules (u_1, \bar{u}_1 et u_2, \bar{u}_2) avec leur condensateur flottant (c_k). L'évolution de la tension aux bornes du condensateur est liée à l'évolution du courant i_{ck} . Ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k+1$ et cellule k) et du courant de charge i .

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes (u_k et u_{k+1}), comme suit :

$$i_{ck} = (u_{k+1} - u_k) i \quad (\text{I.14})$$

La tension aux bornes du condensateur c_k est liée au courant i_{ck} par :

$$i_{ck} = c_k \frac{dV_{ck}}{dt} \quad (\text{I.15})$$

Donc, il vient :

$$c_k \frac{dV_{ck}}{dt} = (u_{k+1} - u_k) i \quad (\text{I.16})$$

Cette équation est généralisable aux (P-1) condensateurs flottants.

Les variables d'état vérifient à tout instant le système d'équation (I.17)

$$\begin{cases} c_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = i(u_2 - u_1) \\ \vdots \\ c_P \frac{dv_{cP-1}}{dt} = i(u_P - u_{P-1}) \\ L \frac{di}{dt} = E u_P + \sum_{k=1}^P V_{c_k} (u_k - u_{k+1}) - Ri \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Notons x le vecteur d'état, et u le vecteur de commandes, ils sont définis par les équations (I.18), pour un hacheur à P cellules fonctionnant sur une charge R-L la dimension d'état est égale à P.

$$x = \begin{bmatrix} V_{c1} \\ \vdots \\ i \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_P \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

L'équation d'état instantanée d'un hacheur à p cellules peut s'écrire sous la forme de l'équation I.19

$$\dot{x} = Ax + G(x)u \quad (\text{I.19})$$

La matrice A n'a qu'un élément non nul : celui d'indice (P, P). Elle pourra être écrite sous la forme (I.20). La fonction G est un champ de vecteur de R^P dans R^P , donnée par :

$$G(x) = \begin{bmatrix} \frac{-i}{c_1} & \frac{i}{c_1} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{i}{c_2} & \frac{i}{c_2} & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{i}{c_P} & \frac{i}{c_P} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}}{L} & \dots & \dots & \frac{v_{cP}}{L} & \frac{E - v_{cP}}{L} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Cette équation est non-linéaire affine. Elle possède deux particularités:

- 1- Elle est non-linéaire. La non-linéarité est fournie par la modulation.
- 2- Elle présente un couplage entrées-sorties. Le champ de vecteur G est complet il n'existe pas de commande qui contrôle directement une variable d'état.

Ce modèle est utilisé en général uniquement pour valider des commandes, car il est difficile à exploiter pour élaborer des lois de commande. Mais il peut servir par exemple, pour les

modes glissants lors de la génération des surfaces de glissement.

I.5.3.2. Structure de l'onduleur triphasé

La figure (I.8) donne le circuit électrique d'un onduleur triphasé. Il est constitué de P cellules de commutation séparées par $P-1$ condensateurs flottants pour chaque phase, Les signaux de commande des cellules de commutation sont obtenus à partir d'une modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'onduleur triphasé parfait présente un fonctionnement stable, les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont "naturellement" équilibrées, aux bornes de la capacité c , entre la cellule k et la cellule $k+1$ la tension est égale à $k E/P$.

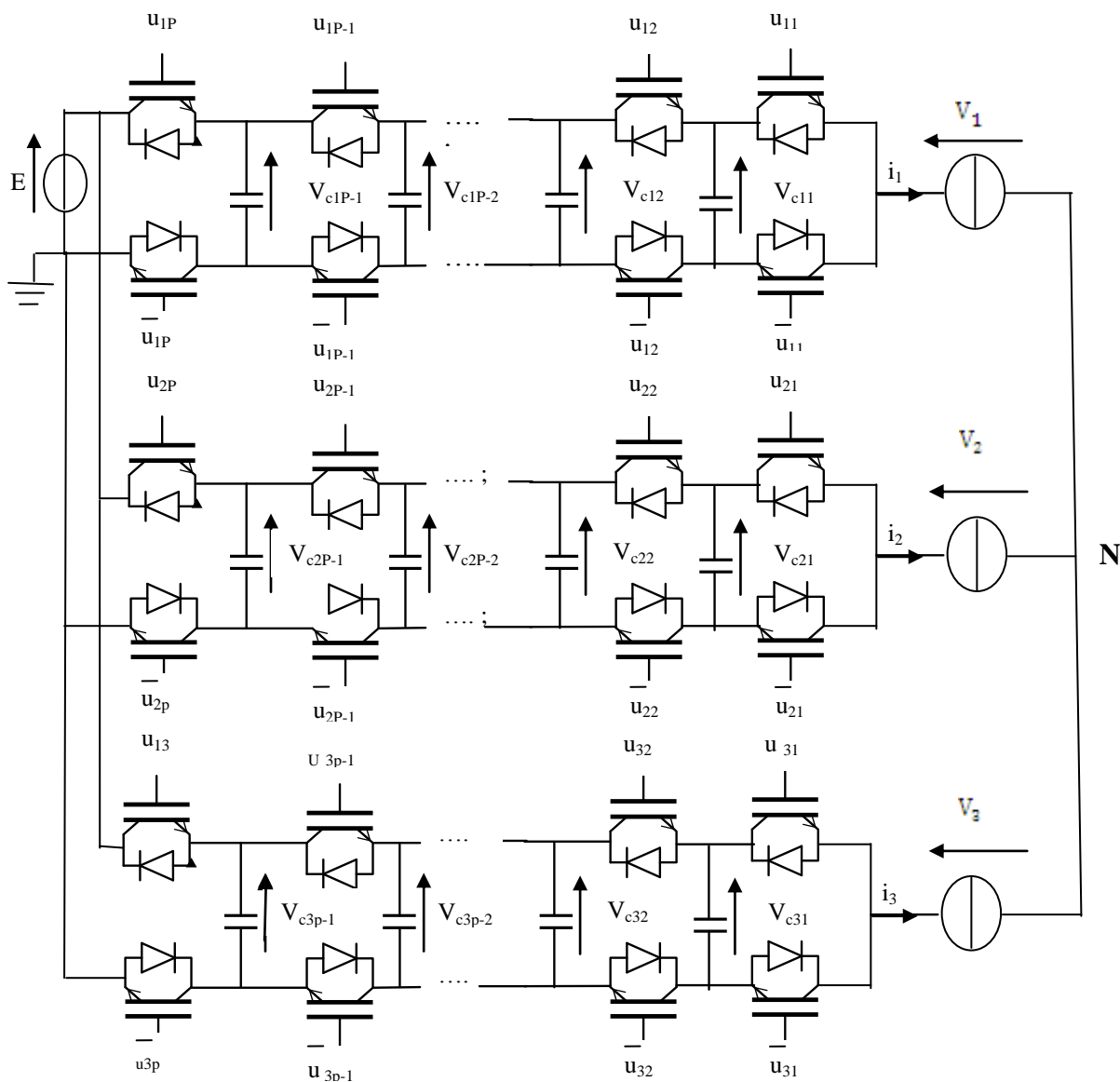


Figure I.8. Structure d'un onduleur à P cellules triphasé

En notant l'indice de la phase par 'j' et en adoptant les notations suivantes :

- u_{ji} la commande de la cellule 'k'
- V_{cji} la tension de condensateur 'k'
- i_1, i_2, i_3 les courants des sorties

Le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras de l'onduleur triphasé est :

$$\begin{cases} C \frac{dv_{cji}}{dt} = i_j (u_{j2} - u_{j1}) \\ \vdots \\ C \frac{dv_{jcP-1}}{dt} = i_j (u_{jP} - u_{jP-1}) \\ L \frac{di_j}{dt} = E u_{jP} + \sum_{k=1}^P v_{cjk} (u_{jk} - u_{jk+1}) - R i_j \end{cases} \quad (I.21)$$

I.6. Stratégie de commande (MLI) du hacheur a trois cellules

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible [5]. Les ordres de commande de chaque cellule, dans le cas de la MLI naturelle, sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle φ .

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés prt_k évoluant sur l'intervalle [0,1] sont [4] :

$$\begin{aligned} prt1 &= \frac{1}{2} - \text{asin}(\cos(2\pi f_p)) / \pi \\ prt2 &= \frac{1}{2} - \text{asin}(\cos(2\pi f_p - \varphi)) / \pi \\ prt3 &= \frac{1}{2} - \text{asin}(\cos(2\pi f_p + \varphi)) / \pi \end{aligned} \quad (I.22)$$

Dans le cas de la commande des interrupteurs d'un bras multicellulaire les P signaux de commande doivent avoir des rapports cycliques u_i identiques et un déphasage de $\frac{2\pi}{P}$ correspondant à la phase entre deux signaux commandant deux cellules adjacentes. L'obtention de ce signaux u_i est possible à partir de l'élaboration de P signaux triangulaires de fréquence f_p (correspondant à la fréquence de découpage f_p) et déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{P}$.

Les interrupteurs des différentes cellules sont commandés par signaux de commande u_i valant 0 (respectivement 1) lorsque les interrupteurs sont bloqués (respectivement passants), ces signaux de commande peuvent être obtenus par modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui consiste à utiliser les intersections de P porteuses triangulaires est un signal modulant.

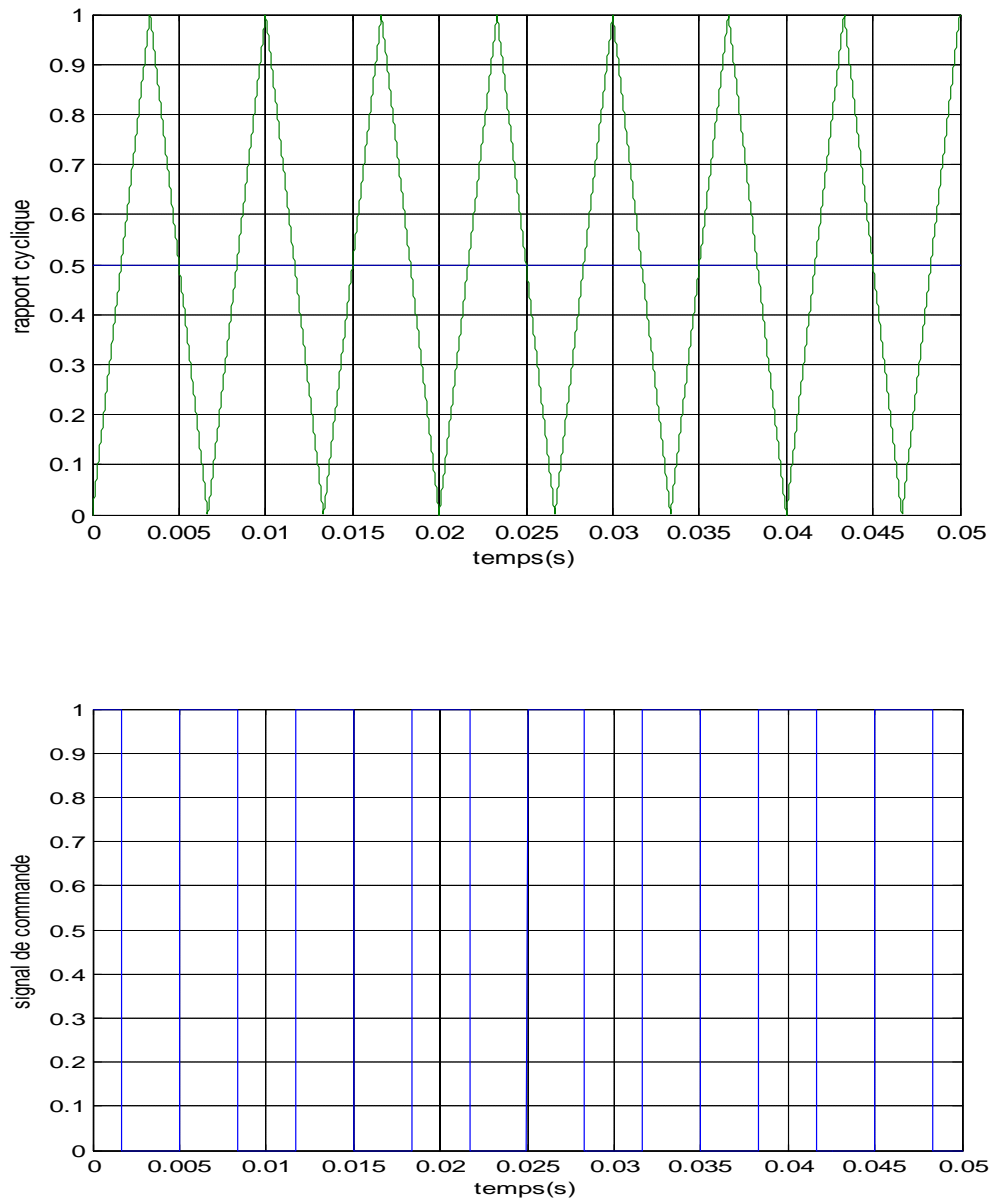


Figure I.9. Génération des signaux de commande de la primaire cellule d'un hacheur MLI

I.6.1. Simulation du hacheur à trois cellules

Nous présentons maintenant des résultats de simulation d'un hacheur à 3 cellules dont les caractéristiques sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} L = 1.5mH \\ R = 10\Omega \\ u_i = 0.5 \text{ (identique sur les trois cellules)} \\ c_1 = c_2 = 40 \mu F \\ E = 1500 V \end{array} \right.$$

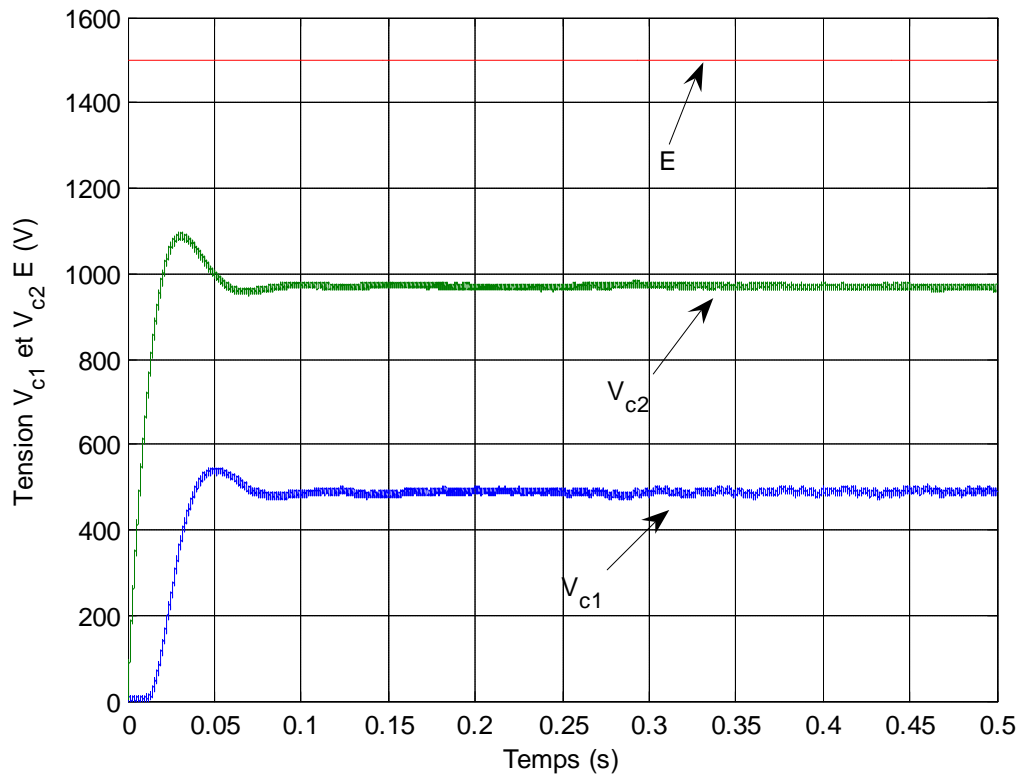


Figure I.10. Dynamique des tensions des condensateurs flottants

La figure (I.10) montre que les tensions condensateurs V_{c1} et V_{c2} évoluent vers les composantes continues 485V et 985V respectivement, bénéficiant de l'une des propriétés intéressantes de cet hacheur, il s'agit de l'équilibrage naturel. Toutefois une erreur statique en régime permanent persiste du fait de la chute de tension en mode direct de composants semi conducteur utilisés.

L'évolution du courant de charge est présentée sur la figure (I.11)

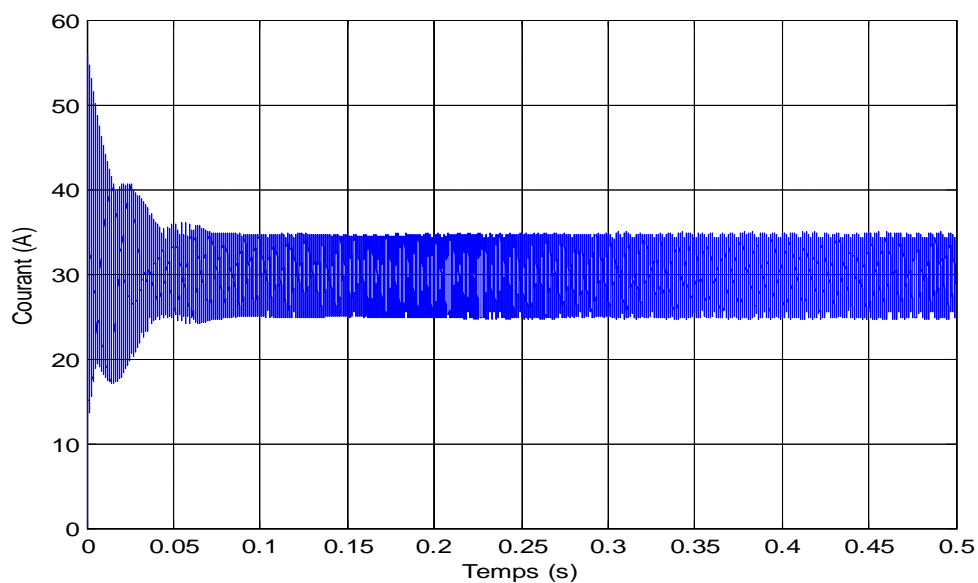


Figure I.11. Evolution du courant de charge

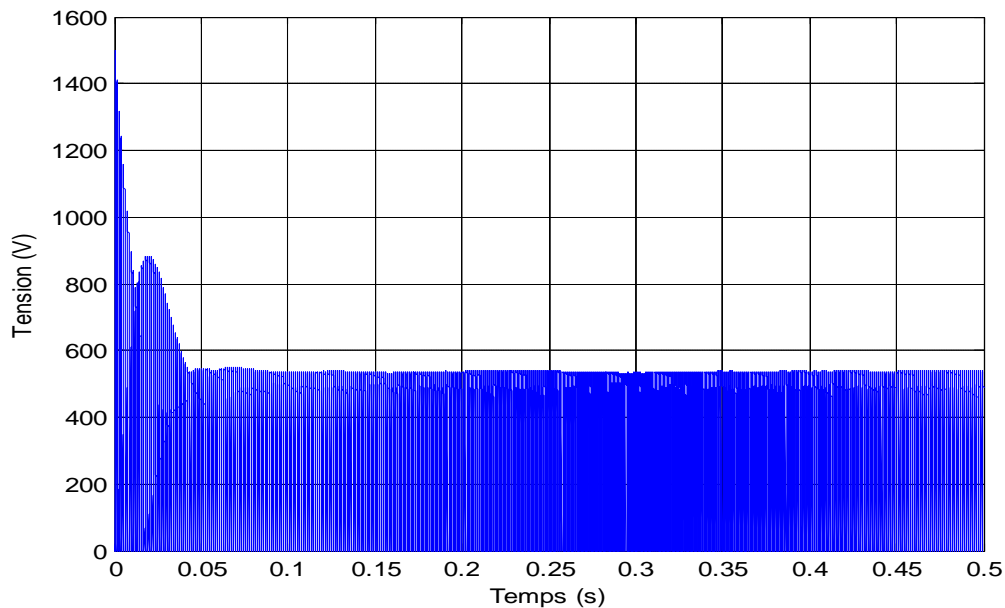
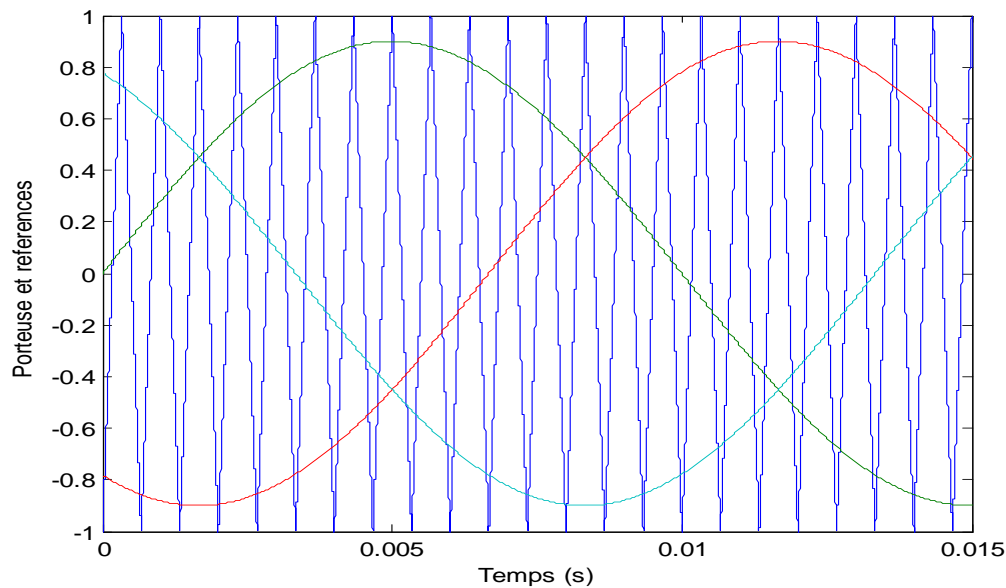


Figure I.12. Evolution de la tension de sortie v_s

I.7. Stratégie de commande (MLI) de l'onduleur triphasé

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs en fait appel à la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales déphasé de $\frac{2\pi}{3}$ et les porteuses correspond au nombre de cellule déphase $\frac{2\pi}{P}$.

La figure (I.13) présente les signaux de commande de la première cellule pour chaque phase.



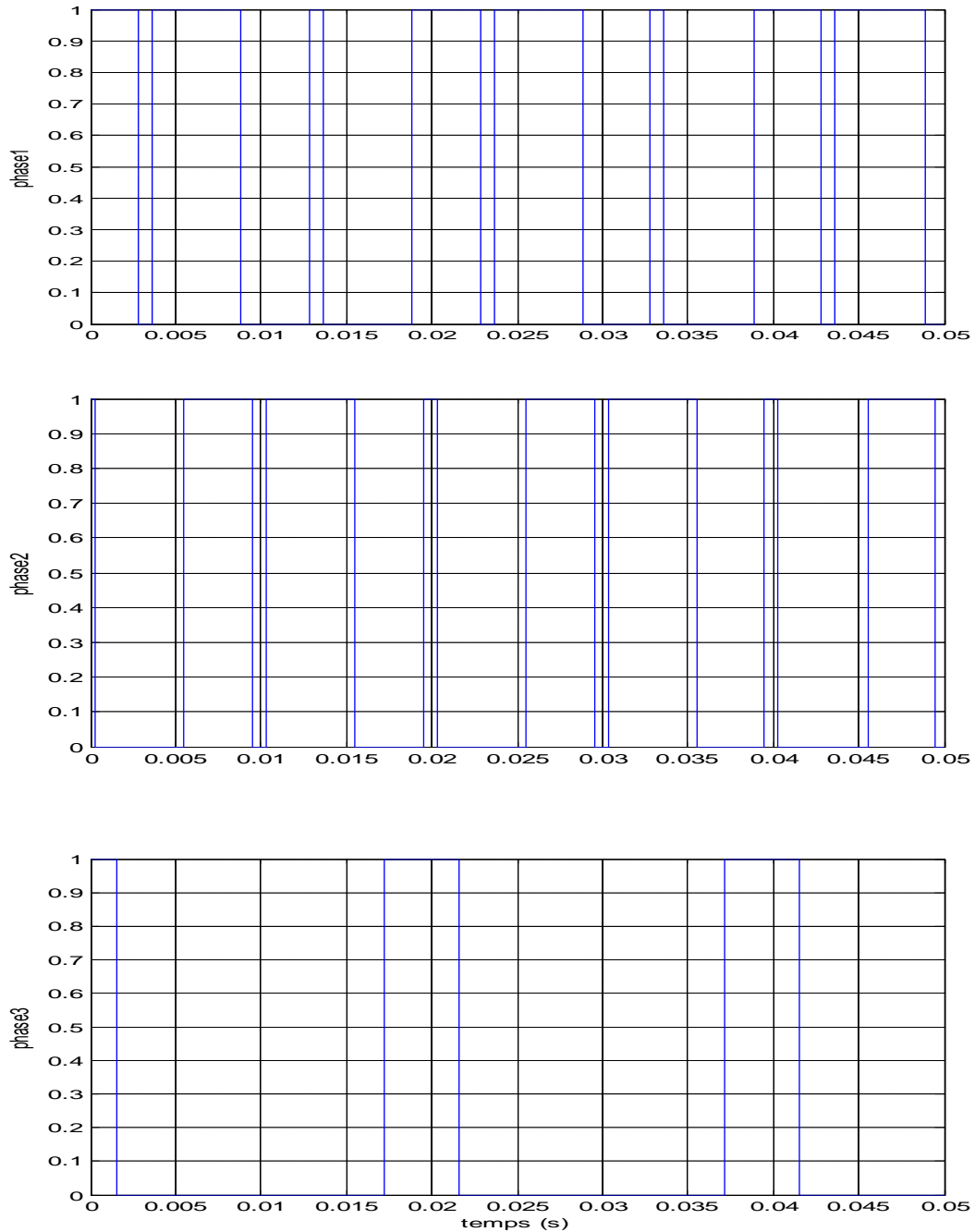


Figure I.13. Génération des signaux de commande de la première cellule

I.7.1. Simulation de l'onduleur triphasé

Nous présentons maintenant les résultats de simulation de l'onduleur triphasé à trois cellules dont les caractéristiques sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500 \text{ V} \\ L = 1.5 \text{ mH} \\ R = 10 \Omega \\ C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F} \quad P_{\text{mod}} = 0.9 \\ f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz} \quad f_{\text{desc}} = 10^4 \text{ Hz} \end{array} \right.$$

Nous effectuons un démarrage du convertisseur alors que les tensions des condensateurs sont initialement déchargées

La figure (I.14) montre l'évolution de la tension de la première phase.

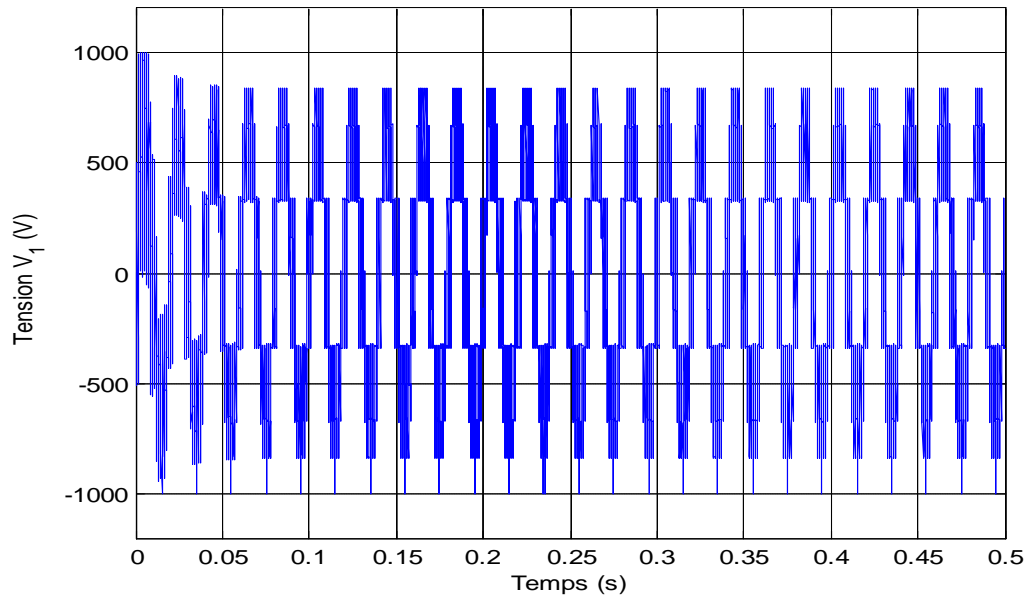


Figure I.14. Tension simple de la première phase

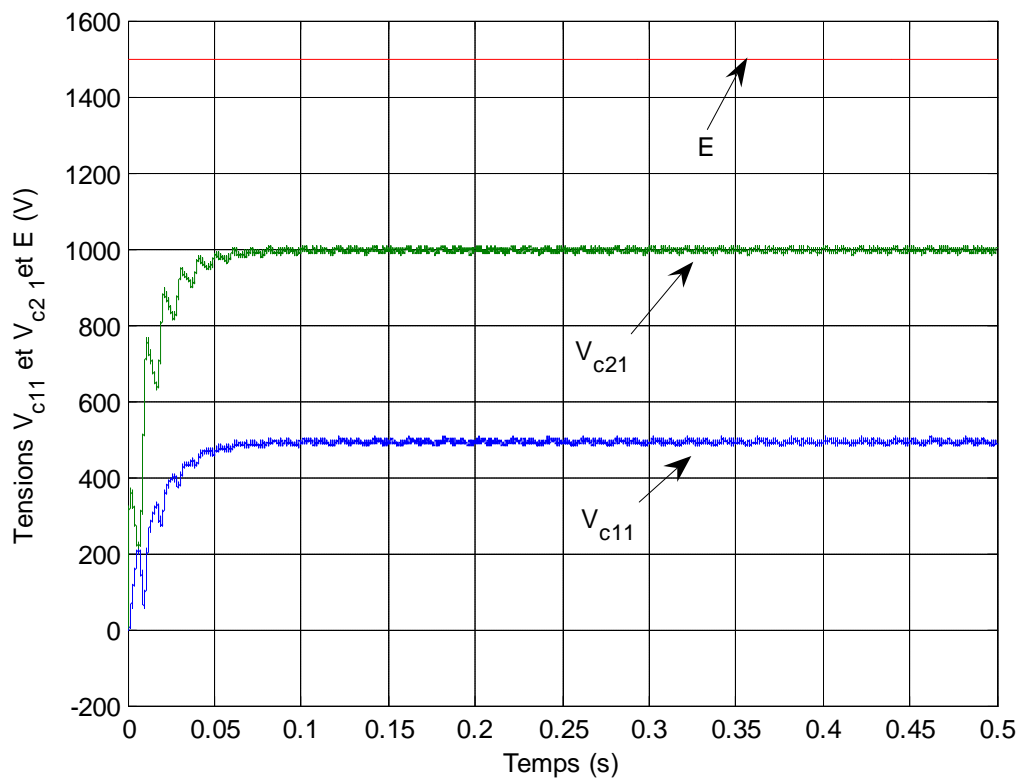


Figure I.15. Evolution des tensions des condensateurs du premier bras

La figure (I.15) présente l'évolution des tensions des condensateurs de la première phase. On remarque que les diodes imposent une tension toujours positive aux bornes des condensateurs. Nous avons pris comme exemple les tensions des condensateurs relatifs à la première phase, des résultats identiques peuvent être obtenus pour les autres phases.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement du convertisseur multicellulaire série ; les propriétés de la structure sont analysées à la fois en fonctionnement hacheur et onduleur.

Le déphasage régule les signaux de commande générés par la technique de modulation et conduit à l'équilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs.

Afin d'assurer un fonctionnement correcte, le convertisseur a absolument besoin que les tensions aux bornes de condensateurs soient équilibrées à leurs juste valeurs. La réalisation de cet objectif passe nécessairement par une phase de régulation qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Commande par mode de glissement d'ordre un

II.1. Introduction

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

Par leur principe de fonctionnement, les convertisseurs statiques sont des systèmes non linéaires à structure variable, la configuration du circuit électrique dépend de l'état des interrupteurs. Il est donc plus judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adoptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande. Il s'agit des systèmes de réglage à structure variable fonctionnant en mode de glissement. Ils génèrent directement la commande périodique des interrupteurs. Le phénomène transitoire s'établit alors par glissement le long d'une trajectoire imposée par une loi de commutation.

II.2. Généralités sur la commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement s'applique à des systèmes commandés en « tout ou rien », pour lesquels au moins l'une des grandeurs contrôlant le système est à valeurs discrètes [7]. Les convertisseurs statiques rentrent tout à fait dans ce cadre, puisque leurs interrupteurs sont commandés de manière binaire (ils sont soit passants soit bloqués). La commande par mode de glissement peut donc leur être appliquée.

Considérons un convertisseur multicellulaire possédant P cellules de commutation, et débitant sur une charge R-L série. Un tel système possède P variables d'état (les $P-1$ tensions flottantes, et le courant dans l'inductance de sortie). A tout instant, le vecteur d'état.

$$\mathbf{x} = (V_{c1}, V_{c2} \dots V_{cP-1} \ i_{ref})^T \quad (\text{II.1})$$

associe à l'état énergétique du système une position dans l'espace d'état à P dimensions, où chaque dimension représente une variable d'état. Commander l'état du convertisseur signifie être capable de se déplacer dans cet espace d'état, de manière à atteindre un point donné par les composantes du vecteur de référence \mathbf{x}_{ref} , à partir d'un point initial donné par \mathbf{x}_0 (Figure(II.1)).

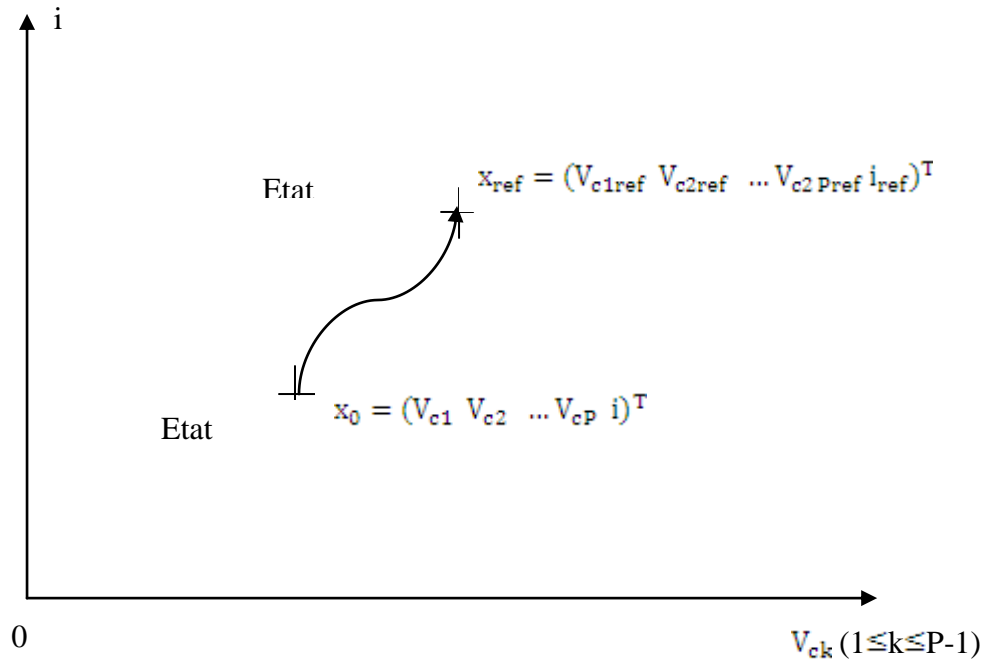


Figure II.1. Représentation de l'état énergétique du convertisseur multicellulaire dans l'espace d'état à P dimensions

Pour atteindre le point x_{ref} à partir du point x_0 , il existe à priori une infinité de trajectoires possibles. Aussi, la commande par mode de glissement consiste à privilégier certaines trajectoires, en forçant le point x à se déplacer le long de certaines surfaces prédéfinies. Les surfaces ainsi prédéfinies sont appelées surfaces de commutation. Elles passent toutes par le point x_{ref} . Si l'espace d'état est de dimension P , alors les surfaces de commutation sont de dimension $P-1$. Elles sont définies par une équation de la forme :

$$s(\delta x) = 0 \quad (II.2)$$

Où s s'appelle fonction de commutation le choix des fonctions de commutation dépend du système à asservir. Il existe une méthode permettant de définir celles-ci à partir d'une fonction de Lyapunov [10], Le plus souvent, on choisit les fonctions de commutation sous la forme de combinaison linéaire des variables d'état.

$\delta x = x - x_{ref}$ représente l'erreur entre le vecteur d'état et le vecteur de référence

Pour que l'état du système commandé par mode de glissement converge vers le point de fonctionnement x_{ref} il est nécessaire que l'intersection entre toutes les surfaces de commutation soit réduite au seul point x_{ref} . Ainsi, pour commander notre système d'ordre k , $k-1$ surfaces de commutation de dimension $(K-1)$ sont nécessaires. La figure (II.2) illustre le cas d'un système d'ordre 3, les surfaces de commutation sont alors des plans.

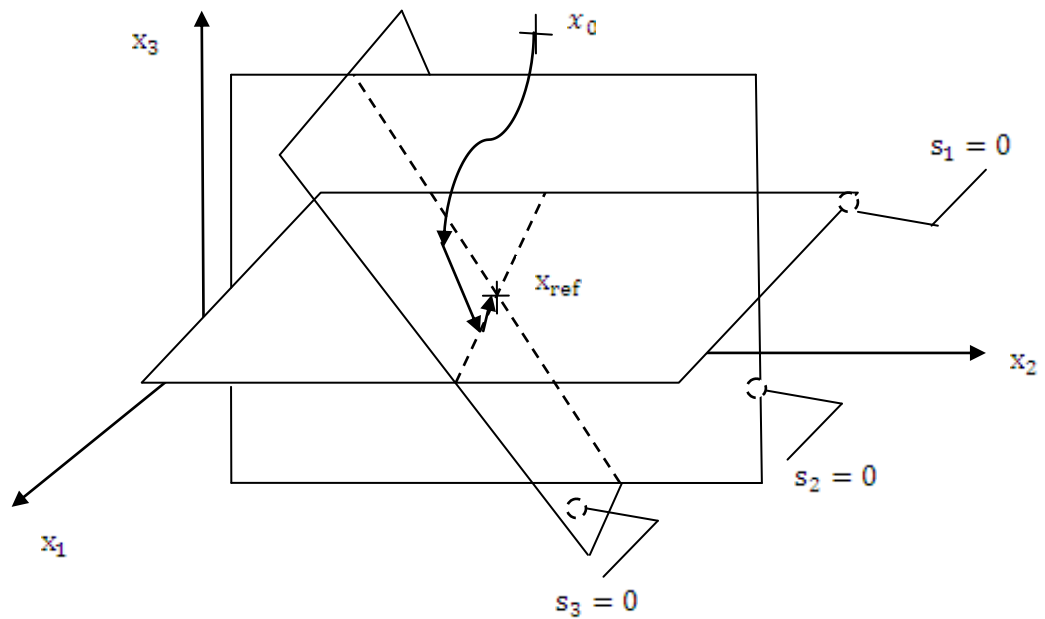


Figure II.2. Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence x_{ref} .

Sur cet exemple, la convergence vers le point de fonctionnement de référence s'effectue en 3 phases. Tout d'abord le système évolue librement, sans commutation des interrupteurs, jusqu'à atteindre l'une des 3 surfaces de commutation. Une fois cette surface atteinte, le point x est contraint de se déplacer le long de celle-ci jusqu'à atteindre l'intersection avec une deuxième surface de commutation. Enfin, le point x se déplace le long de la droite d'intersection, jusqu'au point de référence. Nous observons de la sorte une diminution progressive de l'ordre du système. Partant d'un système initialement d'ordre 3, le fait d'imposer la trajectoire à l'intérieur d'une surface de dimension 2 ramène l'ordre à 2. Puis dans la dernière phase, la trajectoire est restreinte à un segment de droite où un système équivalent d'ordre 1.

II.2.1. Configuration de base pour le système à structure variable

On peut distinguer trois configurations de base pour les systèmes à structure variable.

a- Une configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents (figure(II.3)).

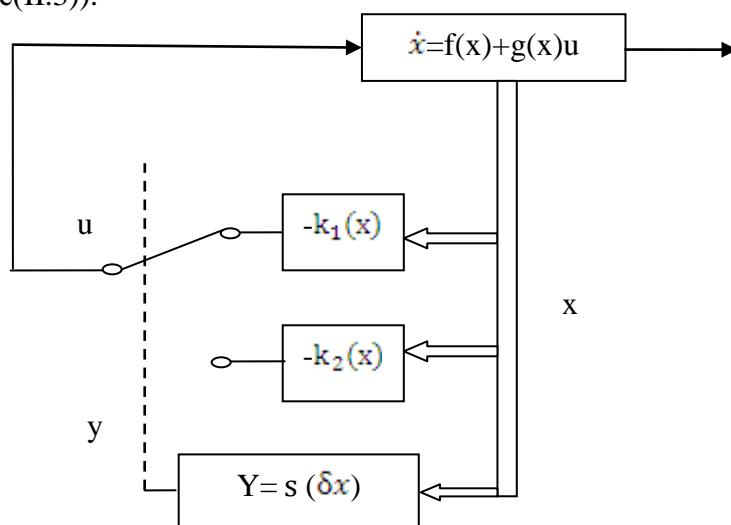


Figure II.3. Configuration par commutation entre retours d'état

Suivant que $s(x)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par $u = -k_1(x)$ si $s(x) > 0$ et $u = -k_2(x)$ si $s(x) < 0$. En mode de glissement, le système évolue sur la surface de glissement par conséquent $s(x) = 0$.

b- Une configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteurs (figure (II.4)). Ce qui est le cas pour les convertisseurs de puissance.

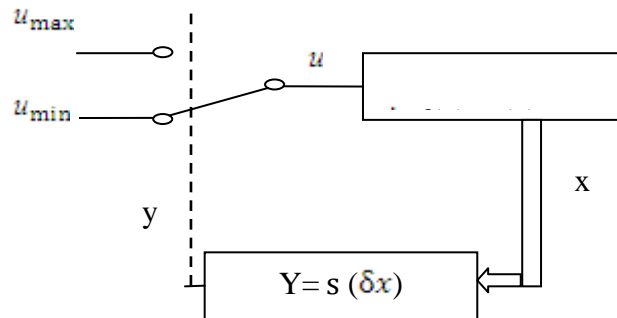


Figure II.4. Configuration par changement de la structure par interrupteur

Seule l'information sur le signe de la fonction $s(\delta x)$ suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas de configuration la logique de commutation est donnée par

$$u = u_{\max} \text{ si } s(\delta x) > 0 \quad (\text{II.3})$$

$$u = u_{\min} \text{ si } s(\delta x) < 0 \quad (\text{II.4})$$

Dans ce cas aussi il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Si la commutation d'une région à l'autre se fait à une fréquence très élevée, la trajectoire glisse sur la surface de commutation vers le point d'équilibre. Le système travaille alors en mode de glissement.

c- Une configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur.

Pour assurer une erreur statique nulle on introduit une action intégrale dans la contre réaction d'état. La configuration précédente est modifiée selon la configuration de la figure (II.5)[9].

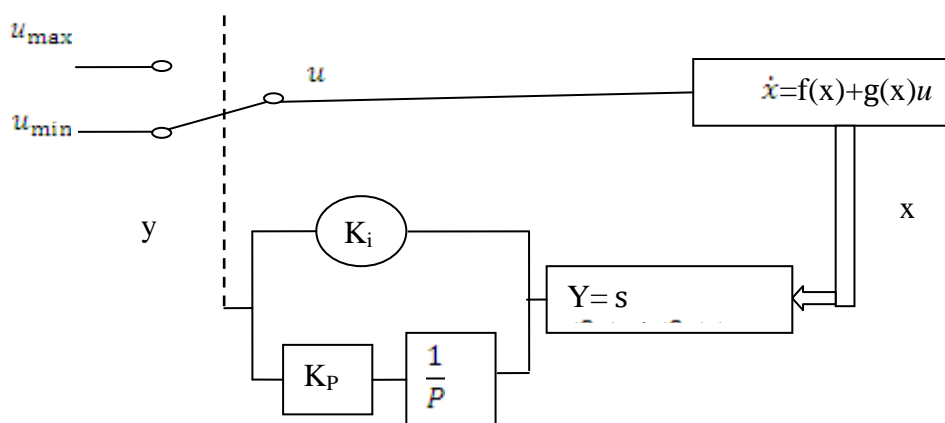


Figure II.5. Configuration avec commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur

II.2.2. Existence d'un régime glissant

Un régime de glissement existe localement sur une région de la surface de commutation où la trajectoire du système à structure variable sont dirigées vers la surface $s(\delta x) = 0$. Le caractère local du phénomène du glissement est illustré à la (figure (II.6)).

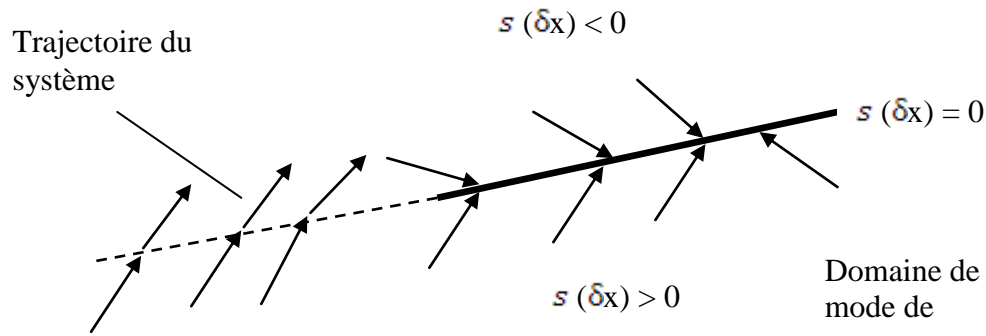


Figure II.6. Existence du mode de glissement

Ce domaine d'existence du mode de glissement est fonction de la surface de commutation dans l'espace d'état. En dehors de cette région, le système change de structure mais la trajectoire continue d'évoluer librement dans l'espace d'état. Il peut rejoindre à nouveau la surface de commutation, converger vers un point d'équilibre en dehors de la surface de glissement ou diverger complètement.

La condition d'existence d'un mode de glissement s'exprime de la manière suivante [9], [8] :

$$\lim_{\delta x \rightarrow 0^-} \dot{s}(\delta x) < 0 \text{ et } \lim_{\delta x \rightarrow 0^+} \dot{s}(\delta x) > 0 \quad (\text{II.5})$$

L'interprétation géométrique de ces expressions est que le champ de vecteur commandé $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ est localement dirigé vers la surface $s(\delta x) = 0$.

Le changement de la structure se réalise par une loi de commutation qui détermine l'état de l'organe de commande à deux positions en fonction du signe de $s(\delta x)$. Les deux positions de l'interrupteur correspondent aux valeurs de la grandeur de commande $u = 0$ ou $u = 1$. Admettant que u^+ désigne l'état de l'organe de commande lorsque la trajectoire se trouve dans la région où $s(\delta x) > 0$ et u^- lorsqu'elle est dans la région où $s(\delta x) < 0$ la loi de commutation s'écrit alors :

$$u = u^+ \text{ si } s(\delta x) > 0 \quad (\text{II.6})$$

$$u = u^- \text{ si } s(\delta x) < 0 \quad (\text{II.7})$$

La condition d'existence d'un régime glissant appelé aussi condition d'attractivité peut alors s'écrire :

$$\dot{s}(\delta x) \cdot s(\delta x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

II.2.3. Comportement dynamique en mode de glissement

Une fois le système travaille en mode de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation à moins qu'elle ne quitte le domaine de glissement.

Le fait de rester sur la surface $s(\delta x)$ s'exprime par $\dot{s}(\delta x) = 0$, c'est la condition d'invariance. Puisque la fréquence de commutation est infiniment élevée, une commande équivalente u_{eq} comprise entre les valeurs limites remplace la commande discontinue. La commande équivalente est définie comme une commande continue qui appliquée à l'entrée du système maintient le système en mode de glissement. Le comportement dynamique du système en mode glissant s'exprime donc de la manière suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq} \quad (\text{II.9})$$

$$s(\delta x) = 0 \quad (\text{II.10})$$

En dérivant s on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}) = 0 \quad (\text{II.11})$$

On peut alors tirer :

$$u_{eq} = -\left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x)\right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f(x) \quad (\text{II.12})$$

Il s'avère que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \neq 0 \quad (\text{II.13})$$

constitue une autre condition d'existence, elle est appelée : condition de transversalité. Si l'on substitue l'équation (II.12) dans l'équation (II.9) on obtient :

$$\dot{x} = \left[I - g(x) \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] f(x) \quad (\text{II.14})$$

On remarque que la commande n'intervient pas dans cette équation, la dynamique du régime glissant dépend exclusivement de la position de la surface de glissement dans l'espace d'état et éventuellement des paramètres du système.

II.2.4. Mode de glissement réel

Une des conditions fondamentales qui est la base de la théorie des systèmes à structure variable est le fait que la commande u peut être commutée de façon instantanée et infiniment rapide. Ceci implique une fréquence de commutation infiniment élevée. Sous cette condition, il existe un mode de glissement idéal sur la surface $s(\delta x) = 0$ et la commande discontinue u devient une grandeur continue comprise entre 0 et 1.

En pratique la fréquence de commutation est limitée par les pertes dans les semi-conducteurs de puissance. Il convient donc de réaliser une loi de commutation qui assure que la vitesse de commutation ne dépasse pas une valeur maximale.

La limitation de la fréquence entraîne des oscillations de trajectoire en mode de glissement autour de la surface de commutation (figure (II.7)) la conséquence est l'apparition d'une ondulation résiduelle sur les variables d'état. En régime permanent, la trajectoire du système décrit donc un cycle limite au lieu de rester sur un point d'équilibre.

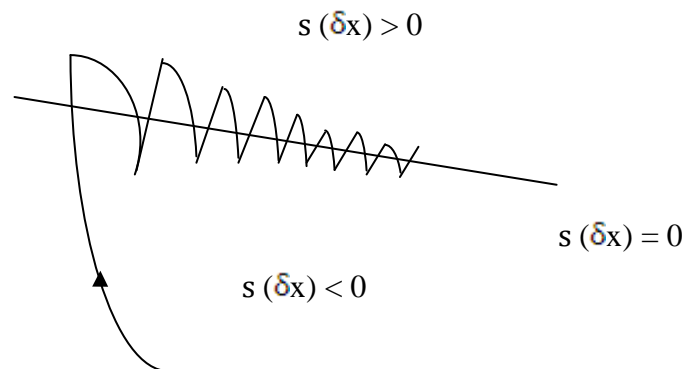


Figure II.7. Trajectoire du système en mode de glissement réel

La commande équivalente u_{eq} en mode de glissement représente la valeur moyenne sur une période de fonctionnement T du signal de commande appliqué aux gâchettes des interrupteurs.

$$u_{eq} = \frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = \frac{\tau(u=1)}{T} = \alpha$$

A ce titre, sa valeur est identique au rapport cyclique α des convertisseurs statiques commandés en MLI.

II.2.5. Loi de commutation avec hystérésis

La loi de commutation avec hystérésis représente la méthode la plus simple et la plus courante pour réaliser un réglage par mode de glissement. Au lieu de commuter sur la surface $s(\delta x) = 0$, les commutations se font sur les surfaces $s(\delta x) = \pm \Delta s_n / 2$. (La figure (II.8)) montre la caractéristique de commutation. La commande par mode glissant permet de contraindre l'inconvénient de broutement (Chattering) de la commande par mode glissant.

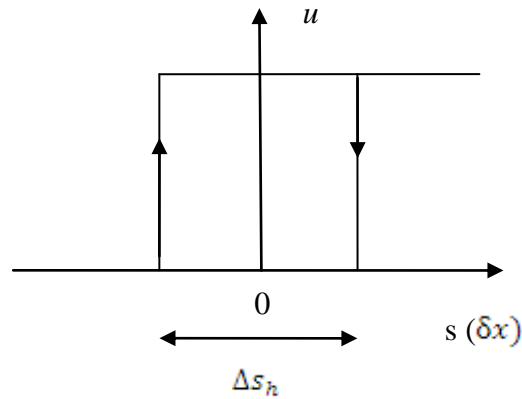


Figure II.8. Loi de commutation avec hystérésis

II.2.6. Stabilité en mode de glissement

Soit $s(x)$ une variété contenant le point d'équilibre $x_{eq} = 0 : s(x_{eq}) = 0$.

L'objectif du calcul est de montrer que si le point d'équilibre est inclus dans le domaine de glissement alors il est stable. Le critère de Lyapunov sera utilisé pour étudier la stabilité.

Posons une fonction scalaire V définie par l'équation suivante :

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (\text{II.16})$$

V est donc une fonction de Lyapunov globalement définie positive.

La dérivée de V par rapport au temps vérifie l'équation

$$\dot{V}(x) = s\dot{s} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi, si la variété $s = 0$ possède un domaine de glissement contenant le point d'équilibre x_{eq} , la fonction \dot{V} est localement semi-définie négative sur ce domaine (équation (II.8)). Le système commandé vérifie le critère de Lyapunov, le point x_{eq} est donc asymptotiquement stable.

Cette propriété est vraie pour tout système mono-entrée commandé par mode glissant. C'est là une autre propriété importante de ce type de contrôle.

II.2.7. Fonction de Lyapunov

Pour établir la loi de la commutation on peut appliquer la théorie de l'hyper stabilité de Popov pour la synthèse des systèmes à structures variables [8], ou bien le principe d'optimisation de Pontriagin ou comme dans notre cas la méthode de Lyapunov. Cette dernière est basée sur une fonction dite « fonction de Lyapunov » possédant la forme suivante :

$$V = \frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x \quad (\text{II.18})$$

Il s'agit donc d'une forme quadratique qui fait intervenir le vecteur d'état Δx . Cette fonction scalaire est définie positive, comme l'exige le théorème de stabilité de Lyapunov à condition que la matrice Q soit une matrice symétrique et définie positive.

La dérivée totale par rapport au temps soit définie et négative dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable [7].

$$V(x,t) > 0 \quad V(0,t) > 0 \quad (\text{II.19})$$

$$\dot{V}(x,t) < 0 \quad (\text{II.20})$$

II.2.8. Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système [7].

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients [7]:

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

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

II.3. Commandabilité des systèmes non linéaires

II.3.1 Présentation du cas général

Soit un système non linéaire de dimension n possédant m grandeurs de commande de la forme (II.21)

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{k=1}^P g_k(x) u_k \quad \text{avec } P \leq n \quad (\text{II.21})$$

Un système non linéaire de la forme (II.21) est commandable sur un domaine Ω si, et seulement si [8] la distribution d'accessibilité $D(x)$ est de rang plein sur Ω .

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

$$D(x) = [g_1(x) \ g_2(x) \ \dots \ g_n(x)] \quad (\text{II.22})$$

Le système sera contrôlable sur Ω si et seulement si, la condition (II.23) est vérifiée

$$\det(D(x)) \neq 0 \quad \forall x \in \Omega \quad (\text{II.23})$$

Si $n=m+1$ il nous faudra tout d'abord calculer les champs de vecteurs

$$\bar{g} = [g_m(x), [g_{m-1}(x), [\dots [g_1(x), f(x) \dots]]]] \quad (\text{II.24})$$

La distribution $D(x)$ est alors définie par (II.25)

$$D(x) = [g_1(x) \ g_2(x) \ \dots \ g_n(x) \ \bar{g}] \quad (\text{II.25})$$

II.4. Commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire série

Le convertisseur multicellulaire tel qu'il a été défini et modélisé dans le chapitre I, constitue un système non linéaire multi-entrées à structure variable. Définir une commande par mode glissant d'un tel système revient à définir P surfaces de glissement (à chaque cellule de commutation correspond une surface $s_i = 0$ de dimension $n-1$) qui associées à une loi de commutation appropriée permettent d'assurer la stabilité et l'existence d'un régime glissant sur l'intersection de toutes les surfaces. L'évolution de la trajectoire du système par rapport à la position des surfaces détermine l'état des interrupteurs.

Supposons que le convertisseur fonctionne en commutation dure [2] et composé d'interrupteurs idéaux, de sources de tension ou de courant continues, d'inductances, de capacités et de résistances. Il est représenté par l'équation :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{k=1}^{K=P} g_k(x)u_k = f(x) + G(x)u \quad (\text{II.26})$$

En faisant un changement de variable, on peut définir la dynamique du convertisseur en fonction de l'erreur comme suit :

$$\Delta \dot{x} = f(x) + G(x)u_{\text{éq}} + G(x)\Delta u \quad (\text{II.27})$$

Le vecteur d'état x est

$$\Delta x^T = x - x_{\text{ref}} = [V_{c1} - \frac{E}{P}, \dots, V_{c_{P-1}} - (P-1)\frac{E}{P}, i - I_{\text{ref}}] \quad (\text{II.28})$$

$$\Delta u = u - u_{\text{éq}} \quad (\text{II.29})$$

Avec $u_{\text{éq}}$ la commande équivalente qui permet de maintenir le système en régime permanent.

La condition de transversalité (équation (II.13)) permet de vérifier son existence.

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x \quad (\text{II.30})$$

La matrice Q est la matrice des éléments passifs :

$$Q = \text{diag}(c_1, c_2, \dots, c_{P-1}, L) \quad (\text{II.31})$$

V représente l'énergie à fournir pour atteindre le point d'équilibre $\Delta x = 0$.

A l'origine, la fonction est nulle ($V(0)=0$) ; elle est positive pour toute valeur de Δx . La fonction V est globalement définie positive

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q \Delta \dot{x} \quad (\text{II.32})$$

Pour une référence constante, nous avons $\Delta \dot{x} = \dot{x}$ d'où :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q (f(x) + G(x)u_{\text{éq}} + G(x)\Delta u)$$

$$(\text{II.33}) \quad \dot{V}(x) = \Delta x^T Q f(x) + \Delta x^T Q G(x)u_{\text{éq}} + \Delta x^T Q G(x)\Delta u$$

Dans son travail de thèse [7] a démontré en utilisant le théorème de Tellegen que :

$$\Delta x^T Q f(x) + \Delta x^T Q G(x)u_{\text{éq}} < 0 \quad (\text{II.34})$$

Il ne reste alors plus qu'à démontrer que :

$$\Delta x^T Q G(x)\Delta u < 0 \quad (\text{II.35})$$

pour assurer la stabilité en régime permanent du point d'équilibre.

Nous avons $-\Delta x^T Q G(x) = \sum_{k=0}^{k=P} \Delta x^T Q g_k(x)$. On définit alors une loi de commande vérifiant

l'équation (II.37) comme suit :

$$\Delta u_k > 0 \quad \text{Si } \Delta x^T Q g_k(x) < 0 \quad (\text{II.36})$$

$$\Delta u_k < 0 \quad \text{Si } \Delta x^T Q g_k(x) > 0 \quad (\text{II.37})$$

Puisque $u_{\text{éq}}$ est comprise entre 0 et 1, alors la loi de commutation devient :

$$\Delta u_k = 0 - u_{\text{éq}} \quad \text{Si } \Delta x^T Q g_k(x) > 0 \quad (\text{II.38})$$

$$\Delta u_k = 1 - u_{\dot{e}_q} \text{ Si } \Delta x^T Q g_k(x) < 0 \quad (\text{II.39})$$

Nous choisissons alors P fonctions de commutation de la forme : $s_k = -\Delta x^T Q g_k(x)$

Le choix de la fonction de Lyapunov V est basé sur la simplicité de mise en oeuvre de la loi de commande. D'autres choix de la fonction de Lyapunov peuvent être envisagés et peuvent assurer de meilleures performances en imposant une dynamique ou en minimisant un critère quadratique [8].

II.4.1 Application sur un hacheur à trois cellules

Un hacheur à trois cellules connecté à une charge (R, L) est représenté sur la figure (II.9).

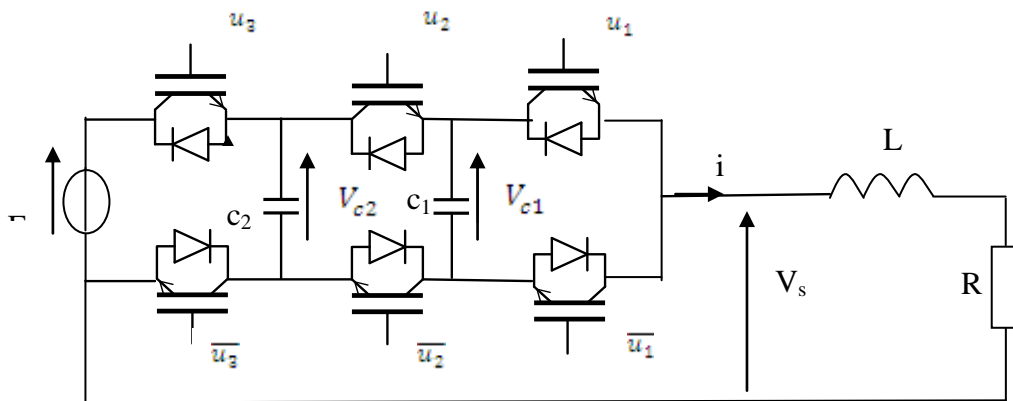


Figure II.9. Hacheur à trois cellules

L'équation d'état instantanée du hacheur est définie par l'équation suivante :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -i/c_1 & i/c_1 & 0 \\ 0 & -i/c_2 & i/c_2 \\ V_{c2}/L & (V_{c2}-V_{c1})/L & (E-v_{c2})/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Soit sous forme condensée :

$$\dot{x} = f(x)x + \sum_{k=1}^{K=3} g_k(x)u_k \quad (\text{II.41})$$

où :

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -R/L \end{bmatrix} g_1(x) = \begin{bmatrix} -i \\ c_1 \\ 0 \\ V_{c1}/L \end{bmatrix} g_2(x) = \begin{bmatrix} i \\ c_1 \\ -i \\ c_2 \\ (V_{c2}-V_{c1})/L \end{bmatrix} g_3(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -i \\ c_2 \\ (E-V_{c2})/L \end{bmatrix}$$

II.4.2. Commandabilité d'un convertisseur à trois cellules

Avant de pouvoir synthétiser une loi de commande pour le convertisseur, il faut s'assurer qu'il est commandable. C'est-à-dire vérifier la condition d'accessibilité suivante :

$$\det(g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) \neq 0 \ \forall x \in \Omega \quad (\text{II.42})$$

Nous avons :

$$\det(g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) = \det \begin{bmatrix} \frac{-i}{C_1} & \frac{i}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-i}{C_2} & \frac{i}{C_2} \\ \frac{V_{c1}}{L} & \frac{V_{c2}-V_{c1}}{L} & \frac{E-v_{c2}}{L} \end{bmatrix} = \frac{E i^2}{c^2 L} \neq 0 \ \text{si } i \neq 0$$

Le système est donc commandable sur tout l'espace d'état sauf pour $i=0$. En effet si le courant de charge est nul, la tension aux bornes des condensateurs ne peut pas évoluer quelle que soit la commande appliquée.

II.4.3. Calcul des fonctions de commutation

La synthèse présentée dans la section précédente donnait l'expression générale des fonctions de commutation, elles s'expriment en fonction du champ de vecteur g_k associés à la $k^{\text{ème}}$ commande. Notons s_k la fonction de commutation associée à u_k . L'expression de s_k est celle définie dans :

$$s_i(x) = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.43})$$

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

$$Q = \begin{bmatrix} c & 0 & 0 \\ 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \Delta x^T = [V_{c1} - \frac{E}{2}, V_{c2} - \frac{2E}{3}, i - I_{ref}]$$

Les fonctions de commutation deviennent :

$$\begin{cases} s_1(\delta x) = -\Delta x^T Q g_1(x) = I_{ref} V_{c1} - \frac{E}{3} i \\ s_2(\delta x) = I_{ref} (V_{c2} - V_{c1}) - \frac{E}{3} i \\ s_3(\delta x) = I_{ref} (E - V_{c2}) - \frac{E}{3} i \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Afin d'obtenir des fonctions homogènes à courant, divisions s_1, s_2, s_3 par $\frac{E}{3}$. Il vient :

$$\begin{cases} s_1(\delta x) = \frac{3I_{ref}}{E} V_{c1} - i \\ s_2(\delta x) = \frac{3I_{ref}}{E} (V_{c2} - V_{c1}) - i \\ s_3(\delta x) = \frac{3I_{ref}}{E} (E - V_{c2}) - i \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

II.4.4. Structure de commande à fréquence variable

La structure de la commande est celle de la figure (II.10)

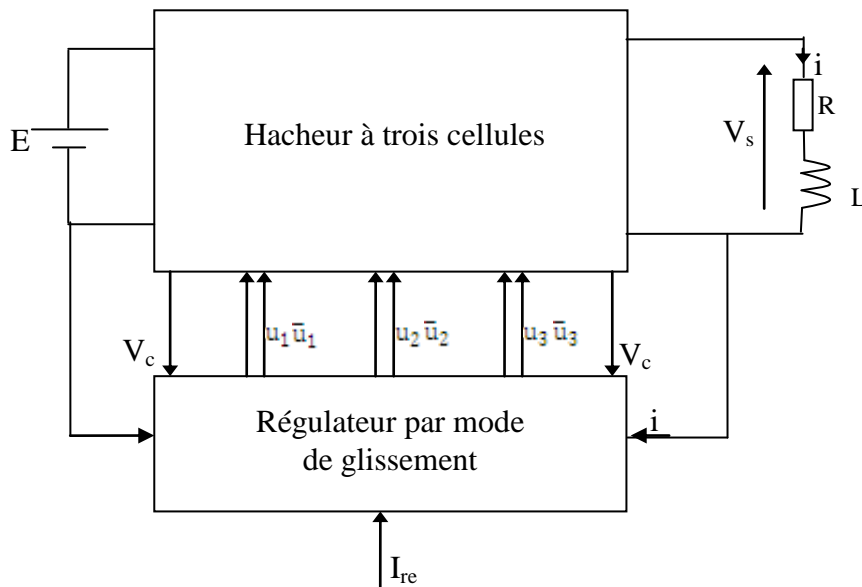


Figure II.10. Structure de la commande à fréquence variable

Les trois hystérésis sont identiques, de largeurs 2ε . Leur mode de fonctionnement est le suivant, si l'entrée est supérieure à ε alors la sortie vaut 1, si l'entrée est inférieure à $-\varepsilon$ alors la sortie vaut 0. et si l'entrée est entre ε et $-\varepsilon$ alors la sortie est maintenue à la même valeur.

II.4.4.1 Résultats de simulation

Nous allons valider les performances dynamiques de cette loi de commande en simulant un hacheur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

$$c_1 = c_2 = 40\mu\text{F} \quad , \quad L=1.5\text{mH} \quad , \quad R = 10\Omega$$

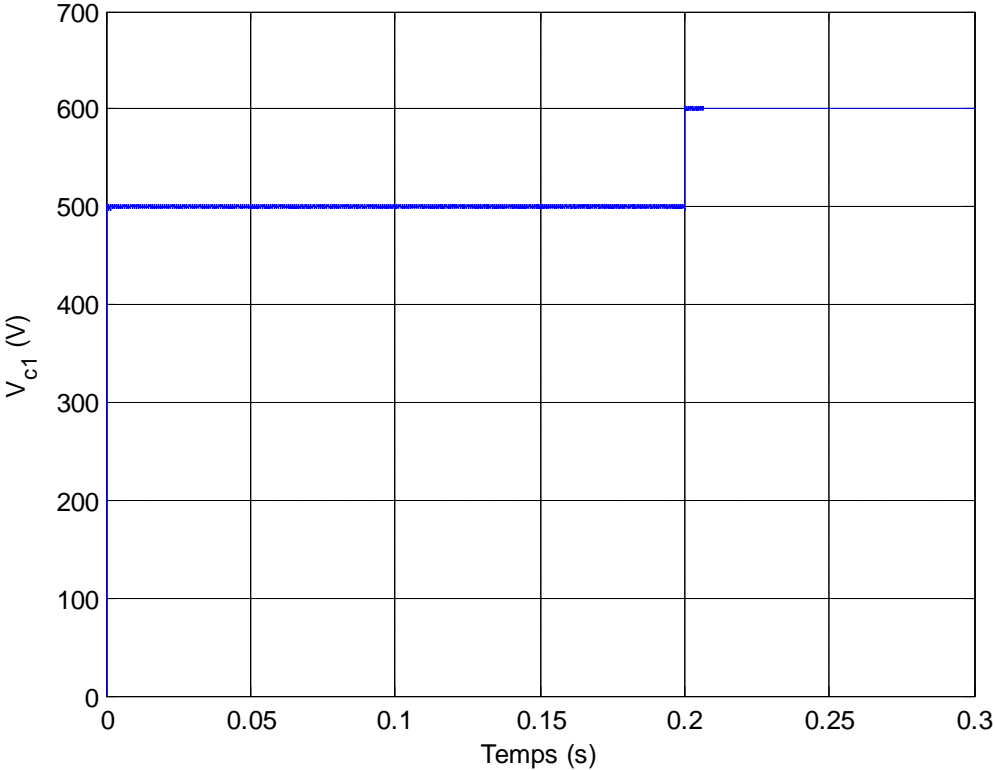
La séquence de commande appliquée est :

- la tension de source 1500 V , le courant de référence vaut 100A .
- à $t=0.2\text{ s}$, la tension de source prend la valeur $E=1800\text{V}$.

Les objectifs de la loi de commande sont :

- La tension V_{ck} doit être réglée à la valeur référence $k \cdot \frac{E}{3}$
- asservir le courant de charge à une valeur I_{ref} indépendante de la charge

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :



Fi

Figure II.11. Tension flottante (V_{c1})

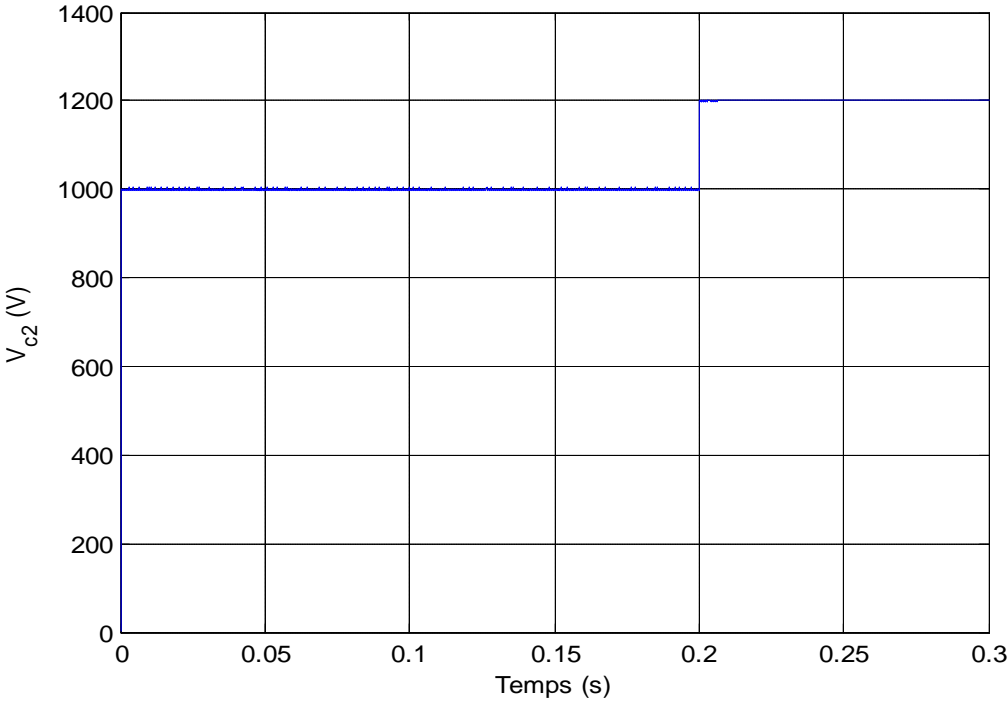


Figure II.12. Tension flottante (V_{c2})

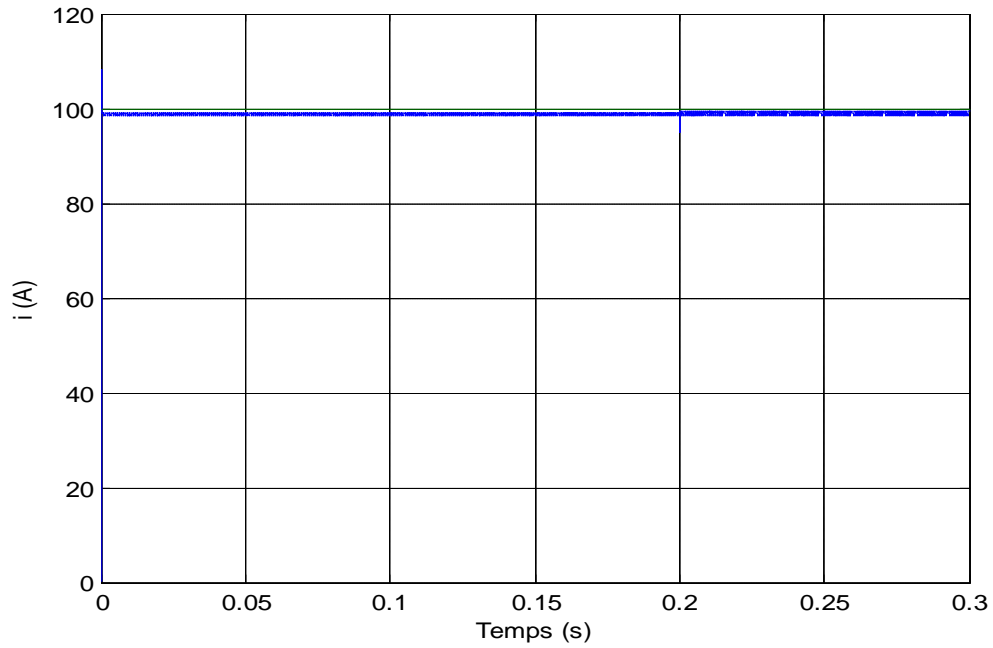
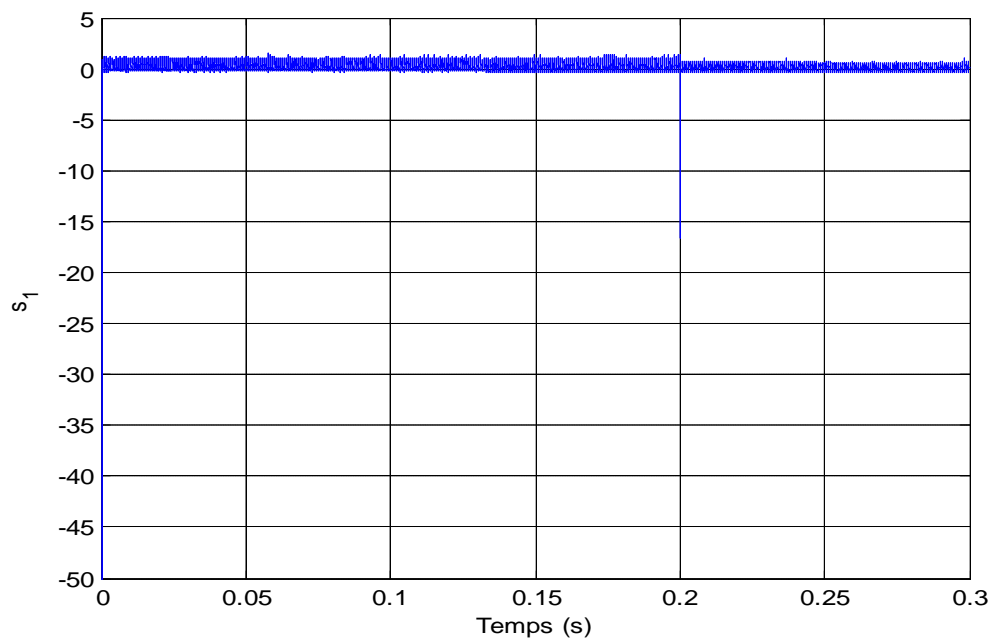


Figure II.13. Courant de charge

On remarque que les deux tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} croient rapidement et se stabilise bien à $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ sans erreur statique. Le courant de charge s'asservi à $i = 99.2$ A avec erreur statique de 0.8 A. Nous remarquons que à chaque changement de la tension d'entrée les deux tensions V_{c1} , V_{c2} et le courant de sortie i suivent leurs références .

La figure (II.14: a-b-c) nous illustre la convergence des surfaces de commutation.



(a)

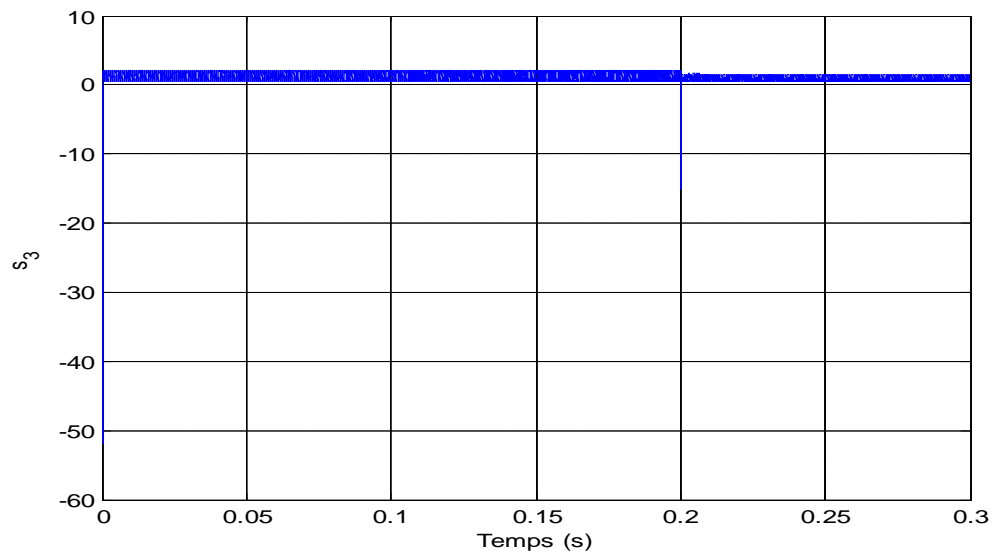
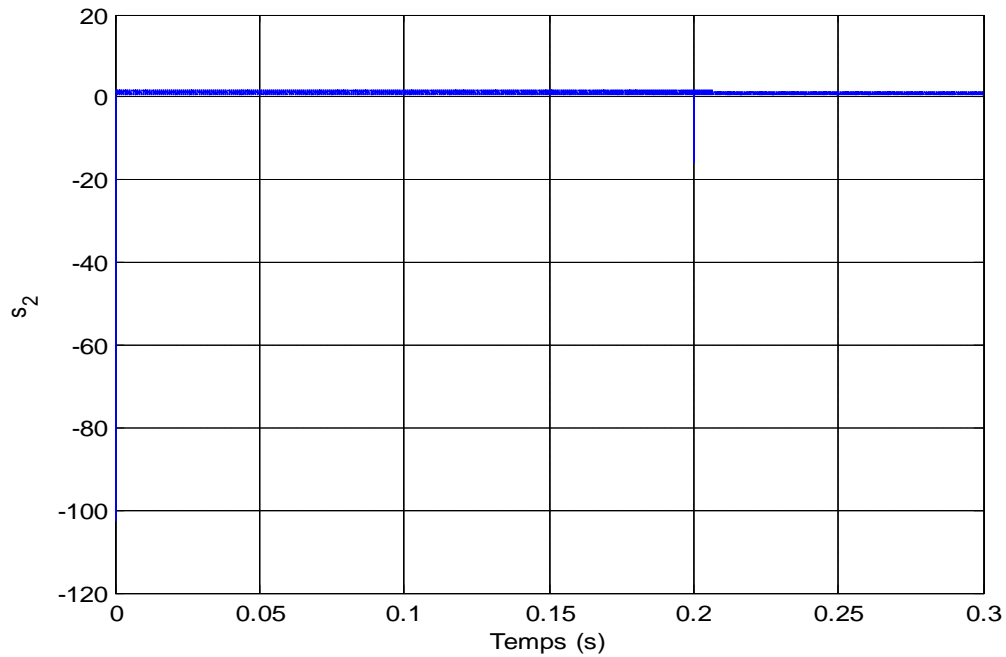
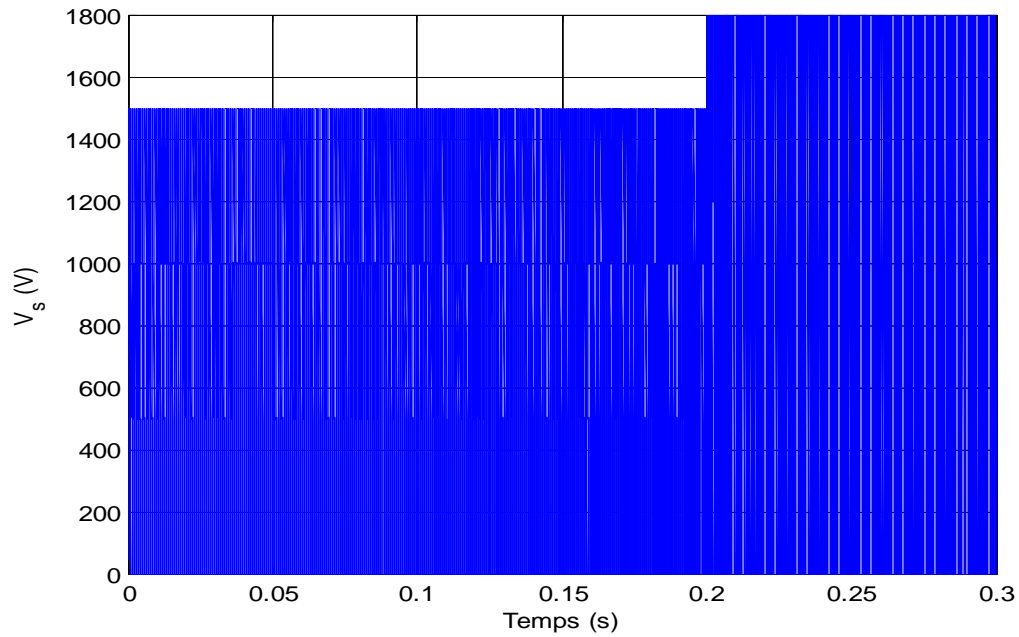
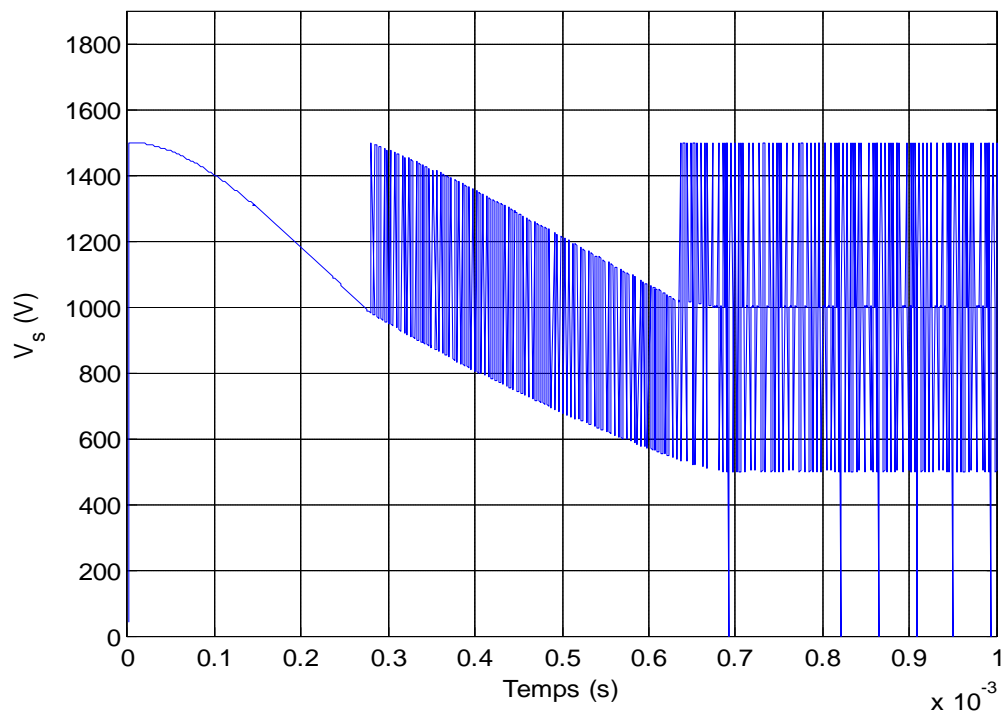


Figure (II.14. : a-b-c) : Evolution des trois surfaces de commutation

La figure (II.14. : a-b-c) représente l'évolution des trois surfaces de commutation, elles présentent des commutations autour de la valeur zéro. Lorsqu'une variation de la tension ou du courant de référence arrive, les surfaces s'éloignent de la valeur zéro mais reviennent à s'annuler de nouveau.

**Figure II.15.** Tension de sortie**Figure II.16.** Zoom de la tension de sortie

La figure (II.15) présente la tension de charge, obtenue par simulation avec une tension d'alimentation égale à 1500 V. On obtient donc une tension de charge avec quatre niveaux de tension différents.

II.4.5. Structure de commande à fréquence fixe

L'objectif est de réaliser une commande à fréquence fixe, un modulateur est utilisé pour élaborer les signaux de commande. Dans ces conditions, la structure de commande possède deux blocs (figure (II.17)) le premier calcul les surfaces de commutations et les rapports cycliques par contre le second est un modulateur MLI.

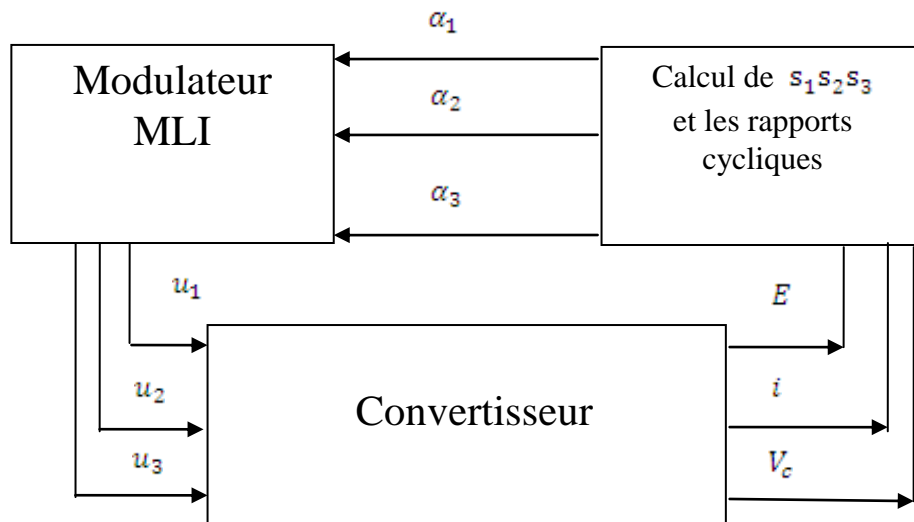


Figure II.17. Structure de la commande à fréquence fixe

Les fonctions de commutation sont celles définies par l'équation (II.45). Les rapports cycliques sont générés à partir des surfaces de commutation en utilisant des régulateurs PI comme le montre la figure (II.18).

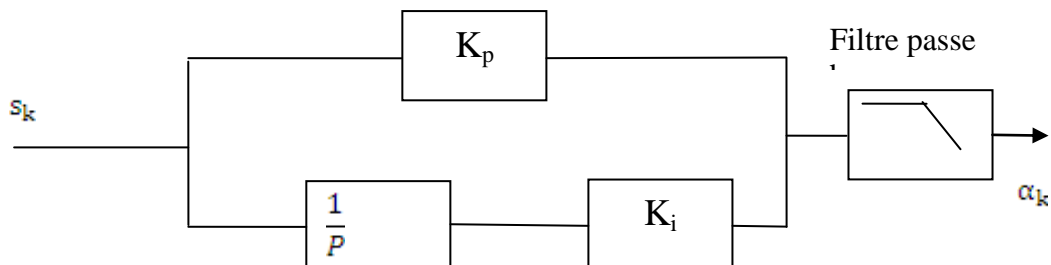


Figure II.18. Génération des rapports cycliques

II.4.5.1. Simulation de commande à fréquence fixe

Nous allons valider les performances dynamiques de cette loi de commande en utilisant un hacheur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

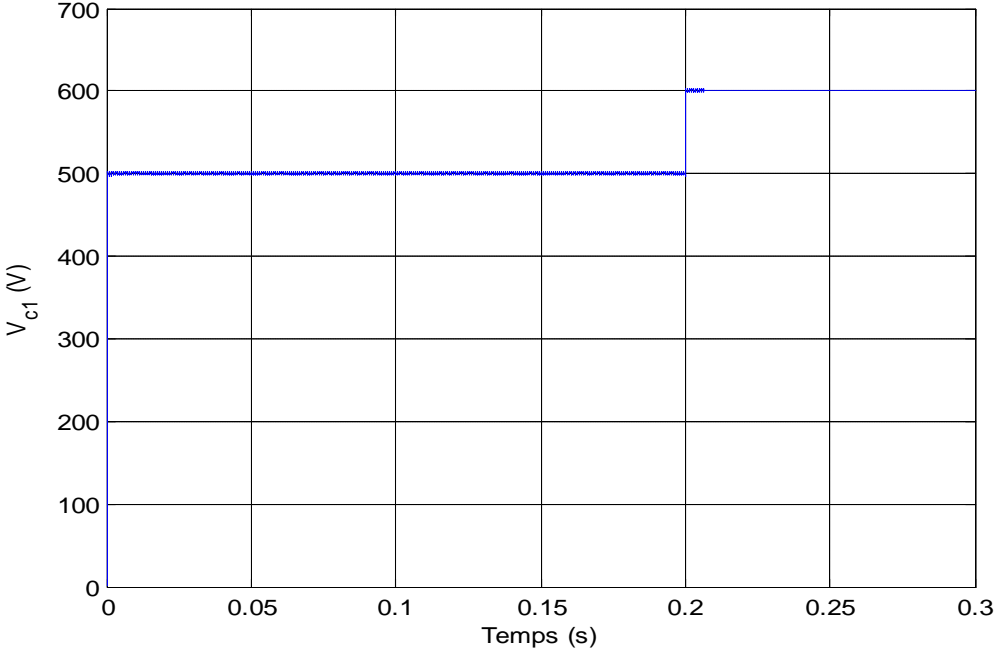
$$c_1 = c_2 = 40\mu\text{F}, L=1.5\text{mH}, R = 10\Omega$$

Les paramètres K_p et K_i sont fixés à : 1000,1000 respectivement.

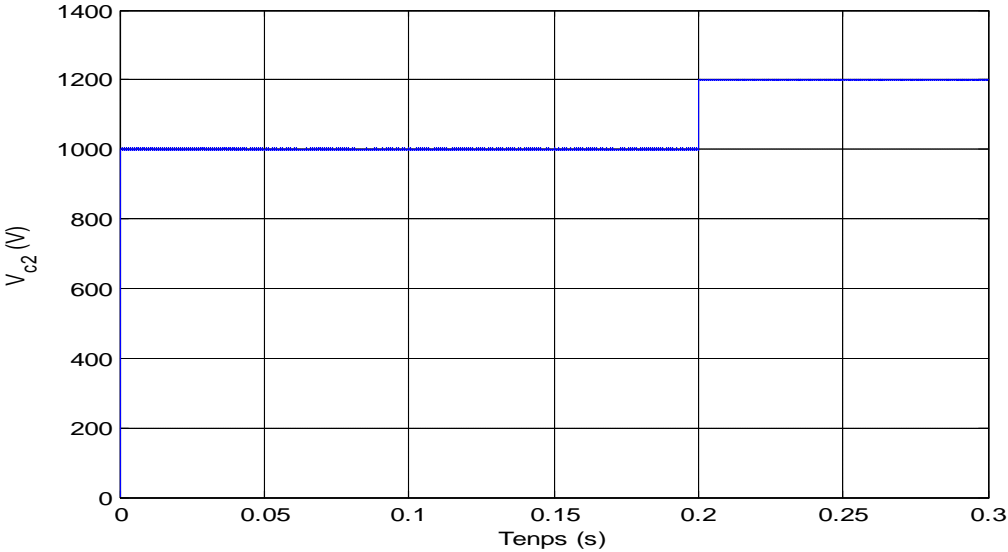
La séquence de commande appliquée est :

- la tension de source est 1500 V, le courant de référence vaut 100A.
- à $t=0.20\text{s}$, la tension de source prend la valeur $E=1800\text{V}$.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :

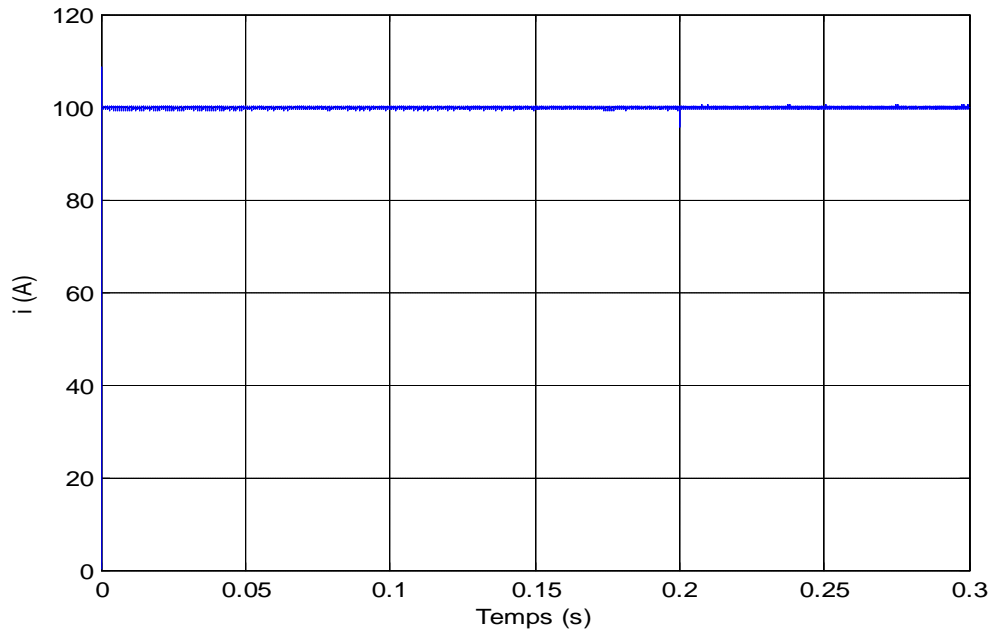


(a)



(b)

Figure II.19. Tension flottantes (a) V_{c1} (b) V_{c2}

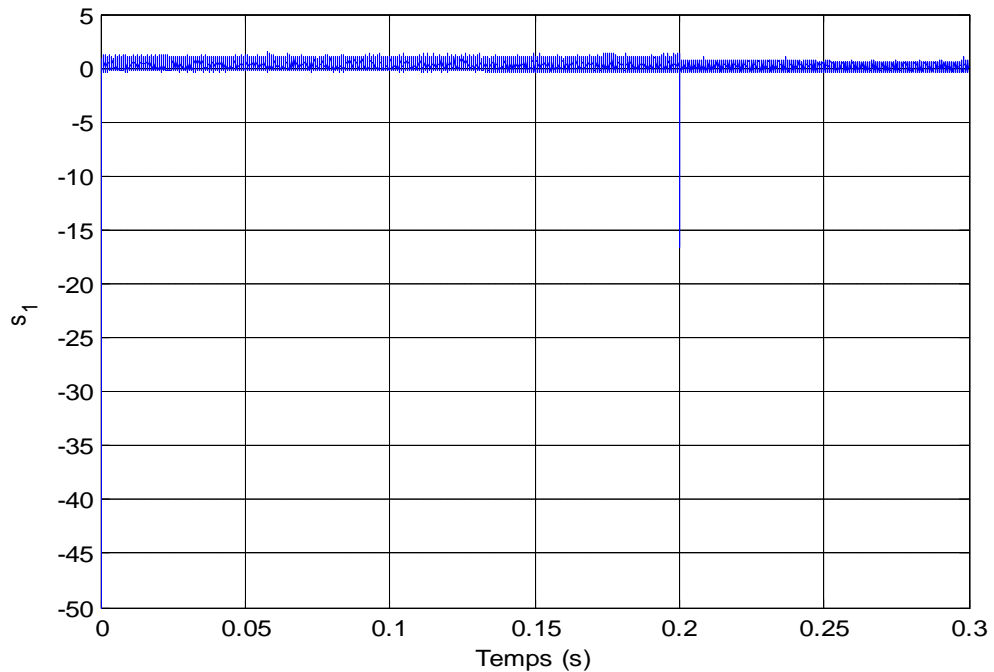


Fi

gure II.20. Courant de charge

Les deux tensions V_{c1} , V_{c2} croient rapidement et se stabilise à leur valeur de référence $\frac{E}{3}$, $\frac{2E}{3}$, sans erreur statique le courant de charge s'asservi à $i = 100A$ sans erreur statique et les performances dynamique sont très bonnes par rapport à la commande à fréquence variable.

La figure (II.21) nous illustre l'évolution des surfaces de commutation en fonction du temps.



(a)

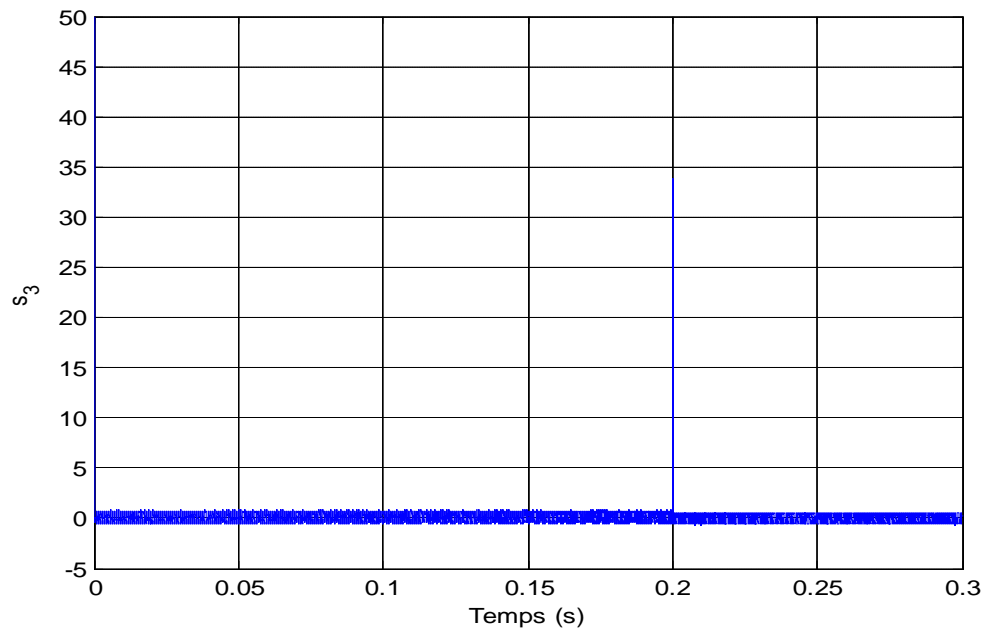
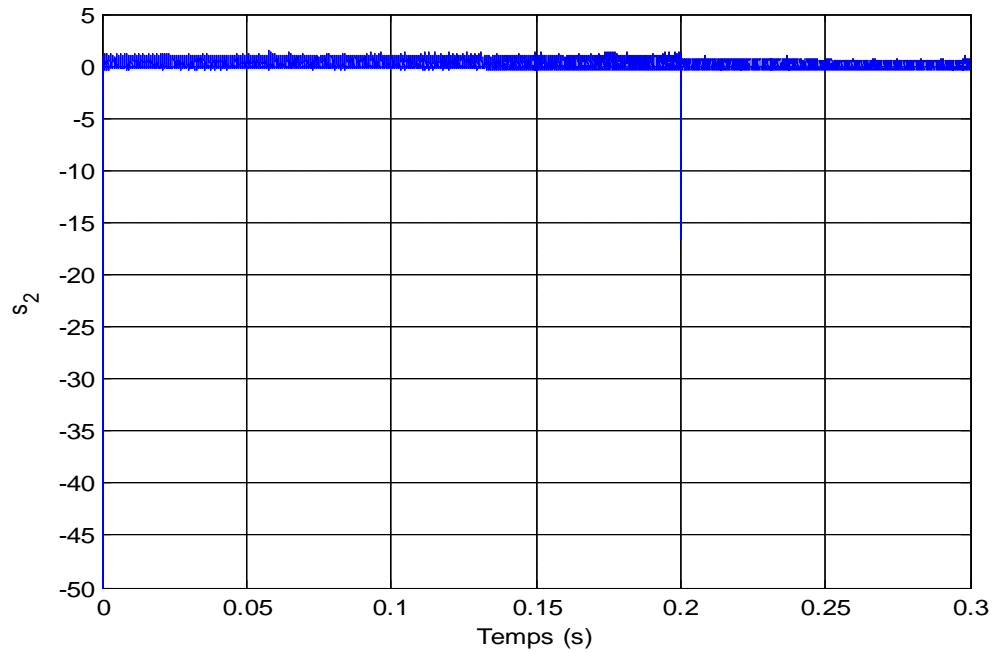


Figure (II.21). Convergence des surfaces de glissement (a) s_1 (b) s_2 (c) s_3

Toutes les surfaces de commutation convergent vers zéro. Elles présentent un régime transitoire rapide dû à l'attractivité autour de la surface $s_i = 0$ puis se stabilisent autour de la valeur zéro. Les oscillations sont dues au phénomène de chattering caractérisant la commande par mode glissant.

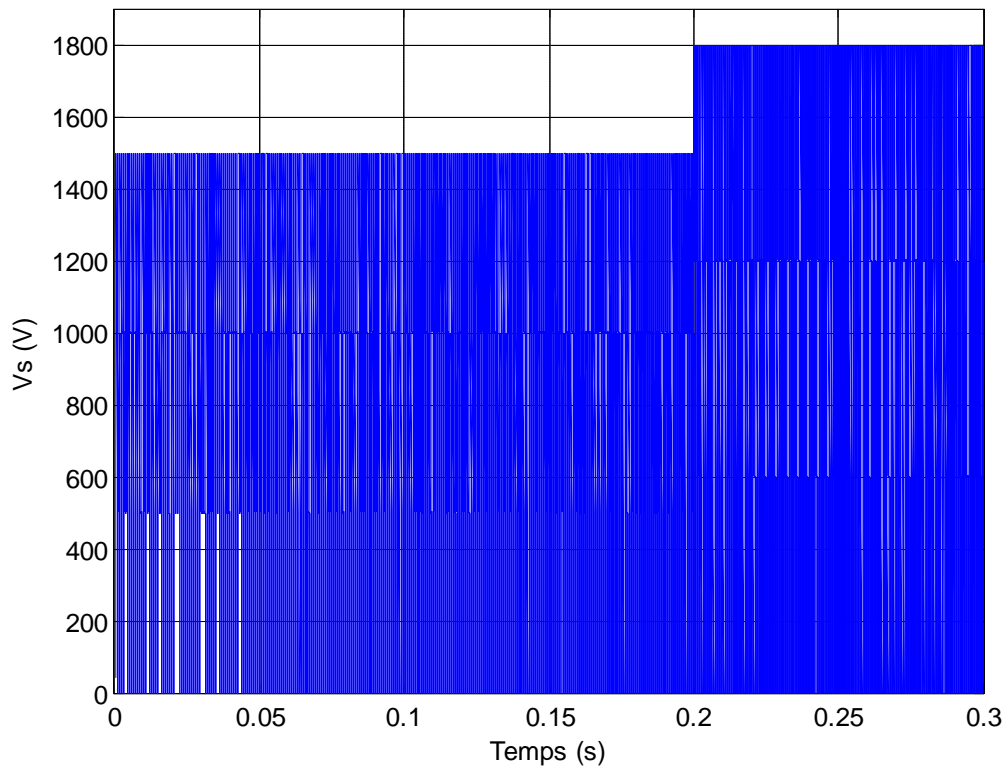


Figure (II.22). Tension de sortie

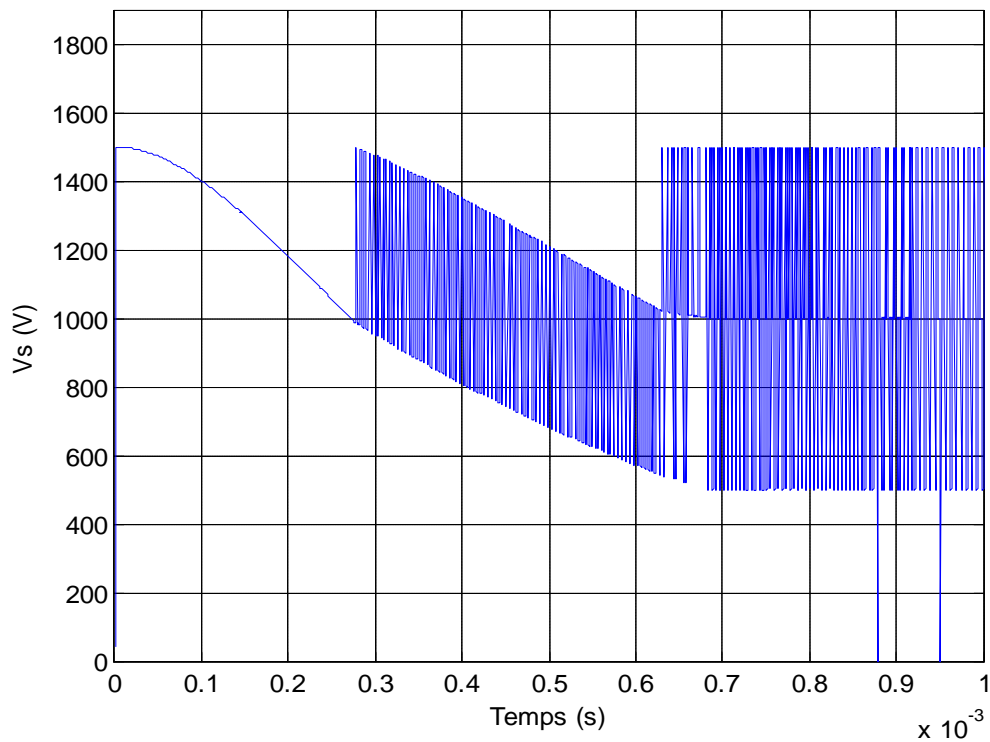


Figure (II.23). Tension de sortie (zoom)

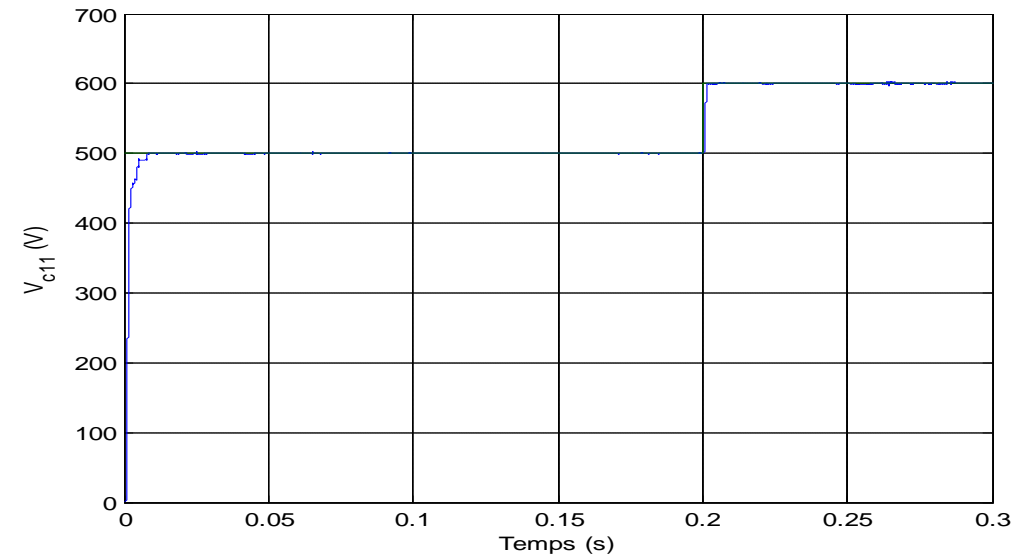
On remarque bien dans la figure (II.23) les différents niveaux de la tension de sortie générés par le convertisseur à trois cellules.

II.5. Cas de l'onduleur triphasé

Nous avons appliqué les mêmes étapes des deux commandes par mode glissant sur l'onduleur triphasé en utilisant les mêmes paramètres pour un bras et $I_{ref} = 100 \sin(314t + (i-1)\frac{2\pi}{3})$.

II.5.1. Commande à fréquence variable

La figure (II.24) présente les tensions des condensateurs flottantes V_{c11} , V_{c21} du premier bras.



(a)

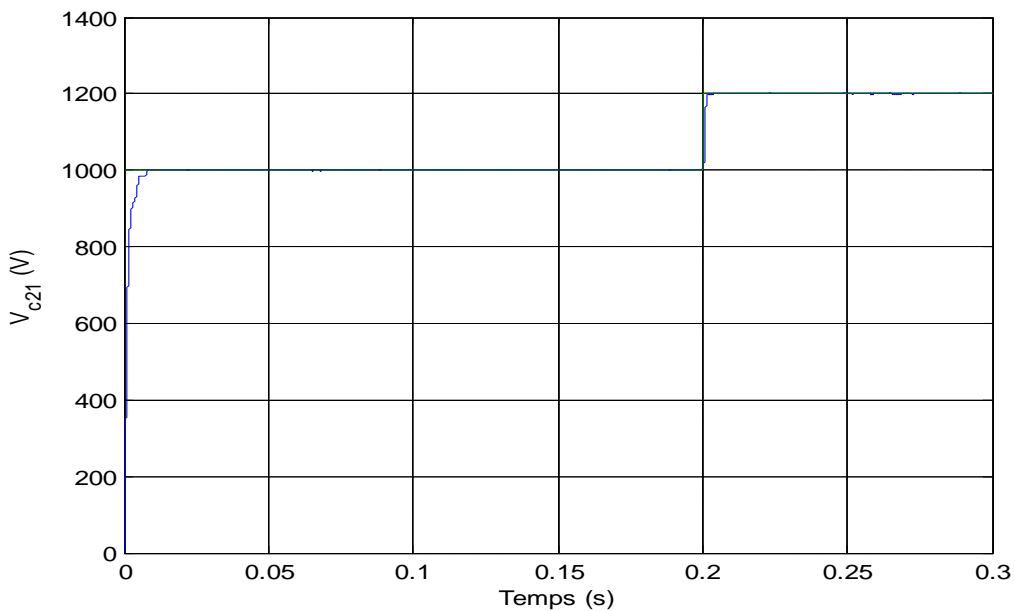


Figure II.24. Tension flottantes (a) V_{c1} (b) V_{c2}

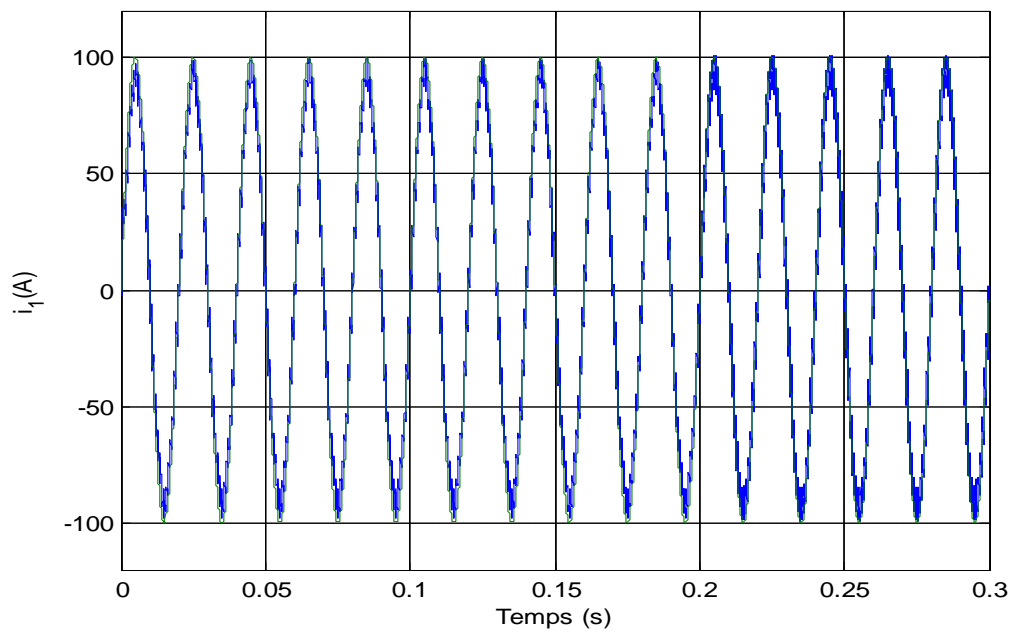
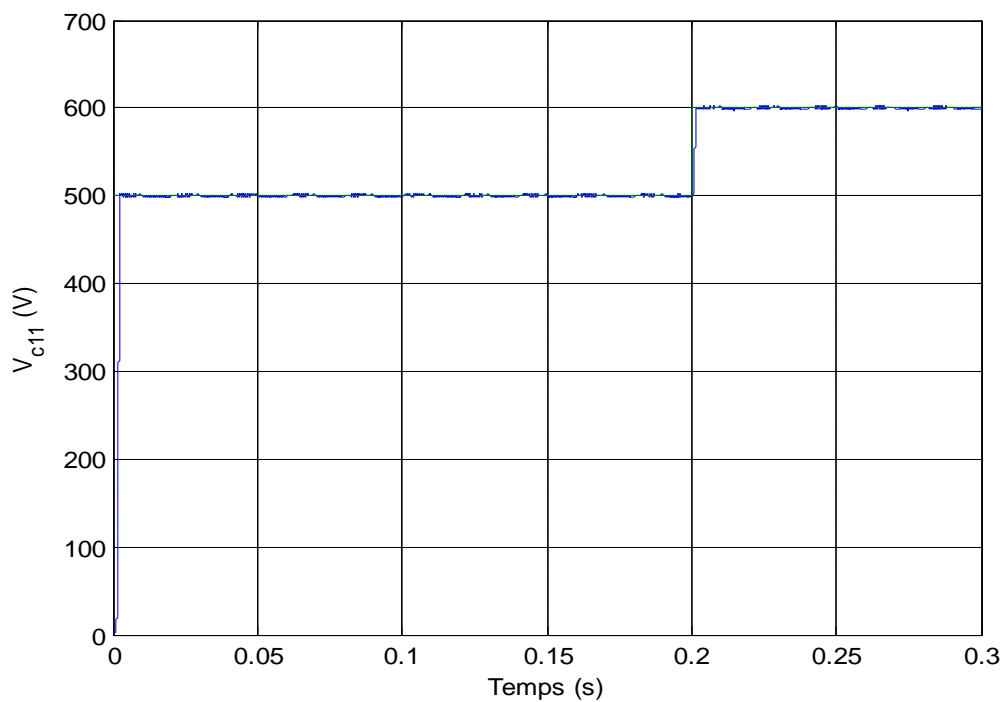


Figure II.25. Courant de la première phase

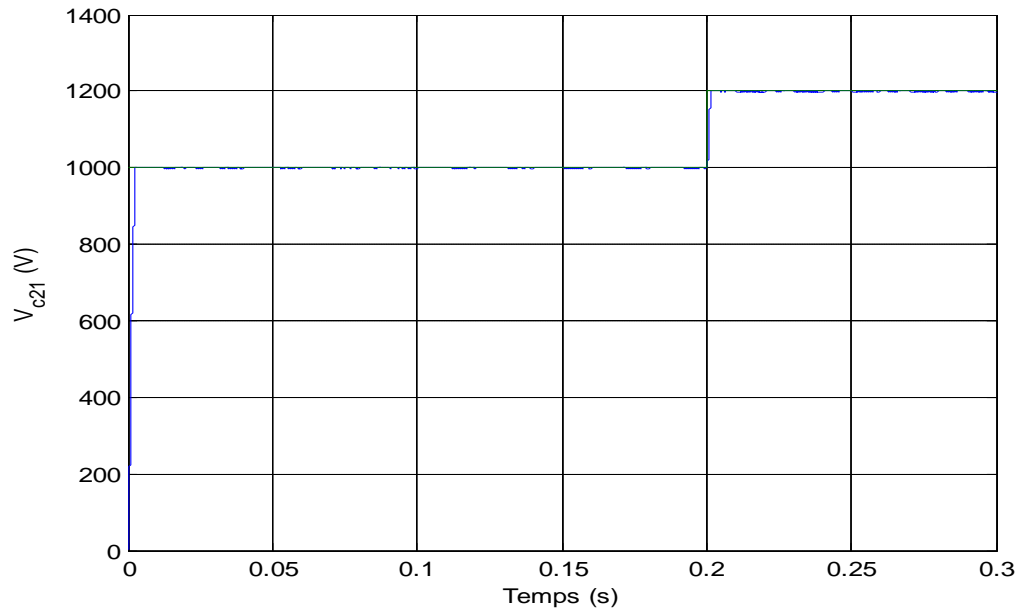
La figure (II.25) représente le courant de phase dans charge R, L ainsi que sa référence. Il s'agit d'un courant sinusoïdal qui suit parfaitement sa référence.

II.5.2. Commande à fréquence fixe

Les paramètres K_p et K_i sont fixés à: 1000,1000 respectivement



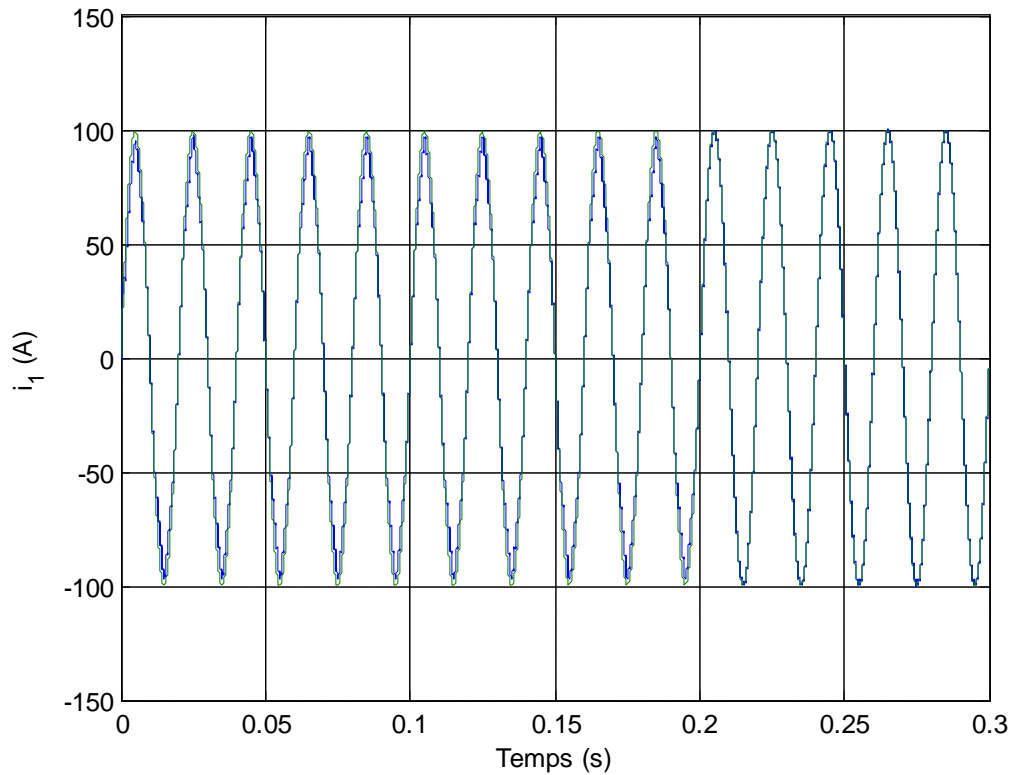
(a)



(b)

Figure II.26. Tension flottantes (a) V_{c11} (b) V_{c21}

La figure (II.26) montre l'évolution des tensions condensateurs qui tend vers leurs valeurs de références.

**Figure II.27.** Courant de la première phase

La figure (II.27) représente le courant de phase dans la charge R, L ainsi que sa référence. Il s'agit d'un courant sinusoïdal qui suit parfaitement sa référence.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé une commande par mode glissant d'ordre un d'un convertisseur à trois cellules considéré comme un système à structure variable. Cette méthode est capable de commander les interrupteurs des cellules imbriquées d'une manière indépendante en fonction de trois fonctions de commutations choisies de manière à assurer l'existence d'un régime glissant et la stabilité du point d'équilibre. La méthode de *Lyapunov* a permis de trouver facilement les surfaces de glissement assurant les performances recherchées. Cette méthode est facilement généralisable pour un convertisseur comprenant plusieurs cellules de commutation.

Les résultats de simulation ont montré que la loi de commande développée permet à la fois de maintenir le courant de charge à sa valeur de référence et d'améliorer considérablement les performances dynamiques par rapport à une commande en bonde ouverte (commande MLI).

L'inconvénient major de cette technique de commande est le phénomène de chatterring et la convergence des surfaces de glissement. Dans le chapitre suivant on va proposer une réduction de ces phénomènes en utilisant la commande par mode glissant d'ordre deux.

Chapitre III

Commande par mode de glissement d'ordre supérieur

III.1. Introduction

Les modes glissants standards ou classiques sont appliqués seulement sur les systèmes à structures variables à un degré relatif égal à un, et la commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement. Cette commande possède les propriétés suivantes [10] :

- La convergence en temps fini ;
- La robustesse par rapport aux perturbations internes et externes ;
- Les commutations de la commande en hautes fréquences induisent le phénomène de chattering .

Le problème de chattering peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences, étant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système, elles peuvent conduire à l'instabilité du système [11].

Des chercheurs russes ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un.

Le concept de mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emel'yanov. On parle dans ce cas des Modes Glissants d'Ordres Supérieurs (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) [10].

Le chattering étant repoussé sur les dérivées d'ordres supérieurs, il cesse alors de présenter les inconvénients suscités.

Les principaux avantages de cette commande sont [10]:

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un ;
- Suppression du phénomène de chattering dans la plupart des systèmes ;
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

L'objectif de ce chapitre est la commande du convertisseur multicellulaire via les modes glissants d'ordres supérieurs. Nous donnons quelques définitions formelles des 'MGOS', ainsi que la relation entre le degré relatif et les régimes glissants d'ordres supérieurs. On s'intéresse ici aux modes glissants d'ordres deux, qui constitue le principal but de ce travail.

III.2. Position du problème

Considérons un système nonlinéaire avec la dynamique suivante [11] :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(t, x, u) \\ s &= s(t, x) \in \mathbb{R} \\ u &= u(t, x) \in \mathbb{R} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Où

$x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X$ représente le vecteur d'état, $X \subset \mathbb{R}^n$.

u : représente la commande.

f : est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine.

t : est le temps.

s : est une fonction différentiable telle que ses $(r-1)$ premières dérivées par rapport au temps sont fonction de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

Comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit $s=0$. Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir s ainsi que ses $r-1$ premières dérivées successives à zéro :

$$s = \dot{s} = \dots = s^{(r-1)} = 0 \quad (\text{III.2})$$

où r désigne le degré relatif du système (DR).

III.3. Degré relatif

La notion de degré relatif a été introduite dans un premier temps dans le cas seulement des systèmes autonomes, par la suite l'application a été faite dans le cas non autonome. Cette notion est un concept fondamental qui a joué un grand rôle récemment dans la compréhension de la commande des dynamiques nonlinéaires.

Le Degré Relatif (DR) d'un système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de commande de manière explicite. Il est calculé en déterminant les dérivées successives x de la sorte y :

a) Degré Relatif $n=1, i, e. \frac{\partial}{\partial u} \dot{y} \neq 0$

b) Degré Relatif $r \geq 1, i, e. \frac{\partial}{\partial u} y^i = 0 (i=1, 2, \dots, r-1)$ et $\frac{\partial}{\partial u} y^r \neq 0$

Dans le cas a) le problème de la commande est résolu par une loi en mode glissant du premier ordre, cependant une loi 2-glissant peut être utilisée à afin d'éviter le chattering. Pour le cas b) on peut choisir la technique p-glissant (avec $p \geq r$)[12].

III.4. Principe

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement soit en \dot{s} . Un régime glissant d'ordre r (noté r -glissant) agit sur les $r-1$ premières dérivées successives de la variable de glissement $s^{(r-1)}$. On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système [11].

Le calcul des dérivées successives de la variable de glissement s le long d'une trajectoire d'un système discontinu, aboutit pour un ordre donné, à une discontinuité, il est alors possible de classifier les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de r dérivées successives de la surface s^r . Ce numéro est appelé l'ordre de glissement, et il fixe le degré de douceur du système. Le $r^{\text{ème}}$ ordre du système est déterminé par l'équation :

$$s = \dot{s} = \ddot{s} = \dots = s^{(r-1)} \quad (\text{III.3})$$

La précédente équation impose une condition "r-dimensionnel" sur les états du système. L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes r -glissant est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Par exemple, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre 3 par rapport à s , on aura besoin de la connaissance de s , \dot{s} et \ddot{s} . Une bonne solution à ce problème sont les modes glissants du second ordre, Twisting et Super Twisting, qui n'ont besoin que de s comme information d'entrée.

Le régime glissant d'ordre supérieur le plus utilise dans la littérature est la loi 2-glissant, mais il existe des exemples de modes glissants d'ordre 3 et plus, par exemple la loi r -glissant dans [10]. Dans ce mémoire nous donnons plus en détail sur les algorithmes d'ordre deux : " 2-glissant " et de quelques variantes comme le Twisting et Super Twisting. Ce sont les techniques les plus utilisées par les chercheurs et elles sont implémentées en temps réel sans trop de difficultés.

III.5. Commande par mode glissant d'ordre deux

Le principal avantage de la commande par modes glissants d'ordre deux est l'annulation du phénomène de chattering. Son objectif est de générer un régime glissant d'ordre deux sur la surface de glissement sélectionnée $s=0$ et d'obtenir en temps fini $s = \dot{s} = 0$.

Dans ce qui suit, nous allons décrire ces lois de commande de second ordre ($r=2$), telles que les techniques de Twisting et Super Twisting. Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature, du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface s [10], [13].

La figure (III.1) fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface s .

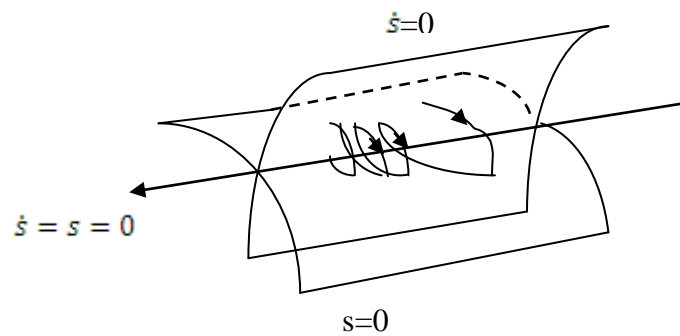


Figure. III.1. Trajectoire 2-glissante

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, les fonctions f et s de l'expression (III.1) que les seules informations disponibles à l'instant t sont, la commande $u(t)$, la surface $s(t, x)$ et le signe de la dérivée par rapport au temps de s .

La dérivée de s :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}s(t, x) &= \frac{\partial}{\partial t}s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}s(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{s} &= \frac{\partial}{\partial t}s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}s(t, x) f(t, x, u) \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

La dérivée seconde de s :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\dot{s}(t, x, u) &= \frac{\partial}{\partial t}\dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{s}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u}\dot{s}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{s} &= \frac{\partial}{\partial t}\dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{s}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u}\dot{s}(t, x, u) \dot{u} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

On pose :

$$\begin{aligned} \Psi(t, x) &= \frac{\partial}{\partial t}\dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u}\dot{s}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \kappa(t, x) &= \frac{\partial}{\partial u}\dot{s}(t, x, u) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement s et \dot{s}

$$\begin{aligned} y_1 &= s \\ y_2 &= \dot{s} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Si le degré relatif est $DR = 1$: Le système est décrit par le modèle (III.1) et par l'expression :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 \\ \dot{y}_2 &= \Psi(t, x) + \kappa(t, x)u \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Si le degré relatif est $DR = 2$: le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable x comme une variable d'état, et u comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t,x,u)=a(t,x)+b(t,x)u(t) \quad (\text{III.9})$$

Où, $a : \mathbb{R}^{n+1} \rightarrow \mathbb{R}^n$. et $b : \mathbb{R}^{n+1} \rightarrow \mathbb{R}^n$ sont des fonctions incertaines et continûment dérivables. Finalement le système est représenté par le modèle (III.9) et par l'équation :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 \\ \dot{y}_2 &= \tilde{\Psi}(t,x) + \tilde{s}(t,x)u \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

En utilisant la stratégie précédente la commande u est régie par un système dynamique du premier ordre. Les algorithmes discontinus sont appliqués en fait à la dérivée par rapport au temps de la commande u , qui devient la nouvelle variable de commande du système considéré et conduit à l'obtention d'un régime glissant d'ordre deux sur la surface s . De cette façon, l'entrée u du système est maintenant continue et permet d'éliminer le chattering.

III.6. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante

L'objectif de la commande 2- glissante est d'amener s ainsi que sa dérivée \dot{s} à zéro en un temps fini, en utilisant la commande $u(t)$. Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes sont considérées [14], [10]:

1. Les valeurs de la commande sont définies par l'ensemble $U = \{u : |u| \leq U_M\}$, où U_M est une constante réelle, et la solution du système est définie sur la variable glissante de deuxième ordre ($s = \dot{s} = 0$).

2. Il existe $u_1 \in (0, 1)$ telle que pour toute fonction continue u avec $|u| > u_1$, il existe t_1 tel que $u > 0$ pour tout $t > t_1$. Ainsi, la commande est

$$u = -U_M \text{sign.}[s(t_0)] \quad (\text{III.11})$$

où t_0 est l'instant initial.

3. Il existe des constantes positives s_0 , Γ_m et Γ_M , telles que dans un voisinage $|s(t,x)| < s_0$.

$$0 < \Gamma_m \leq \frac{\partial}{\partial u} s(t,x,u) \leq \Gamma_M. \quad \forall u \in U, x \in X \quad (\text{III.12})$$

Le fait que le terme $\frac{\partial}{\partial u} s$ ne s'annule pas est nécessaire pour l'existence de la commande équivalente en régime glissant.

4. Il existe une constante positive. telle que dans la région $|s| < s_0$ l'inégalité suivante est vérifiée $\forall t, x \in X, u \in U$.

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} s(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \phi \quad (\text{III.13})$$

Nous allons reprendre le système (III.10) et nous supposons que le système est de degré relatif DR=1 par rapport à la surface de glissement s . Ceci s'exprime par:

$$\ddot{s} = \dot{y}_2 = \Psi(t, x) + \mathfrak{s}(t, x)u \quad (\text{III.14})$$

Si on applique les propriétés de convergence précédentes nous avons :

$$0 < \Gamma_m \leq \mathfrak{s}(t, x) \leq \Gamma_M \\ |\Psi(t, x)| < \phi$$

Si le système est de degré relatif DR=2 nous devons prendre le système :

$$\dot{y}_2 = \tilde{\Psi}(t, x) + \tilde{\mathfrak{s}}(t, x)u \quad (\text{III.15})$$

III.6.1. Loi 2-glissante

La technique du deuxième ordre ici proposée, peut être considérée comme une extension d'une loi en régime glissant d'ordre un. Elle est formée de deux parties :

$$u = \int u_{eq} + K_{glis} \int u_{glis} \quad (\text{III.16})$$

$\int u_{glis}$ est composée par l'intégrale de la fonction signe de la nouvelle surface de glissement s_y (elle sera définie plus tard) multipliée par une constante k_{glis} .

$\int u_{eq}$ est conçue en utilisant la méthode de la commande équivalente pour la nouvelle surface de glissement s_y .

Nous allons maintenant décrire la méthodologie de conception de cette technique de commande.

III.6.2. Surface de glissement

Nous allons définir une surface de glissement s en fonction de l'espace d'états des erreurs.

$$s = y_1 = s_1(x - x_d) + s_2(\dot{x} - \dot{x}_d) + \dots + s_n(x^{(r-1)} - x_d^{(r-1)}) \quad (\text{III.17})$$

Le calcul de la dérivée donne:

$$\dot{s} = \dot{y}_1 = s_1(\dot{x} - \dot{x}_d) + s_2(\ddot{x} - \ddot{x}_d) + \dots + s_n(x^{(r-1)} - x_d^{(r-1)}) \quad (\text{III.18})$$

Nous avons un nouveau système (III.10) en fonction de y_1 et y_2 , nous proposons alors une nouvelle surface de glissement s_y :

$$\dot{s}_y = \dot{s} + \eta s = y_2 + \eta y_1 \quad (\text{III.19})$$

Où η est une constante positive.

Avec cette technique, la convergence du système est régie par la surface de glissement s et par sa dérivée \dot{s}

III.6.3. Commande équivalente

On sait que la commande équivalente est la solution pour la commande une fois que la dérivée de la nouvelle surface de glissement est nulle, soit $\dot{s}_y = 0$

$$\dot{s}_y = \dot{s} + \eta \dot{s} = 0 \quad (\text{III.20})$$

L'expression précédente peut être écrite comme suit :

$$\dot{s}_y = \ddot{x} + \eta \dot{x} = 0 \quad (\text{III.21})$$

La valeur de \ddot{x} est calculée avec la dérivée du système (III.1) :

$$\ddot{x} = \frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u) \dot{u} \quad (\text{III.22})$$

Finalement la commande équivalente s'exprime par :

$$u_{\text{eq}} = -\frac{1}{\frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u)} \left[\frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \eta \dot{x} \right] \quad (\text{III.23})$$

L'algorithme du deuxième ordre qui a été présenté précédemment permet l'élimination du phénomène de chattering qui est due à la discontinuité de la fonction sign qui se trouve à l'intérieur de la fonction d'intégration. Une autre conséquence est la convergence plus douce vers la surface de glissement, car la commande prend en compte la dérivée de la surface. Le désavantage de cette loi, est qu'elle a besoin de la connaissance de la dérivée de la surface de glissement. Dans la pratique, cela veut dire qu'il faudra mettre plus de capteurs afin de mesurer les états supplémentaires ou implémenter des observateurs d'états[12],[11].

III.7. Algorithmes glissants d'ordre supérieur

Les définitions énoncées précédemment concernant les régimes glissants réels d'ordre r ont permis d'introduire un outil de comparaison de différents algorithmes de contrôle générant ces modes. On distingue ainsi les algorithmes idéaux des algorithmes réels. En effet, les travaux de M. Levant montrent qu'un ordre de glissement réel ne doit pas excéder l'ordre du mode de glissement correspondant. Les modes glissants standards procurent, ainsi un mode glissant réel seulement de premier ordre et un mode glissant réel de second ordre est réellement obtenu par modification de commutation discrète des algorithmes glissants de second ordre. Un mode

glissant réel peut aussi être obtenu par un moyen différent de celui de la réalisation discrète du mode glissant et c'est le cas du 'Drift algorithme' qu'on sera par la suite [10], [11].

Généralement, pour utiliser un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à $s=0$ on a besoin de connaître s , \dot{s} et s^{r-1} , ce qui induit une difficulté d'implémentation lorsque l'ordre de glissement augmente. Les algorithmes réels ne requièrent que les mesures de s , \dot{s} et s^{r-2} et ceci constitue une bonne solution pour les modes glissants du second ordre. En effet, seule l'information sur s est nécessaire.

III.7.1. Algorithme de Twisting

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme twiste autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux est appelé Twisting en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase (s, \dot{s}) , avec un nombre infini de rotation, voir la Figure (III.2). Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs V_m et V_M , de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [10], [11].

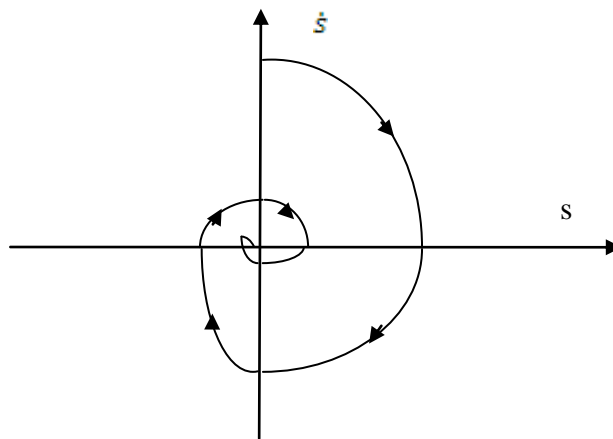


Figure. III.2. Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting

Nous allons reprendre le système $y_1=s$ et $y_2=\dot{s}$. Maintenant le problème de la commande est de stabiliser en temps fini le système du deuxième ordre suivant :

$$y_1 = y_2 \tag{III.24}$$

$$y_2 = \Psi(t,x) + s(t,x)u$$

Où $\Psi(t,x)$ et $s(t,x)$ sont des fonctions mal connues mais bornées

$$\Phi > 0, |\Psi| \leq \Phi, 0 < \Gamma_m \leq s \leq \Gamma_M \tag{III.25}$$

L'algorithme du Twisting pour un degré relatif 1 est défini par la loi de commande suivante :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \cdot \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} \leq 0; |u| \leq 1 \\ -V_M \cdot \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} > 0; |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

où $|u|$ est une valeur bornée de commande, donné pour $|u| \leq 1$

L'équation de commande pour un degré relatif 2 est :

$$u = \begin{cases} -V_m \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Avec les conditions suffisantes assurant la convergence en temps fini sur la variété s

$$\begin{aligned} V_M &> V_m \\ V_m &> 4 \frac{\Gamma_M}{s_0} \\ V_m &> \frac{\Phi}{\Gamma_m} \\ \Gamma_m V_m - \Phi &> \Gamma_M V_m + \Phi \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Si dans la pratique la dérivée de la surface \dot{s} n'est pas mesurable, son signe peut être estimé par le signe de la dérivée de la surface s dans un intervalle de temps Δt . Le $\text{sign}(\dot{s}(t))$ est calculé par l'expression $\text{sign}(\dot{s}(t) - s(t - \Delta t))$.

En considérant les incertitudes du système et les intervalles de temps entre les croisements successifs de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [10] :

$$t_{tw\infty} \leq t_{M1} + \Theta_{tw} \frac{1}{1 - \Theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|} \quad (\text{III.29})$$

Où y_{1M1} est la valeur de la surface s quand l'axe des abscisses est traversé pour la première fois, t_{M1} est la valeur de temps à cet instant. Les expressions de Θ_{tw} et Θ_{tw} sont données par les formes suivantes :

$$\begin{aligned} \Theta_{tw} &= \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_M + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \Phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \Phi}} \\ \Theta_{tw} &= \sqrt{\frac{\Gamma_M V_m + \Phi}{\Gamma_m V_M - \Phi}} \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

III.7.2. Algorithme de Super Twisting

La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase. La loi de commande Super Twisting $u(t)$, est formée de deux parties.

La première est définie par sa dérivée par rapport au temps (u_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement (u_2) :

$$u = u_1 + u_2 \quad (\text{III.31})$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_1 &= \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} -\lambda_1 |s|^{\rho_1} \text{sign}(s) & \text{si } |s| > s_0 \\ \lambda_1 |s|^{\rho_1} \text{sign}(s) & \text{si } |s| \leq s_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont :

$$\begin{aligned} W &> \frac{\Phi}{\Gamma_M} \\ \lambda_1^2 &\geq \frac{4\Phi \Gamma_M (w + \Phi)}{\Gamma_m^2 \Gamma_m (w - \Phi)} \\ 0 < \rho_1 &\leq 0.5 \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

Ce contrôleur peut être simplifié si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par :

$$\begin{aligned} u &= \lambda |s|^{1/2} \text{sign}(s) + u_1 \\ \dot{u}_1 &= -w \text{sign}(s) \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de s . A cause de cette caractéristique on peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.

III.7.3. Algorithme sous-optimal

Cet algorithme développé pour des systèmes de commande à degré relatif égal 2, ainsi que, le terme sous-optimal employé ici, inspiré de la commande bang-bang qui génère des trajectoires optimales (en temps minimum) pour un double intégrateur. La loi de commande est définie par [11] :

$$u = -a(t) \lambda_M \text{sign} \left(x_1(t) - \frac{1}{2} x_{1M} \right) \quad (\text{III.35})$$

avec :

$$a(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } [x_1(t) - \frac{1}{2} x_{1M}][x_{1M} - x_1(t)] > 0 \\ 1 & \text{si } [x_1(t) - \frac{1}{2} x_{1M}][x_{1M} - x_1(t)] \leq 0 \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

où x_{1M} représente la valeur de x_1 au dernier instant d'annulation de x_2 (i.e. la dernière valeur singulière de la fonction $x_1(t)$).

Conditions suffisantes de convergence :

$$\alpha^* \in]0, 1] \cap]0, \frac{3\Gamma_m}{\Gamma_M} [$$

$$\lambda_M > \max \left(\frac{c}{\alpha^* \Gamma_M}, \frac{4c}{3\Gamma_m - 3\Gamma_M} \right) \quad (\text{III.37})$$

Borne supérieure du temps de convergence :

$$T_{s0\infty} \leq t_{M1} + \Theta_{s0} \frac{1}{1-\theta_{s0}} \sqrt{|x_{1M1}|} \quad (\text{III.38})$$

Où x_{1M} , t_{M1} sont définis comme pour l'algorithme du twisting :

$$\Theta_{s0} = \frac{(\Gamma_m + \alpha^* \Gamma_M)^{\lambda_M}}{(\Gamma_m \lambda_M - c) \sqrt{\alpha^* \Gamma_M \lambda_M + c}}$$

$$\Theta_{s0} = \sqrt{\frac{\alpha^* \Gamma_M - \Gamma_m \lambda_M + c}{2(\Gamma_M \lambda_M - c)}} \quad (\text{III.39})$$

La connaissance de la valeur de x_2 n'est pas nécessaire, toutefois il faut avoir une estimation assez précise de la dernière valeur singulière de x_1 .

Dans le cas d'un gain unitaire $\alpha = 1$ loi de commande pouvait être simplifiée en posant $\alpha = 1$ et en choisissant $V_M > 2C_0$ [10]. La preuve de convergence de cet algorithme, ainsi que l'évolution du temps de convergence sont disponibles dans [10].

III.7.4. Algorithme de Drift

L'idée de ce contrôleur est de diriger la trajectoire vers un mode glissant d'ordre deux $s=0$ tout en gardant \dot{s} relativement petite. Ce contrôleur procure un glissement réel d'ordre 2 et l'algorithme de commande est défini par la loi de commande suivante (avec degré relatif égal à un) [11] :

$$u = \begin{cases} u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{si } x_1 \Delta x_{1i} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{si } x_1 \Delta x_{1i} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Avec :

$$\Delta x_{1i} = x_{1i}(t) - x_{1i}(t_1 - \tau)$$

Dans le cas où le système est de degré relatif égal 2, un contrôleur similaire est donné par :

$$u = -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) \quad \text{si } \Delta x_{1i} \leq 0$$

$$u = -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) \quad \text{si } x_1 \Delta x_{1i} > 0 \quad (\text{III.41})$$

III.8. Suppression de phénomène de chattering

En utilisant la stratégie de commande du second ordre qui a été décrite dans la section précédente, le système est formé par l'équation (III.8) si le degré relatif est DR=1 ou par les expressions (III.9) et (III.10) si DR=2. La caractéristique principale de ces stratégies, est que la partie discontinue (la fonction signe) est appliquée à la dérivée par rapport au temps de la commande, soit \dot{u} . Le but principal de la commande \dot{u} est d'obtenir un régime glissant du deuxième ordre sur la surface de glissement s .

La prise en compte de la dérivée de la surface de glissement dans le calcul de la commande, le système atteint la surface s plus doucement. Finalement quand on fait le calcul de l'entrée du système $u = \int \dot{u}$, la commande devient continue évitant de cette façon le phénomène de chattering dans la plus parts des systèmes.

III.9. Commande par régime glissant d'ordre r

Les techniques de commandes d'ordre r avec un temps de convergence fini sont des problèmes encore à l'état de recherche. Dans cette section nous allons introduire une technique de commande *r- glissant* avec un temps de convergence fini, qui a été conçu par M. Levant [10], [11].[]

III.9.1. Position du problème

Considérons un système dynamique comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= a(t, x) + b(t, x)u \\ s &= s(t, x)\end{aligned}\tag{III.42}$$

Ou $x \in \mathbb{R}^n$, a , b , s , sont des fonctions réguliers, $u \in \mathbb{R}$. On suppose qu'on connaît le degré relatif r du système. Cela veut dire que u n'apparaît que dans le r -ème dérivée de s et $\frac{d}{du} s^{(r)} \neq 0$ en ce point. L'objectif est d'atteindre la condition $s(t, x) = 0$ en un temps fini. Puisque s , \dot{s} , ..., s^{r-1} sont des fonctions continues, dont le mouvement est similaire au régime *r-glissant*. Il est possible de définir un nouveau système [11] :

$$Y = (y_1 \dots y_r) \text{ ou } y_1 = s, y_2 = \dot{s} \dots y_r = s^{(r-1)}\tag{III.43}$$

avec :

$$s^{(r)} = h(t, y) + g(t, y)u, \quad g(t, y) \neq 0$$

Choisissons un contrôleur simple

$$U = K \text{ sign}(s), \text{ avec } K > \sup |u_{\varepsilon g}|$$

$$u_{\varepsilon g} = -h(t, y) / g(t, y)\tag{III.44}$$

Le problème de la commande r -glissant est de trouver une entrée $u = U(t, x)$ qui donnera une convergence en temps fini, en généralisant la commande 1-glissant ($u = K \text{sign}(s)$).
Où les fonctions $h(t, y)$ et $g(t, y)$ sont bornées, $h > 0$. Ainsi nous avons besoin de $\Gamma_m, \Gamma_M, C > 0$.
Pour la condition suivante [11]:

$$0 < \Gamma_m \leq \frac{\partial}{\partial u} s^{(r)} \leq \Gamma_M. \quad (III.45)$$

III.9.2. Construction de la commande

Soit p un nombre positif. On note [10] :

$$N_{1,r} = |s|^{\frac{r-1}{r}}$$

$$N_{i,r} = (|s|^{p/r} + |\dot{s}|^{p/(r-1)} + \dots + |s^{i-1}|^{(p/(r-i+1))^{(r-1)/p}}) \quad i=1, \dots, r-1$$

$$N_{r-1,r} = (|s|^{p/r} + |\dot{s}|^{p/(r-1)} + \dots + |s^{i-2}|^{(p/2)^{1/p}})$$

$$\varpi_{0,r} = s$$

$$\varpi_{1,r} = \dot{s} + \beta_1 N_{1,r} \text{sign}(s)$$

$$\varpi_{i,r} = s^{(i)} + \beta_i N_{i,r} \text{sign}(\varpi_{i-1,r}) \quad i=1, \dots, r-1$$

où $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont des nombres positifs.

La commande r -glissant est donnée par le théorème suivant :

Le système (III.44) a un degré relatif $DR=r$, par rapport à la surface de glissement s et il satisfait la condition (III.47). Avec une bonne sélection des valeurs des paramètres positives $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ il est possible de définir l'expression suivante :

$$u = -\alpha_1 \text{sign}[\varpi_{i-1,r}(s, \dot{s}, \dots, s^{(r-1)})] \quad (III.46)$$

qui donnera un régime glissant d'ordre r avec un temps de convergence fini vers $s=0$, les paramètres $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont choisis suffisamment grands. Chaque choix détermine la famille de commande applicable pour tous système (III.28) de degré relatif r . La valeur de $\alpha_1 > 0$ est choisie spécifiquement pour n'importe qu'elles constantes C, Γ_m, Γ_H . La commande proposée est simplement généralisée : les coefficients de $N_{1,r}$ sont des nombres positifs. Certainement, le paramètre β_i peut prendre une infinité de valeurs. Dans ce qui suit, nous donnons quelques exemples avec β_i testé pour $r \leq 4$ ainsi, nous avons :

$$1. \quad u = -\alpha_1 \text{sign}(s) \quad (III.47)$$

$$2. \quad u = -\alpha_1 \text{sign}(s + |s|^{1/2} \text{sign}(s)) \quad (III.48)$$

$$3. u = -\alpha_1 \text{sign}(\ddot{s} + 2|\dot{s}|^3 + |s|^2)^{1/6} \text{sign}(|\dot{s}| + |s|^{2/3}) \text{sign}(s) \quad (\text{III.49})$$

$$4. u = -\alpha_1 \text{sign} \left\{ s^{(3)} + 3(\ddot{s}^6 + \dot{s}^4 + |s|^3)^{1/12} \text{sign} \left[\ddot{s} + (\dot{s}^4 + |s|^3)^{\frac{1}{6}} \text{sign}(\dot{s} + 0.5|s|^{\frac{3}{4}} \text{sign}(s)) \right] \right\} \quad (\text{III.50})$$

$$5. u = -\alpha_1 \text{sign} \left(s^{(4)} + \beta_4 (|s|^{12} + |\dot{s}|^{15} + |s|^{20} + |s^3|^{30})^{1/60} \text{sign} \left(s^{(3)} + \beta_3 (|s|^{12} + |\dot{s}|^{15} + |\ddot{s}|^{20})^{1/30} \text{sign}(\ddot{s} + \beta_2 (|s|^{12} + |\dot{s}|^{15})^{1/20} \text{sign}(\dot{s} + \beta_1 |s|^{4/5} \text{sign}(s))) \right) \right) \quad (\text{III.51})$$

L'idée de la commande est d'établir un régime glissant d'ordre un (*1-glissant*) dans l'ensemble de (III.46). Ce régime glissant est défini par $\varpi_{r-1,r}$, mais quand ce premier régime glissant a disparu un deuxième apparaît $\varpi_{r-2,r}$, Le régime *1-glissant* implique, $\varpi_{r-2,r}=0$, mais un troisième apparaît $\varpi_{r-3,r}$, à nouveau le régime *1-glissant* le met à zéro ($\varpi_{r-3,r}=0$), et ainsi de suite. Pendant que la trajectoire s'approche de l'ensemble *r-glissant*, l'ensemble Δ revient sur l'origine dans les coordonnées $s, \dot{s}, \dots, s^{(r-1)}$ (Figure III.3).

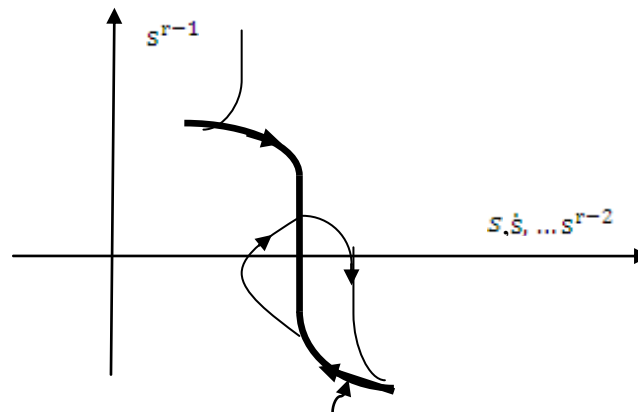


Figure III.3. L'idée de la commande r-glissant

III.10. Commande Super Twisting d'un hacheur multicellulaire à trois cellules

III.10.1. Cas d'un hacheur

Rappelons l'équation d'état non linéaire du hacheur multicellulaire donné par :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{-i}{C_2} & \frac{i}{C_2} & 0 \\ 0 & \frac{-i}{C_2} & \frac{i}{C_2} \\ \frac{V_{c2}}{L} & \frac{V_{c2} - V_{c1}}{L} & \frac{E - v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.52})$$

Le schéma de la commande est représenté sur la figure (III.4) .

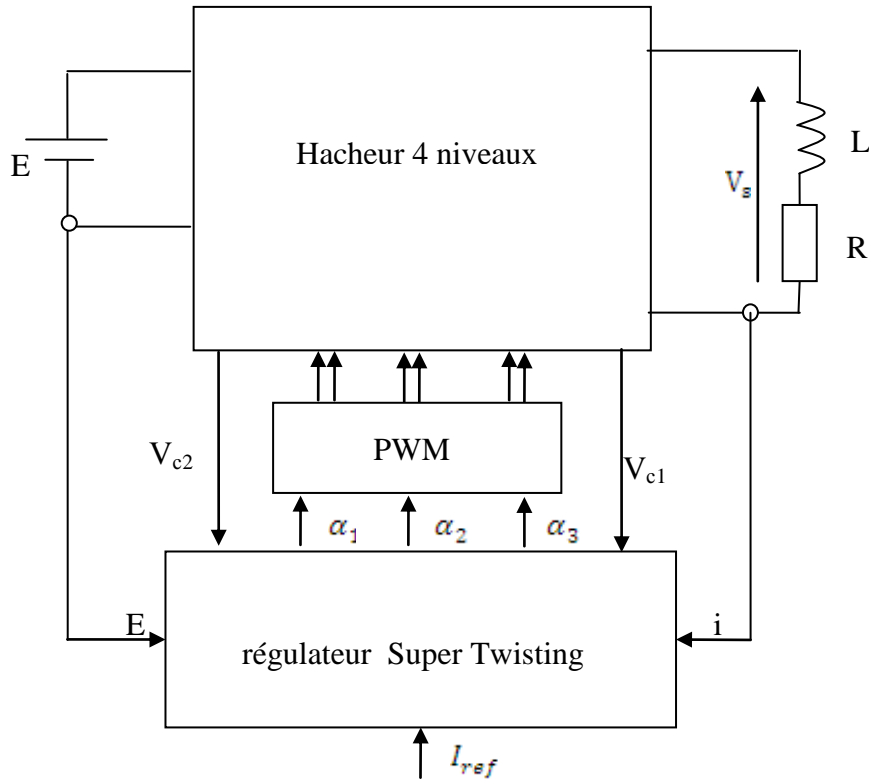


Figure III.4. Structure de la commande Super Twisting

La stratégie de commande proposée est basée l'algorithme Super Twisting. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{3I_{ref}}{E} V_{c1} - i \\ s_2 = \frac{3I_{ref}}{E} (V_{c2} - V_{c1}) - i \\ s_3 = \frac{3I_{ref}}{E} (E - V_{c2}) - i \end{cases} \quad (III.53)$$

Le degré relatif correspondant à ce sous –système est $(r=n=1)$

Lorsque $r=1$ la loi de commande est la loi super Twisting :

Les rapports cycliques sont calculés par la loi de commande suivante :

$$\alpha_i = \lambda_i |s_i|^{1/2} \text{sign}(s_i) + \alpha_{1i} \quad (III.54)$$

$$\dot{\alpha}_{1i} = -w_i \text{sign}(s)$$

et $i=1, 2, 3$

III.10.1.1. Résultats de simulation

Le convertisseur à trois cellules utilisé a pour éléments :

$$\begin{cases} L = 1.5mH \\ C_1 = C_2 = 40\mu F \\ R = 10\Omega \end{cases}$$

Il s'agit de simuler le convertisseur lorsque la tension d'alimentation change de 1500V à 1800 V à $t = 0.2s$

Les paramètres du régulateurs sont :

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 1$$

$$w_1 = w_2 = w_3 = 2$$

Notre objectif est de réguler les tensions des condensateurs V_{c1} et V_{c2} à leurs références $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ ainsi que le courant de charge doit atteindre sa valeur de référence $I_{ref} = 100A$

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

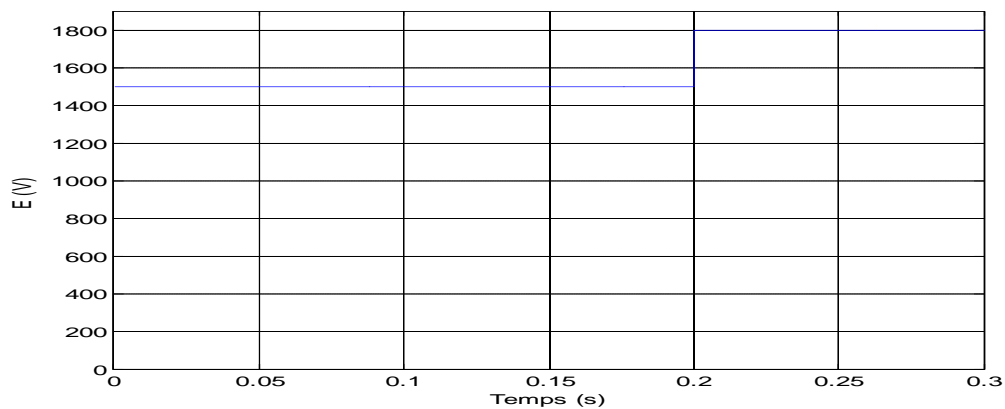
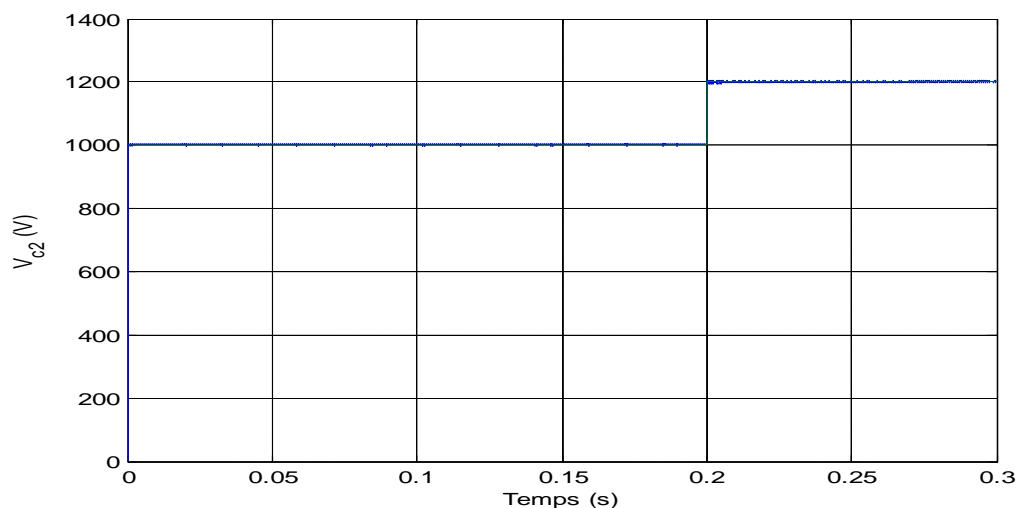
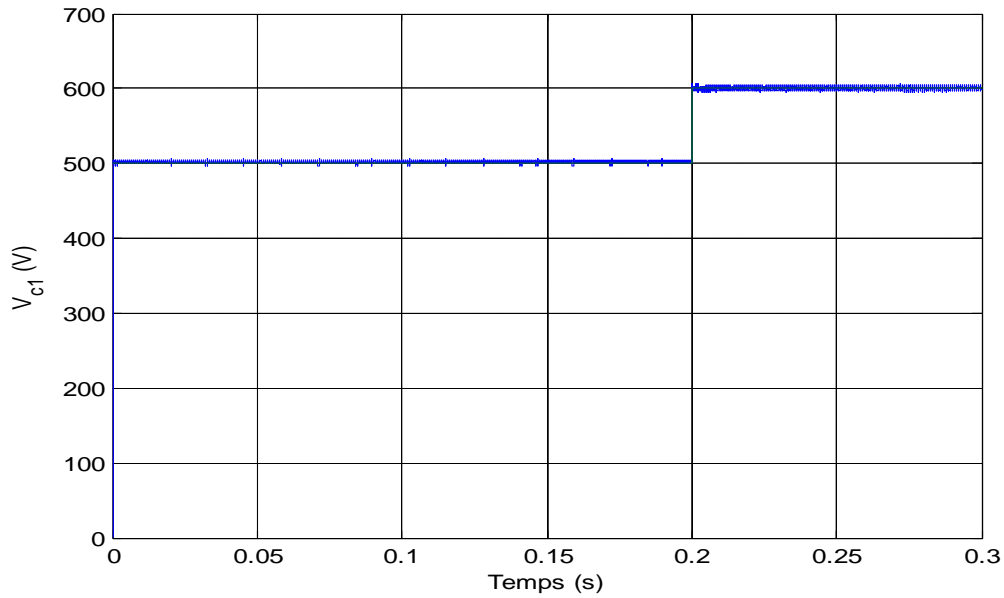


Figure III.5. Tension d'alimentation



(a)



(b)

Figure III.6. Evolution des tensions condensateurs a) V_{c2} b) V_{c1}

La tension de chaque condensateur suit sa valeur de référence sans dépassement et la perturbation de la tension d'alimentation n'affecte guère leur équilibrage.

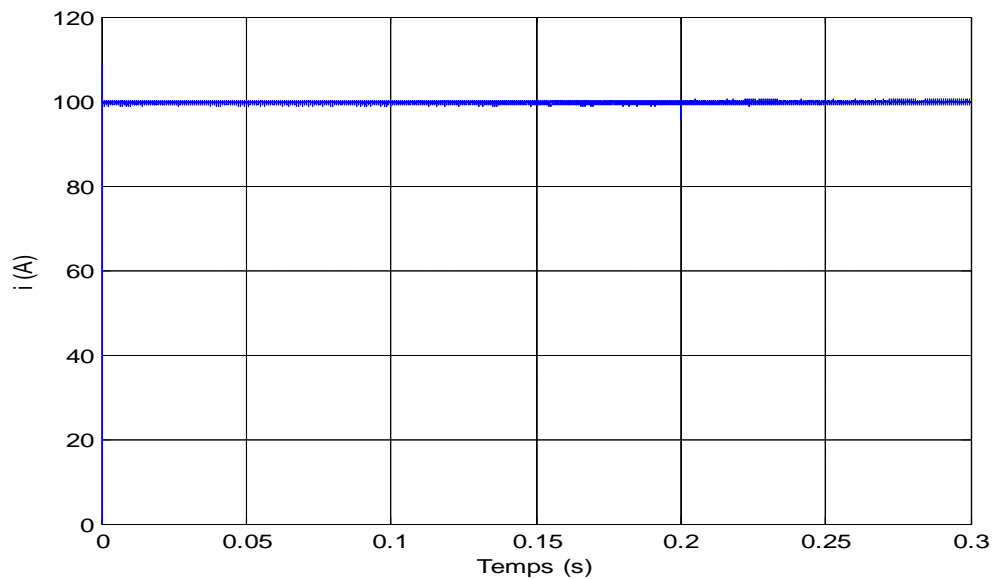
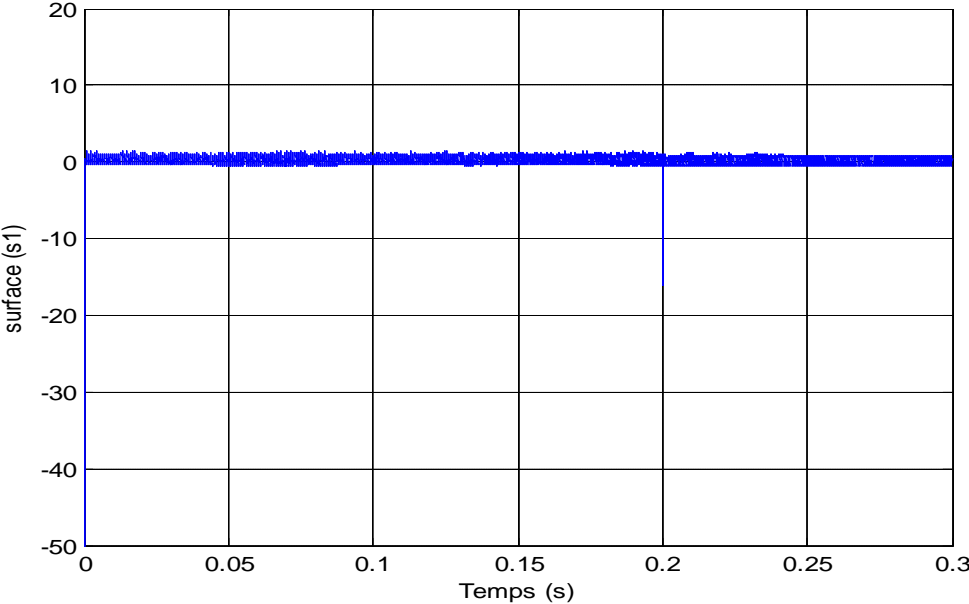
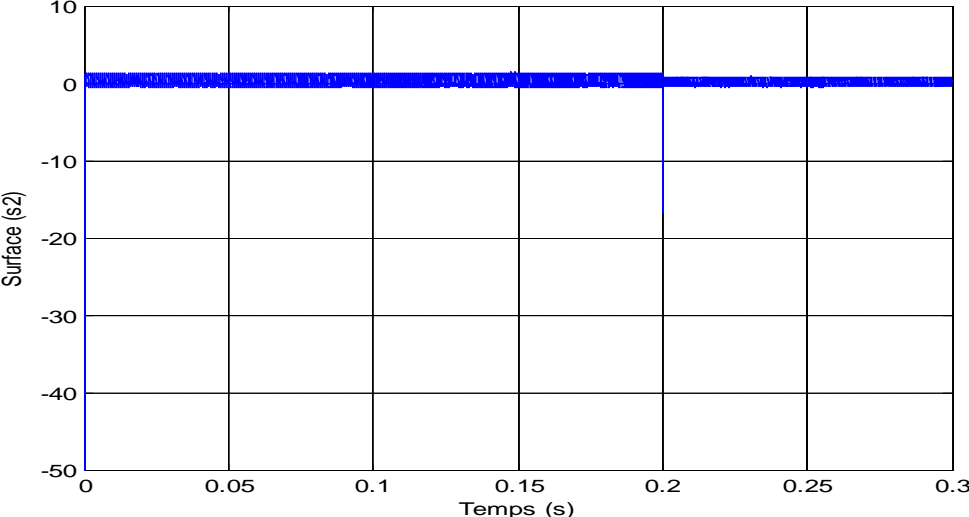


Figure III.7. Evolution du courant de charge

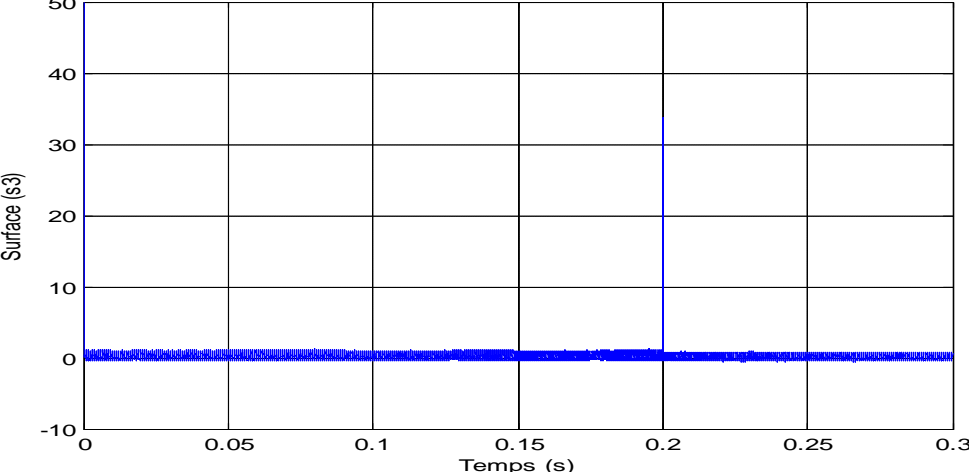
La figure III.5 montre que le courant de charge suit bien sa référence indépendamment de la variation de la tension d'alimentation.



(a)



(b)



(c)

Figure III.8. Convergence des surfaces de glissement
(a) s_1 (b) s_2 (c) s_3

La figure III.8. représente l'évolution des trois surfaces de commutation, elles présentent des commutations autour de la valeur 0. Lors des variations de la tension continue ou du courant de charge, les surfaces s'éloignent de la valeur 0 mais reviennent à s'annuler très vite.

III.10.2. Cas d'un onduleur triphasé

Le schéma de la commande est représenté sur la figure (III.9). Les mêmes procédures sont appliquées pour ce type d'onduleur, on rappelle les paramètres de la simulation :

Le convertisseur à trois cellules utilisé a pour éléments (par phase) :

$$L=1.5mH, c_1 = c_2 = 40\mu F \quad R=10 \Omega$$

Il s'agit de simuler le convertisseur lorsque la tension d'alimentation change de 1500V à 1800 V à $t = 0.2s$

Les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{aligned} \lambda_{1i} &= \lambda_{2i} = \lambda_{3i} = 8 \\ w_{1i} &= w_{2i} = w_{3i} = 50 \\ i &= 1, 2, 3 \end{aligned}$$

Les courants de référence sont imposés comme suit :

$$\begin{aligned} I_{i \text{ ref}} &= I_{m \text{ ref}} \sin(\omega t - (i-1)2\pi/3) ; i = 1, 2, 3 \\ \text{avec } I_{m \text{ ref}} &= 100A, \omega = 314 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

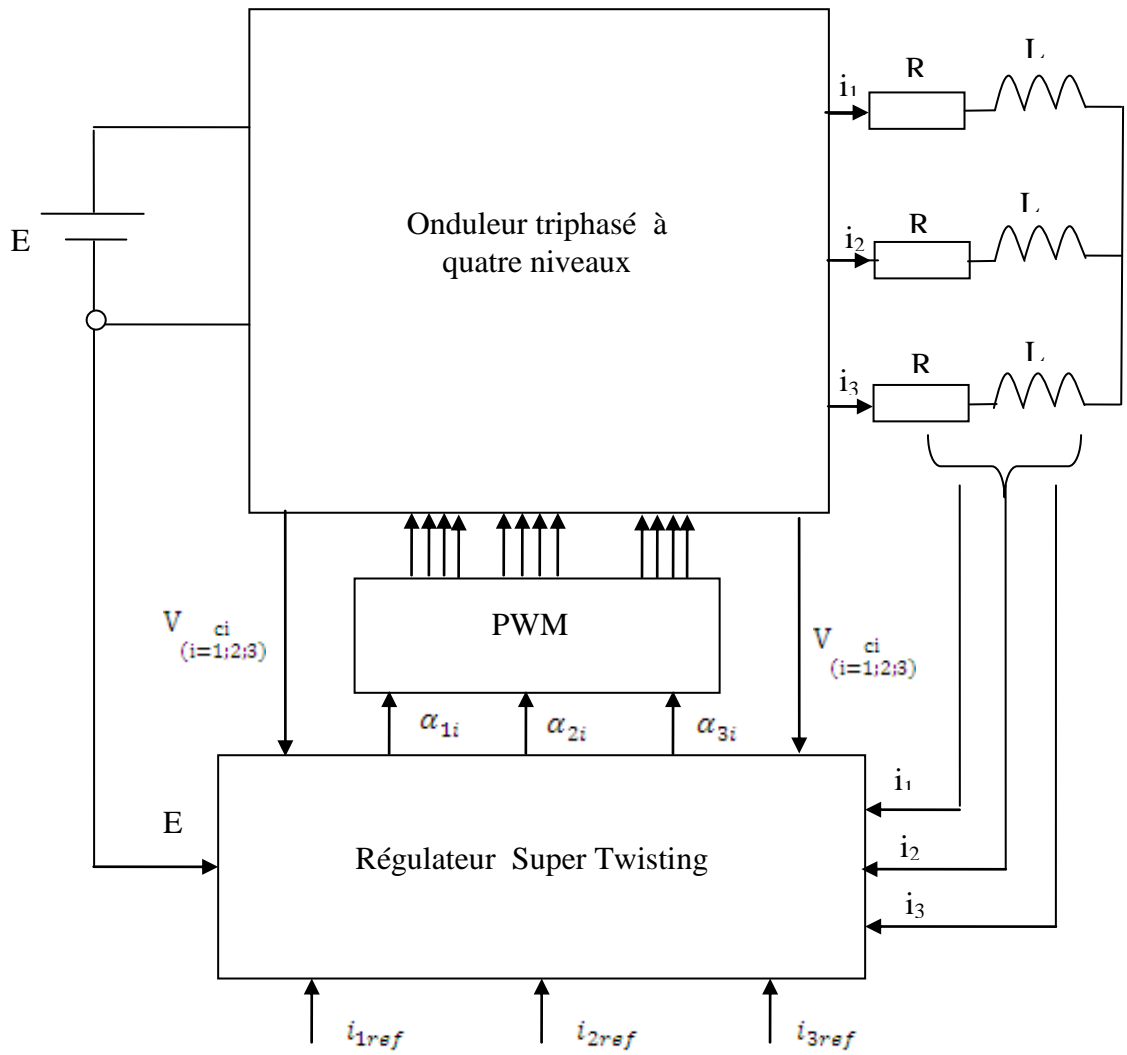


Figure .III.9. Structure de la commande Super Twisting

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

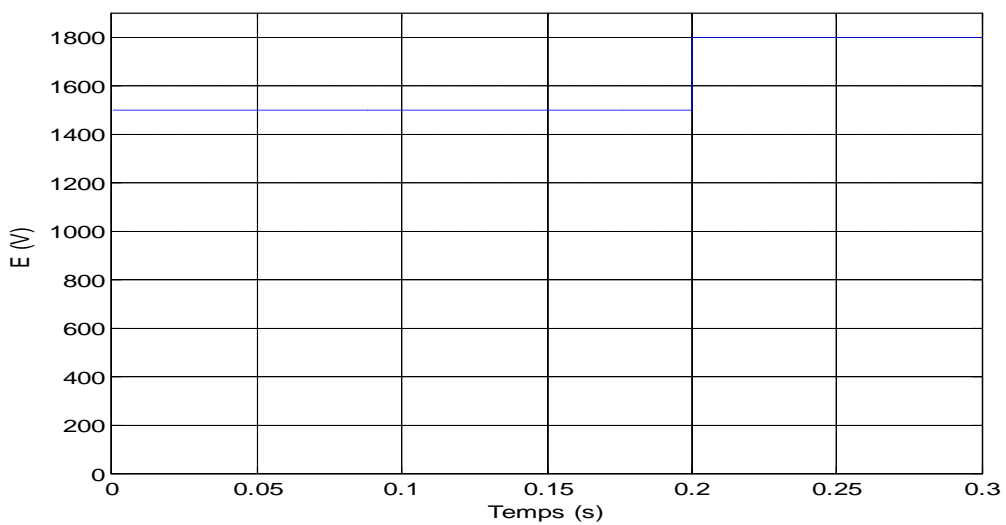
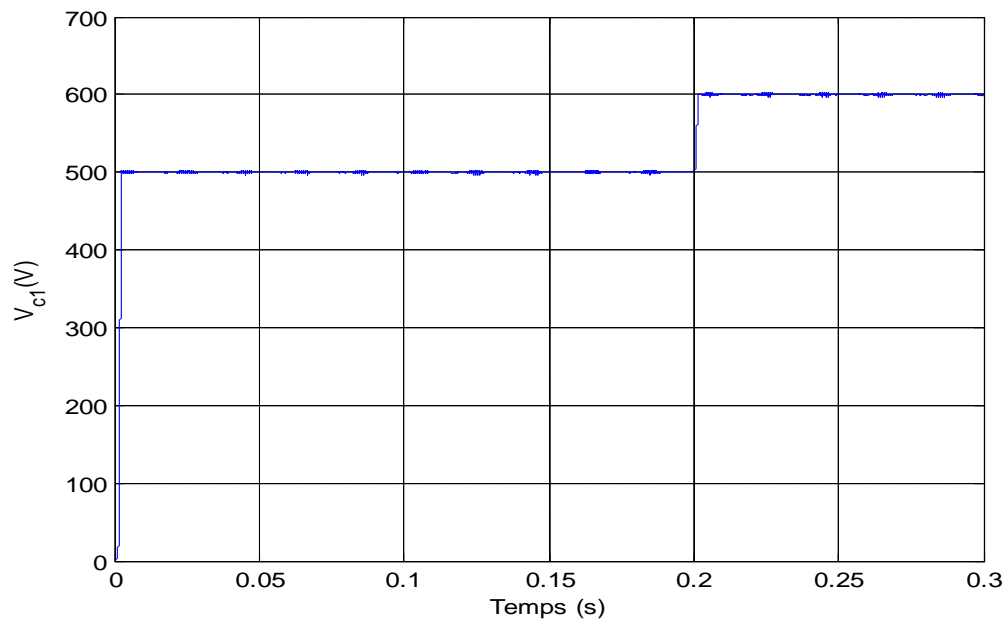
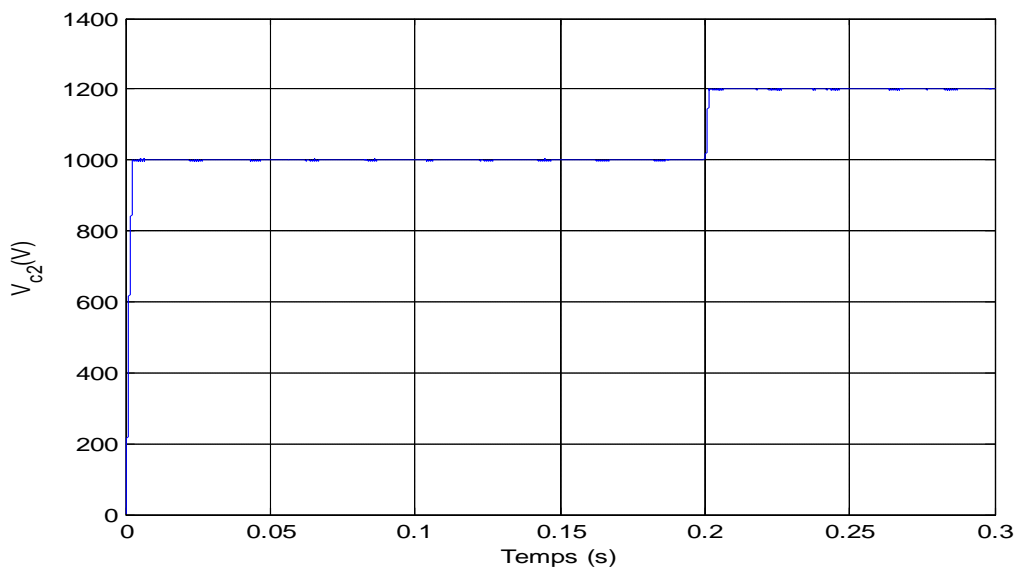


Figure III.10. Tension d'alimentation

La figure (III.16) montre le comportement des tensions condensateurs qui suivent leurs valeur de références.



(a)

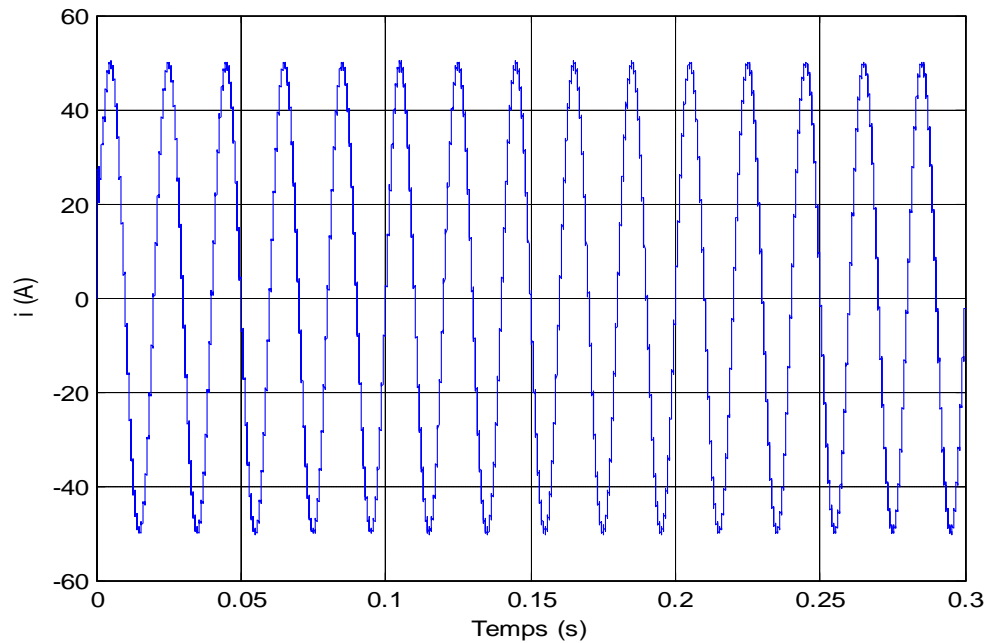


(b)

Figure III.11. Evolution des tensions condensateurs a) V_{c1} b) V_{c2}

Les deux tensions V_{c1}, V_{c2} croient rapidement et se stabilise bien valeur $\frac{E}{3}, \frac{2E}{3}$ respectivement, sans erreurs statiques .

La figure (III.19) représente le courant de la première phase ainsi que sa référence. On remarque qu'au démarrage le courant suit sans d'être influence par la variation de la source continue.



• **Figure IV.19.** Evolution du courant de phase

III.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les idées clés de la commande par mode glissant d'ordre supérieur. Ces derniers semblent être un outil efficace pour commander des systèmes soumis à des incertitudes tout en obtenant une meilleure précision de convergence par rapport au mode glissant réel d'ordre un. Des exemples d'algorithmes générant des modes glissants d'ordre deux ont été présentés aussi.

La réalisation de la commande par mode de glissement nécessite la connaissance des tensions aux bornes des condensateurs. L'utilisation des capteurs de tensions pour la mesure des tensions flottantes est possible mais entraîne une augmentation du coût du système. Par conséquent le recours à l'utilisation des observateurs semble une solution intéressante qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre VI

Observateurs par mode glissants des tensions flottantes

VI.1. Introduction

Pendant une opération normale du convertisseur, les tensions flottantes des condensateurs devraient demeurer constantes de sorte que les contraintes de tension bloquée soient inférieures à la tension d'alimentation sur les interrupteurs de puissance [16]. 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 mesurer, 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.

Dans ce chapitre, après avoir rappelé la théorie des observateurs par modes glissants, une application au convertisseur multicellulaire série sera réalisée.

Le but est de restituer le plus fidèlement possible, les tensions aux bornes des condensateurs flottantes par la simple mesure du courant de la charge. Nous commencerons par étudier l'observateur par mode glissant d'ordre un puis l'observateur par mode glissant d'ordre deux dans le cas d'un convertisseur à trois cellules.

VI.2. Observabilité des systèmes linéaires

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

VI.2.1. Systèmes linéaires continus

Soit le système linéaire défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

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

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

$$\begin{aligned}
 y &= Cx \\
 \dot{y} &= CAx + CBu \\
 \ddot{y} &= CA^2x + CAu + CB\dot{u} \\
 &\vdots \\
 y^{(n-1)} &= CA^{n-1}x + \underbrace{\sum_{i=2}^n CA^{i-2}Bu^{n-i}}_U
 \end{aligned} \tag{VI.2}$$

Où $(\cdot)^{(i)}$ représente la $i^{\text{ème}}$ dérivée de (\cdot) .

Cette application s'écrit alors sous la forme :

$$Y = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} x + U \Rightarrow x = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix}^{-1} (Y - U) \tag{VI.3}$$

Où Y et U sont définis dans l'équation (2)

Une condition nécessaire et suffisante pour l'observabilité d'un système linéaire est donc la régularité de la matrice d'observabilité de Kalman Q_0 de dimensions $(n \times P) \times n$, donner par :

$$Q_0 = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \tag{VI.4}$$

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

Supposons que le système (VI.1) soit observable. Il est donc possible de construire un observateur pour ce système. Cet observateur est un système dynamique auxiliaire dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie \hat{x} constitue l'état estimé.

VI.2.2. Systèmes linéaires discrets

Considérons maintenant le système linéaire échantillonné suivant :

$$\begin{cases} x(K+1) = F(k)x + G(k)u \\ y(K) = Cx(k) \end{cases} \tag{VI.5}$$

Où l'opérateur différentiel N_f est défini par :

$$N_f h = \frac{\partial h}{\partial x} + \frac{\partial h}{\partial U} \frac{\partial U}{\partial t}, N_f^i h = N_f(N_f^i h), N_f^0 h = h \quad (\text{VI.10})$$

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

Le système est globalement observable si l'application d'observabilité (VI.9) peut être résolue en fonction de x dans tout le domaine de définition. Il est, par contre, souvent impossible d'établir les conditions physiques nécessaires à l'existence de l'inverse q^{-1} [13].

Toutefois, il a été démontré dans [15] que le système non linéaire (VI.8) est localement faiblement observable, si la matrice Jacobienne de $q(x,U)$ donnée par :

$$Q(x,U) = \frac{\partial q}{\partial x} \quad (\text{VI.10})$$

est régulière dans tout le domaine de définition de x et U i.e. $\text{rang } Q(x,U) = n$

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

$$Q(x,U) = \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ \vdots \\ h_n(x) \end{bmatrix} \quad (\text{VI.10})$$

Avec :

$$h_1(x) = h(x)$$

$$h_2(x) = L_f^1 h(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x,u)$$

$$h_n(x) = L_f^{n-1} h(x) = \frac{\partial h_{n-1}(x)}{\partial x} f(x,u)$$

VI.3. Théorie des observateurs à mode glissants d'ordre un

VI.3.1. Principes de fonctionnement de l'observateur

Tout comme la commande par modes glissants, le principe des observateurs à mode glissant consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre «n» à converger vers une variété de dimension «n-P» dite surface de glissement (P est la dimension du vecteur de mesure).

L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue suivant une dynamique d'ordre «n-P» [12].

Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ($\tilde{x} = \hat{x} - x$), à partir de leurs valeurs initiales $\tilde{x}(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes [12]

Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) ($\tilde{y} = \hat{y} - y$), sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée *mode d'atteinte* (ou reaching mode).

Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement, définie par $\tilde{y} = 0$ avec des dynamiques imposées de manière à annuler le reste de l'erreur d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement (ou sliding mode).

VI.3.1. Dimensionnement de l'observateur

Considérons le système non linéaire d'ordre n :

$$\dot{x} = f(x, u), \quad x \in R^n \quad (\text{VI.11})$$

où le vecteur de mesure y de dimension (m,1) est une combinaison linéaire des états :

$$y = h(x) \quad (\text{VI.12})$$

L'observateur à modes glissants est défini avec la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - \Delta \dot{I} \quad (\text{VI.13})$$

Pour toutes ces équations, les variables considérées sont:

- $\hat{x} \in R^n$ représente l'estimée du vecteur d'état x ;
- u est le vecteur de commande ;
- $f(\hat{x}, u)$ est l'estimée de la fonction $f(x, u)$ à l'aide des $\hat{x}_{j,j=1,\dots,n}$;
- Δ est une matrice n \times P contenant les gains correctifs de l'observateur ;
- \dot{I} est le vecteur de dimension 1 \times P défini tel que :

$$\dot{I} = [\text{sign}(\tilde{y}_1) \text{sign}(\tilde{y}_2) \dots \text{sign}(\tilde{y}_P)]^T$$

avec :

$$\tilde{y}_i = \hat{y}_i - y_i \quad \text{et } i = 1 \dots P$$

La figure (VI.1) présente le schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants.

Définissons également les vecteurs relatives aux erreurs d'observation :

pour le vecteur de mesures :

$$s = \tilde{y}_i = \hat{y}_i - y_i \quad (\text{VI.14})$$

pour le vecteur d'état :

$$\tilde{x} = \hat{x} - x \quad (\text{VI.15})$$

La combinaison des équations (VI.13) et (VI.15) permet de déduire la dynamique des erreurs d'observateur :

$$\dot{\tilde{x}} = \Delta f - \Delta \dot{f} \quad (\text{VI.16})$$

Pour laquelle :

$$\Delta f = f(\hat{x}, u) - f(x, u)$$

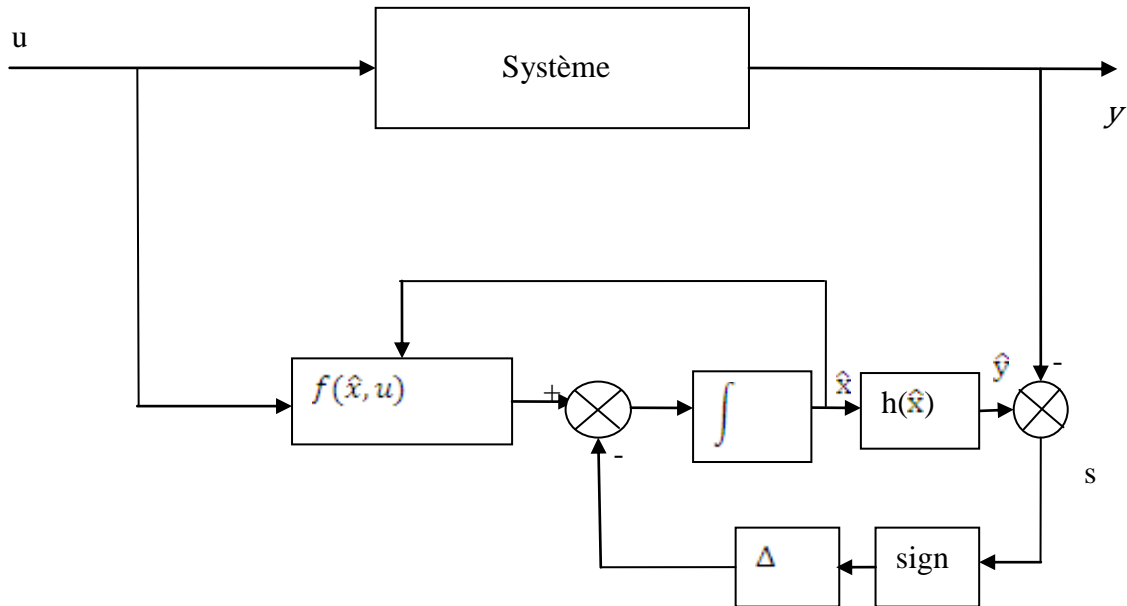


Figure.VI.1. Schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant

L'observateur à modes glissants doit respecter deux conditions [17] :

- La première concerne le mode d'atteinte et garantit l'attractivité de la surface de glissement $s(x)=0$ de dimension P . Cette dernière est attractive si la fonction de Lyapunov $V(x) = \mathbf{s}^T \times \mathbf{s}$ vérifie la condition suivante :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{quand } s \neq 0 \quad (\text{VI.17})$$

- Durant le mode glissement, les termes correctifs de (VI.13) agissent de sorte à satisfaire les conditions d'invariance suivantes $\dot{s}(x) = 0$ et $s(x) = 0$.

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites : le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $n-P$.

Ces critères permettent la synthèse de l'observateur à modes glissants et déterminent son fonctionnement.

VI.4. Application à un hacheur à trois cellules

Dans cette section, nous allons construire un observateur à mode glissant pour un hacheur à trois cellules alimentant une charge R-L. Le but est d'observer les tensions aux bornes des condensateurs flottants par la mesure du courant de charge et de la tension d'alimentation E .

La figure (VI.2) montre le schéma de commande par mode de glissement d'un hacheur multicellulaire associé à un observateur par mode glissement.

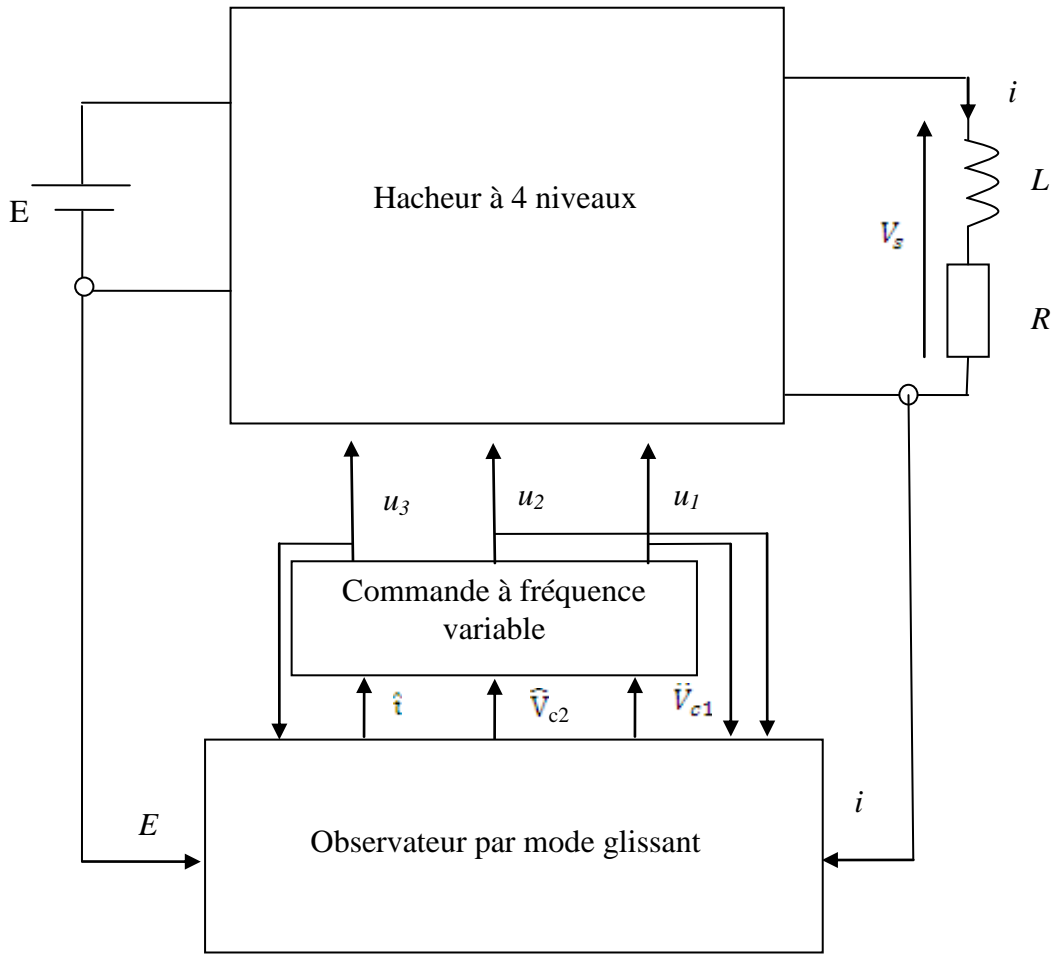


Figure VI.2. Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes

Le modèle instantané d'un hacheur à trois cellules s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x,u) = \delta_1 a_1 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x,u) = \delta_2 a_2 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x,u) = -b_0 x_3 - b_1 (\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2 - u_3 E) \\ y = h(x) = x_3 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Pour $x = (V_{c1}, V_{c2}, i)^T$ est le vecteur d'état, $x \in \mathbb{R}^3$.

Pour $u = (u_1, u_2, u_3)^T$ est le vecteur de commande.

$y = h(x)$ est le vecteur de mesure $y \in \mathbb{R}$.

$$a_1 = a_2 = 1/c, b_0 = \frac{R}{L}, b_1 = \frac{1}{L}, \delta_1 = u_2 - u_1, \delta_2 = u_3 - u_2.$$

VI.4.1. Conditions d'observabilité

La matrice d'observabilité du système est donnée par :

$$Q_0 = \frac{\partial}{\partial x} ([h_1(x), h_2(x), h_3(x)]) \quad (\text{VI.19})$$

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

$$h_{i+1} = L_f^i h(x) \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x, u) \quad (\text{VI.20})$$

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.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'application de l'observateur à modes glissants pour le convertisseur à trois cellules représenté par l'équation (III.18)

En utilisant les changements des variables suivantes : $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2, x_3)$ [17] et pour chaque combinaison de la commande des interrupteurs, le modèle d'état du système peut être réduit au modèle suivant :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = (a_1 \delta_1^2 + a_1 \delta_2^2) \varepsilon_1 \\ \dot{\varepsilon}_2 = -b_0 \varepsilon_2 - b_1 \varepsilon_1 + b_1 E u_3 \end{cases} \quad (\text{VI.21})$$

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 [17] : 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. La convergence de $\hat{\varepsilon}_1$ ainsi garantie celle de \hat{x}_1 et \hat{x}_2 .

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

Delà, le rang de la nouvelle matrice d'observabilité : $\hat{Q}_0 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -b_1 & b_0 \end{pmatrix}$ est égale à 2.

VI.4.2. Equations de l'observateur à mode glissant

L'observateur à mode glissant d'un hacheur à trois cellules est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = f_1(\hat{x}, u) + \Delta_1 \text{sign}(s) = \delta_1 a_1 \hat{x}_3 - \Delta_1 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_2 = f_2(\hat{x}, u) + \Delta_2 \text{sign}(s) = \delta_2 a_2 \hat{x}_3 - \Delta_2 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_3 = f_3(\hat{x}, u) + \Delta_3 \text{sign}(s) = -b_0 \hat{x}_3 - b_1 (\delta_1 \hat{x}_1 + \delta_2 \hat{x}_2 - u_3 E) - \Delta_3 \text{sign}(s) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) = \hat{x}_3 \end{cases} \quad (\text{VI.21})$$

Avec :

$\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$: représentent les gains de l'observateur à déterminer.

$x_3 = i$ est le seul état mesurable est $x_3 = i$, la surface de glissement s est définie comme suit :
 $s = \hat{x}_3 - x_3 = \tilde{x}_3$.

La dynamique d'observation est alors donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \hat{\tilde{x}}_1 - \dot{x}_1 = \Delta f_1 - \Delta_1 \text{sign}(s) = \delta_1 a_1 \tilde{x}_3 - \Delta_1 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \hat{\tilde{x}}_2 - \dot{x}_2 = \Delta f_2 - \Delta_2 \text{sign}(s) = \delta_2 a_2 \tilde{x}_3 - \Delta_2 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \hat{\tilde{x}}_3 - \dot{x}_3 = \Delta f_3 - \Delta_3 \text{sign}(s) = -b_0 \tilde{x}_3 - b_1 (\delta_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 \tilde{x}_2 - u_3 E) - \Delta_3 \text{sign}(\tilde{x}_3) \end{cases} \quad (\text{VI.23})$$

VI.4.3. Condition de glissement et le mode d'attente

Les conditions du mode de glissement sont définies avec le respect de la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 = \frac{1}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (\text{VI.24})$$

et sa dérivée

$$\dot{V}(s) = \tilde{x}_3 \dot{\tilde{x}}_3$$

Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement $s = 0$ est attractive

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \tilde{x}_3 (\Delta f_3 - \Delta_3 \text{sign}(\tilde{x}_3)) < 0 \quad (\text{VI.25})$$

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \Delta_3 > \Delta f_3 \text{ si } \tilde{x}_3 \geq 0 \\ \Delta_3 > -\Delta f_3 \text{ si } \tilde{x}_3 < 0 \end{cases}$$

ce qui implique que $\forall \tilde{x}_3$ il suffit que $\Delta_3 > |\Delta f_3|_{\max}$ pour que $\dot{V}(s) < 0$

Si nous supposons que Δf_3 est bornée, c'est-à-dire que les erreurs d'observation sont bornées, alors il suffit simplement de vérifier la condition suivante :

$$\Delta_3 > |\Delta f_3|_{\max}$$

On trouve la condition suffisante :

$$\Delta_3 > b_0 |\tilde{x}_3|_{\max} + b_1 |\tilde{x}_1|_{\max} + b_1 |\tilde{x}_2|_{\max} + b_1 E_{\max} \quad (\text{VI.26})$$

VI.4.4. Dynamique sur la surface de glissement

La dynamique des erreurs d'observation sur la surface de glissement provient des conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} s(\tilde{x}) = \hat{x}_3 - x_3 = 0 \\ \dot{s}(\tilde{x}) = \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f - \Delta_3 (\text{sign}(\tilde{x}_3))_{\text{eq}} = 0 \end{cases}$$

Ainsi :

$$(\text{sign}(\tilde{x}_3))_{\text{eq}} = \frac{\Delta f}{\Delta_3} = \frac{-b_0 \tilde{x}_3 - b_1 \delta_1 \tilde{x}_1 - b_1 \delta_2 \tilde{x}_2 + E u_3}{\Delta_3} \quad (\text{VI.27})$$

En remplaçant (VI. 27) dans (VI.23), la dynamique de Lyapunov réduite s'exprime par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \frac{\Delta_1}{\Delta_3} \Delta f_3 = \delta_1 a_1 \tilde{x}_3 + \frac{\Delta_1}{\Delta_3} (b_0 \tilde{x}_3 + (\delta_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 \tilde{x}_2 + E u_3) b_1) \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \frac{\Delta_2}{\Delta_3} \Delta f_3 = \delta_2 a_2 \tilde{x}_3 + \frac{\Delta_2}{\Delta_3} (b_0 \tilde{x}_3 + \delta_1 b_1 \tilde{x}_1 + b_1 \delta_2 \tilde{x}_2 - b_1 E u_3) \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \tilde{x}_3 - x_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{VI.28})$$

Après quelques manipulation et en posant :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 + \frac{\Delta_1}{\Delta_3} \Delta f_3 = \frac{\Delta_1}{\Delta_3} (\delta_1 b_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 b_1 \tilde{x}_2) + d_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 + \frac{\Delta_2}{\Delta_3} \Delta f_3 = \frac{\Delta_2}{\Delta_3} (\delta_1 b_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 b_1 \tilde{x}_2) + d_2 \end{cases} \quad (\text{VI.29})$$

Avec :

$$\begin{cases} d_1 = \delta_1 a_1 \tilde{x}_3 + \frac{\Delta_1}{\Delta_3} (b_0 \tilde{x}_3 + b_1 E u_3) \\ d_2 = \delta_2 a_2 \tilde{x}_3 + \frac{\Delta_2}{\Delta_3} (b_0 \tilde{x}_3 + b_1 E u_3) \end{cases}$$

On peut calculer la dynamique de l'erreur d'observation pour ε_1 (III.19) en utilisant les mêmes changements de variables que dans VI.4.1, il vient

$$\tilde{\varepsilon}_1 = \frac{b_1}{\Delta_1} (\Delta_1 \delta_1 + \Delta_2 \delta_2) \tilde{\varepsilon}_1 + \delta_1 d_1 + \delta_2 d_2 \quad (\text{VI.30})$$

Les termes d_2 et d_1 représentent des perturbations qui dépendent des erreurs paramétriques et du point de fonctionnement du convertisseur.

Toutefois, vu que x_1 et x_2 sont observables après un certain nombre de séquences de fonctionnement il suffit d'assurer la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ pour assurer celle de \tilde{x}_1 et (à condition que Δ_1 et $(\Delta_2 \neq 0)$).

Lorsque $\delta_2=0$ la capacité c_1 (resp c_2) n'est plus parcourue par i et donc la tension x_1 (resp x_2) n'est pas observable. Dans ce cas, on annule le gain Δ_1 (resp Δ_2) ainsi les expressions des gains deviennent :

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \lambda_1 \delta_1 \\ \Delta_2 &= \lambda_2 \delta_2 \end{aligned} \quad (\text{VI.31})$$

Théoriquement en négligeant les erreurs paramétriques ($d_2 = d_1 = 0$) on cherche à imposer la dynamique suivante de $\tilde{\varepsilon}_1$:

$$\tilde{\varepsilon}_1 = -\frac{1}{\tau} (\delta_1^2 + \delta_2^2) \tilde{\varepsilon}_1 \quad (\text{VI.32})$$

Cette dynamique ne peut bien entendu être imposée que si $\tilde{\varepsilon}_1$ est observable, i.e $(\delta_1, \delta_2) \neq (0,0)$, en identifiant l'équation (VI.30) et (VI.32) on trouve alors l'expression des gains de l'observateur à mode glissant pour convertisseur :

$$\begin{cases} \Delta_1 = -\frac{\Delta_3}{b_1 \tau} \delta_1 \\ \Delta_2 = -\frac{\Delta_3}{b_1 \tau} \delta_2 \end{cases} \quad (\text{VI.33})$$

VI.4.5. Paramètres et calcul des gains de l'observateur

Nous allons maintenant montrer le fonctionnement de l'observateur à mode glissant pour un hacheur à 3 cellules.

Les paramètres du convertisseur sont :

$$\begin{aligned} c_1 = c_2 &= 40 \mu\text{F}, R = 10 \Omega, L = 0.5 \text{ mH}, E = 1500 \text{ V} \\ V_{c2\text{réf}} &= E / 3 = 500 \text{ V}, V_{c2\text{réf}} = 2E / 3 = 1000 \text{ V}. I_{\text{réf}} = 100 \text{ A} \end{aligned}$$

on trouve d'après (VI.26) qu'un gain de ($\Delta_3 = 0.15 \times 10^6$ A/s) est suffisant pour assurer l'attractivité de la surface de glissement $\tilde{x}_3 = 0$.

Les gains Δ_2 et Δ_1 sont déterminés de façon à imposer la dynamique de l'erreur d'observation en mode de glissement.

L'expression des gains Δ_1 et Δ_2 est :

$$\begin{cases} \Delta_1 = -\frac{\Delta_3}{\tau b_1} \delta_1 \text{ V/s} \\ \Delta_2 = -\frac{\Delta_3}{\tau b_1} \delta_2 \text{ V/s} \end{cases} \quad (\text{VI.34})$$

Le constante de temps τ est de fait fixée à :

$$\tau = 1 \text{ ms}$$

VI.5. Résultats de simulation

La figure (VI.4) présente les tensions observées aux bornes des condensateurs, les conditions initiales de l'observateur sont nulles, En dehors du régime transitoire les tensions estimées sont très proches aux tensions mesurées.

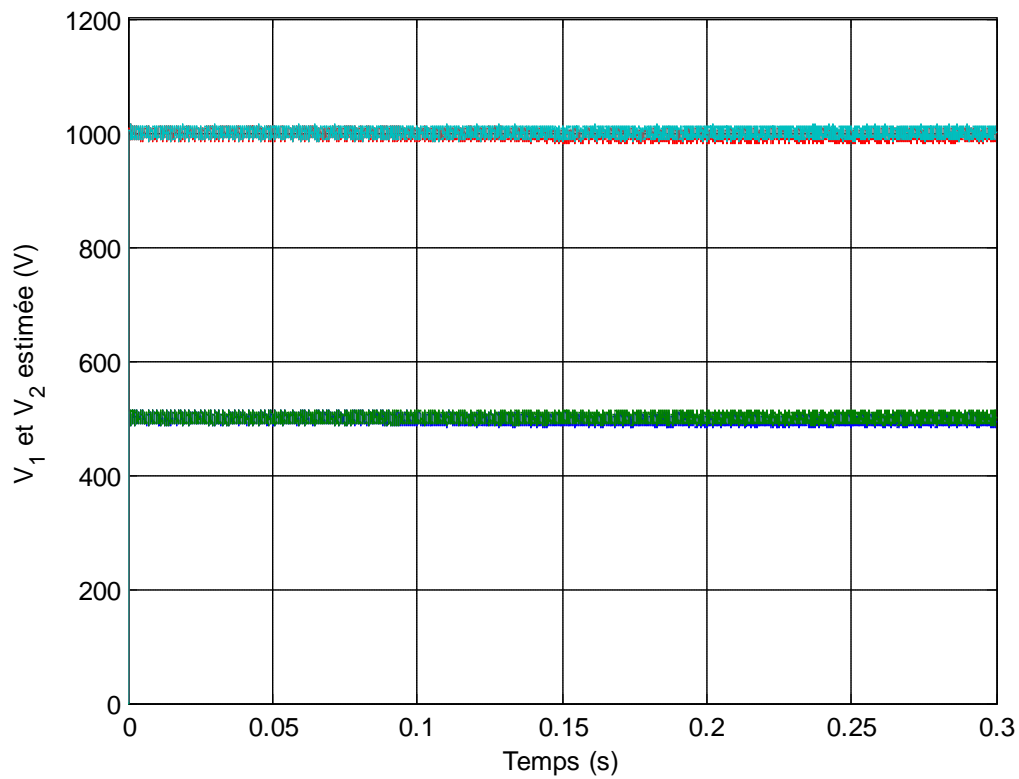


Figure (VI.4). Estimation des tensions flottantes des condensateurs

Dans la figure (VI.5) nous avons présenté un zoom sur une partie de la figure (VI.4), pour mieux voir les résultats obtenus .

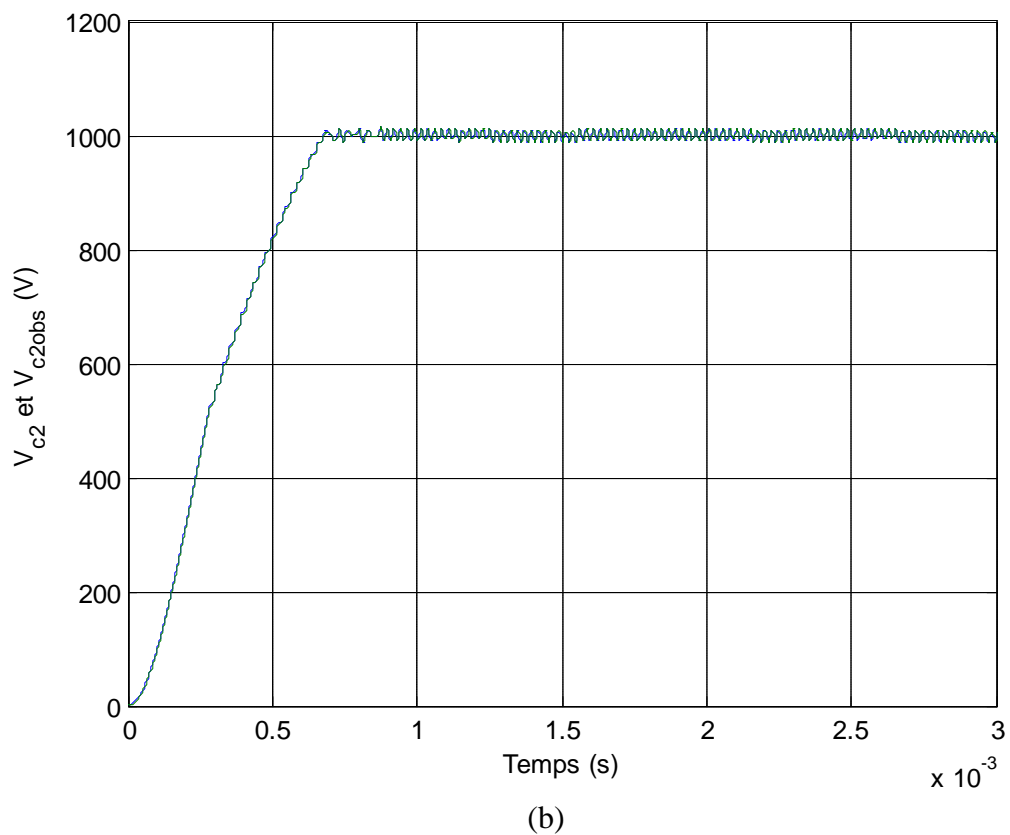
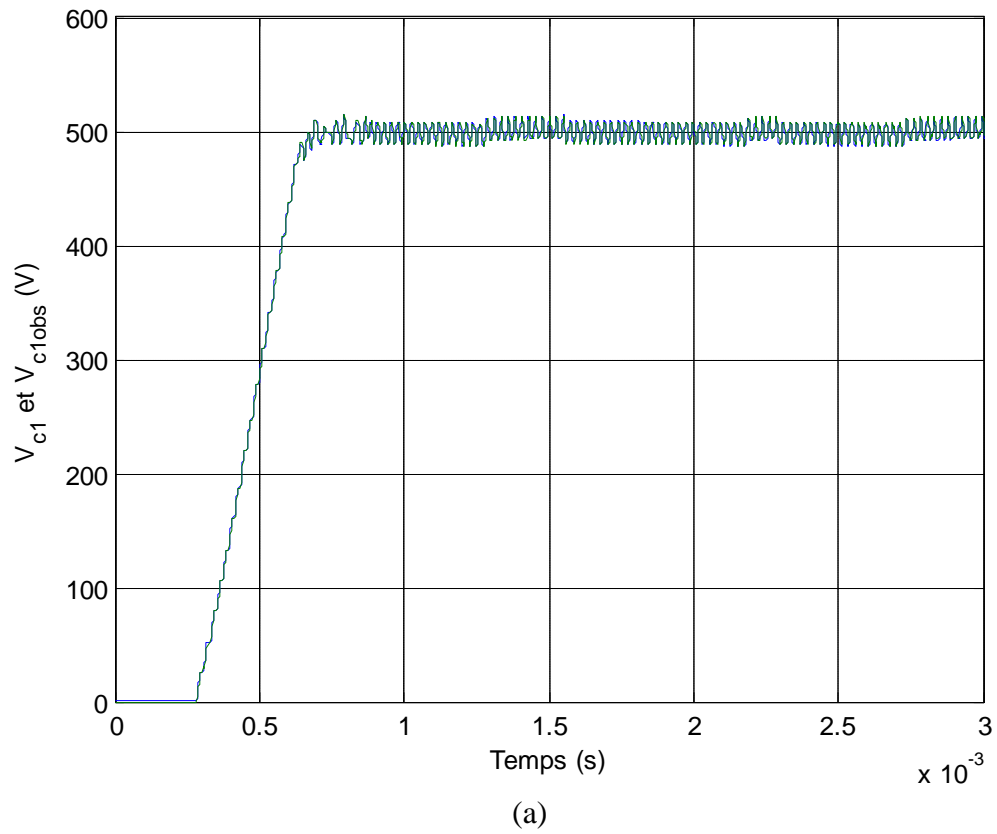


Figure VI.5. Zoom sur l'estimation des tensions flottantes (a) V_{c1} (b) V_{c2}

La figure (VI.5) présente les erreurs d'observation des tensions aux bornes du condensateur.

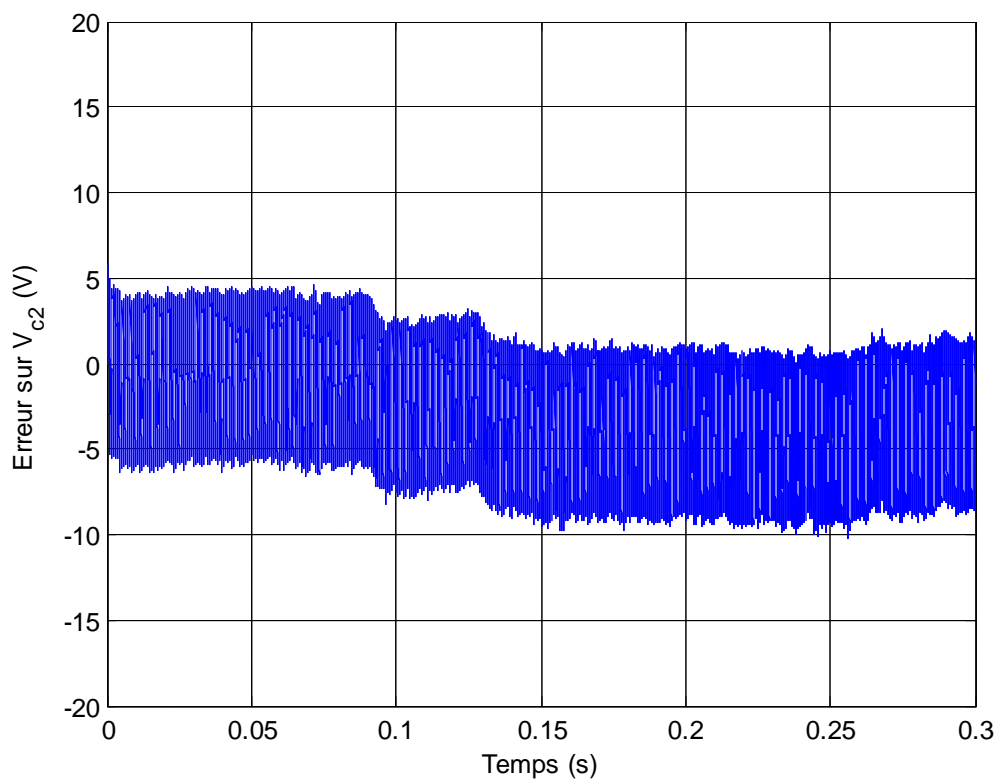
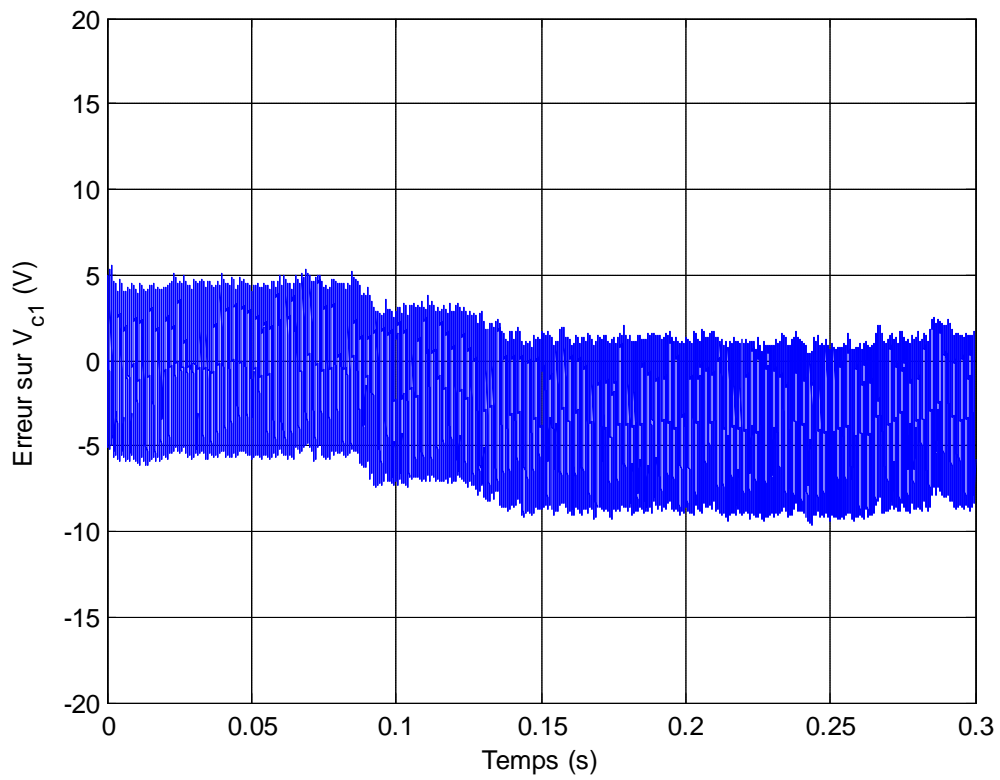


Figure VI.6. Erreur d'observation sur V_{c1} et V_{c2}

VI.6. Observateur à mode glissant d'ordre deux

L'observation à mode glissant est largement utilisée, du fait de ces propriétés multiples à savoir la convergence en temps fini, la robustesse par rapport aux perturbations internes et externes [19].

Nous avons fait appelé une nouvelle génération d'observateur basé sur le mode glissant d'ordre supérieur (Super twisting algorithmes). Dans ce type d'observateur la dynamique de l'erreur d'observation démontre que les trajectoires du système évoluent après un temps fini vers une surface de glissement et les dynamiques équivalentes sur cette surface fournissant directement l'estimation, sans recours à aucun filtrage (inconvenient du mode glissant d'ordre 1) grâce à l'injection de la sortie [18].

Dans ce chapitre, après avoir rappelé la théorie des observateurs à mode glissant, une application au convertisseur multicellulaire série sera effectuée. Le but est de restitue le plus fidèlement possible, les tensions aux bornes des capacités flottantes par la simple mesure du courant. Nous insisterons particulièrement sur deux aspects, l'un portant sur l'intérêt d'utilisation des observateurs à modes glissants et particulièrement ceux d'ordre deux (Super twisting algorithmes), l'autre intérêt sur la convergence en temps fini de l'erreur d'observation.

VI.6. 1. Synthèse de l'observateur

Considérons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f_q(t, x_1, x_2, u) \\ y = h_q(x) = x_1 \end{cases} \quad (\text{VI.35})$$

L'observateur est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - z_{1s} \\ \dot{\hat{x}}_2 = f_q(t, x_1, \hat{x}_2, u) - z_{2s} \\ y = h_q(x) = x_1 \end{cases} \quad (\text{VI.36})$$

Avec :

$$\begin{cases} z_{1s} = \lambda |\tilde{x}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ z_{2s} = \alpha \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ \lambda, \alpha > 0 \end{cases} \quad (\text{VI.37})$$

La dynamique d'observation est alors donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 - z_{1s} \\ \dot{\tilde{x}}_2 = g_q(t, x_1, x_2, \hat{x}_2) - z_{2s} \\ g_q(t, x_1, x_2, \hat{x}_2) = F_q(t, x_1, \hat{x}_2, u) - f_q(t, x_1, x_2, u) \end{cases} \quad (\text{VI.38})$$

VI.6. 2. Analyse de convergence

Considérons le système (VI.35), supposé à l'état borné en temps fini $t < \infty$ et l'observateur (VI.37) base sur le algorithme Super Twisting. Pour toutes conditions initiales $x(0), \hat{x}(0)$, il existe un choix de λ et α tel que l'état observé \hat{x} converge en temps fini $T_{fs} \leq \tau_q$ vers x et z_{2s} converge aussi en temps fini vers g_q [20].

Preuve

Cas du système d'ordre 2 :

Dans ce cas $\dot{\tilde{x}}_1 = -g^+ - \alpha \text{sign}(\tilde{x}_1) - \frac{\lambda}{2} |\tilde{x}_1|^{1/2} \dot{\tilde{x}}_1$ devient négative $\dot{\tilde{x}}_1 < 0$ pour un bon choix de α_1 , ceci conduit à

$$\frac{\lambda}{2} |\tilde{x}_1|^{1/2} \dot{\tilde{x}}_1 < (g^+ + \alpha). \quad (\text{VI.41})$$

La trajectoire majorante, est donnée par

$$\tilde{x}_1 = \tilde{x}_1(0) \text{ avec } 0 \geq \tilde{x}_1 \geq -\frac{2}{\lambda} (\alpha + g^+) \tilde{x}_1^2$$

$$\text{Et } \dot{\tilde{x}}_1 = \dot{\tilde{x}}_1(1) = -\frac{2}{\lambda} (\alpha + g^+) \tilde{x}_1^{\frac{3}{2}}(0)$$

$$\text{Avec } \dot{\tilde{x}}_1 < -\frac{2}{\lambda} (\alpha + g^+) \tilde{x}_1^{\frac{3}{2}}(0)$$

$\dot{\tilde{x}}_1(1)$ correspond à l'intersection de $\tilde{x}_1 = \tilde{x}_1(0)$ et $\dot{\tilde{x}}_1 = -\frac{2}{\lambda} (\alpha + g^+) \tilde{x}_1^{\frac{3}{2}}$, par conséquent $\frac{|\dot{\tilde{x}}_1(1)|}{|\dot{\tilde{x}}_1(0)|} < 1$

ce qui signifie que

$$\lambda > (\alpha + g^+) \sqrt{\frac{2}{\alpha - g^+}} \quad (\text{VI.42})$$

Alors les conditions suffisantes garantissant la convergence de l'état (i.e. $(\dot{\tilde{x}}_1(i), \tilde{x}_1(i))$) sont

$$\begin{aligned} \alpha &> g^+ \\ \lambda &> (\alpha + g^+) \sqrt{\frac{2}{\alpha_1 - g^+}} \end{aligned} \quad (\text{VI.43})$$

VI.6.3 Application à un hacheur a trois cellules

La figure (VI.8) montre le schéma bloc de la commande par mode glissement avec observateur des tensions flottantes par observateur par mode glissement d'ordre deux basé sur l'algorithme Super twisting

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

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = f_1(\hat{x}, u) - z_{1e} = \delta_1 \hat{\alpha}_1 \hat{x}_3 - z_{1e} \\ \dot{\hat{x}}_2 = f_2(\hat{x}, u) - z_{2e} = \delta_2 \hat{\alpha}_2 \hat{x}_3 - z_{2e} \\ \dot{\hat{x}}_3 = f_3(\hat{x}, u) - z_{3e} = -\tilde{b}_0 \hat{x}_3 - \tilde{b}_1 (\delta_1 \hat{x}_1 + \delta_2 \hat{x}_2 - u_3 E) - z_{3e} \end{cases} \quad (\text{VI.44})$$

La surface de glissement s est définie par : $s = \hat{x}_3 - x_3$, et z_{1e} , z_{2e} et z_{3e} sont les facteurs de correction basés sur l'algorithme Super Twisting (figure VI. 8). Ils sont donnés par les formules :

$$z_{1e} = \Delta_1 \text{sign}(s)$$

$$z_{2e} = \Delta_2 \text{sign}(s) \quad (\text{VI.45})$$

$$z_{3e} = \Delta_3 |s|^{1/2} \text{sign}(s)$$

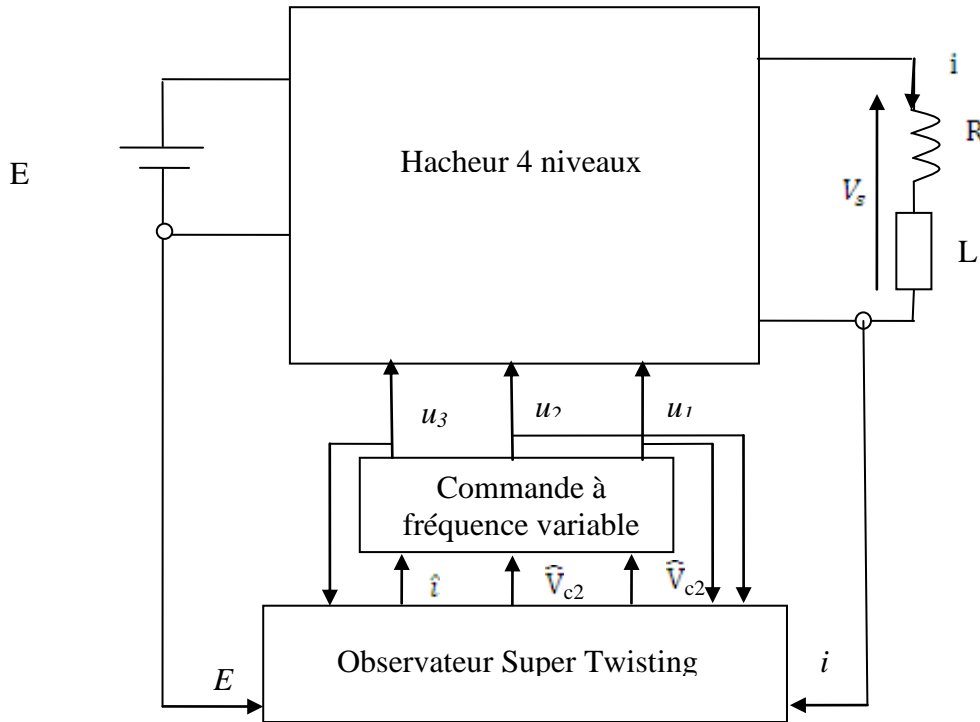


Figure VI.8. Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes par mode glissant d'ordre deux

VI.6.4. Les conditions de glissement

Soit la fonction de Lyapunov définie positive :

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 = \frac{1}{2} \tilde{x}_3^2 \tag{VI.52}$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}(s) = \dot{\tilde{x}}_3 x_3$$

Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement s est attractive si sa dérivée est semi définie négative $\dot{V}(s) < 0$

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \tilde{x}_3 (\Delta f_3 - \Delta_3 |s|^{1/2} \text{sign}(\tilde{x}_3)) < 0 \tag{VI.53}$$

$$|s|^{1/2} > 0$$

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \Delta_3 |s|^{1/2} > -\Delta f_3 & \text{si } \tilde{x}_3 \geq 0 \\ \Delta_3 |s|^{1/2} > \Delta f_3 & \text{si } \tilde{x}_3 < 0 \end{cases}$$

Ce qui implique que $\forall \tilde{x}_3$ il suffit que $\Delta_3 > |\Delta f_3|_{max}$ pour que $\dot{V}(s) < 0$

On trouve la condition suffisante :

$$\Delta_3 |s|^{1/2} > b_0 |\tilde{x}_3|_{max} + b_1 |\tilde{x}_1|_{max} + b_2 |\tilde{x}_2|_{max} + b_1 E_{min} \tag{VI.54}$$

Nous allons prendre les mêmes paramètres d'observateur d'ordre un

VI.7. Résultats de la simulation

Le convertisseur à trois cellules utilise a pour éléments :

$$c_1 = c_2 = 40 \mu\text{F}, R = 10 \Omega, L = 0.5 \text{ mH}, E = 1500 \text{ V}$$

$$V_{c2\text{réf}} = E / 3 = 500 \text{ V}, V_{c2\text{réf}} = 2E / 3 = 1000 \text{ V}. I_{\text{réf}} = 100 \text{ A}$$

La figure (VI.10) présente les tensions observées aux bornes des condensateurs, les conditions initiales de l'observateur sont nulles. En dehors du régime transitoire les tensions estimées suivent parfaitement les tensions mesurées.

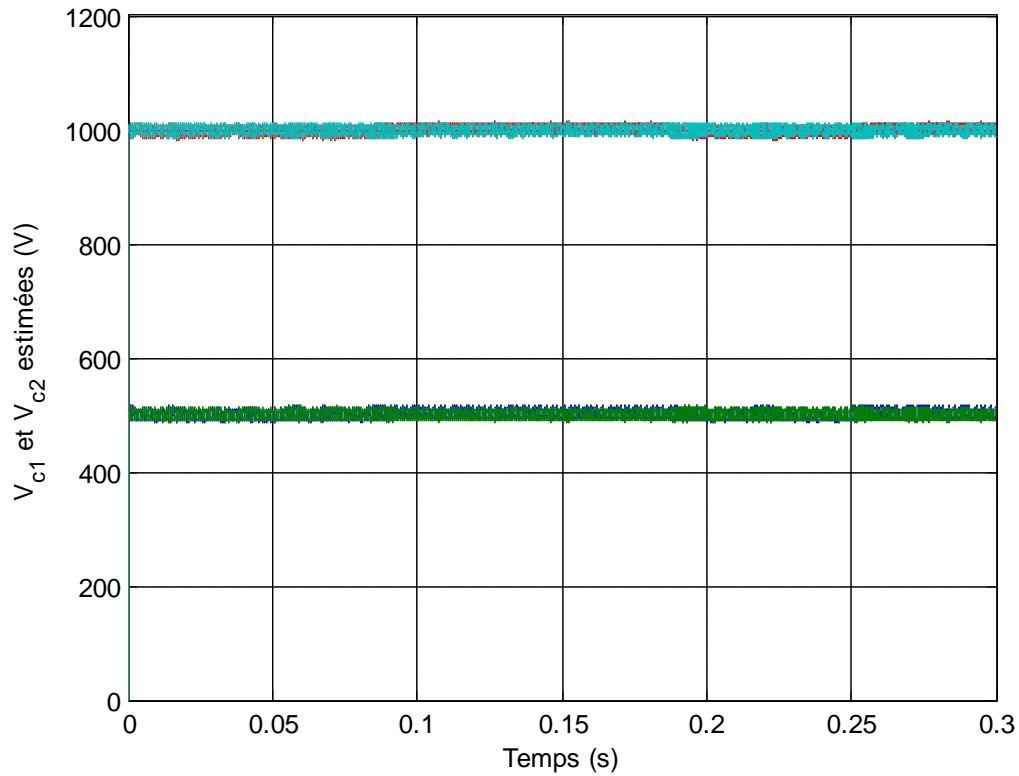
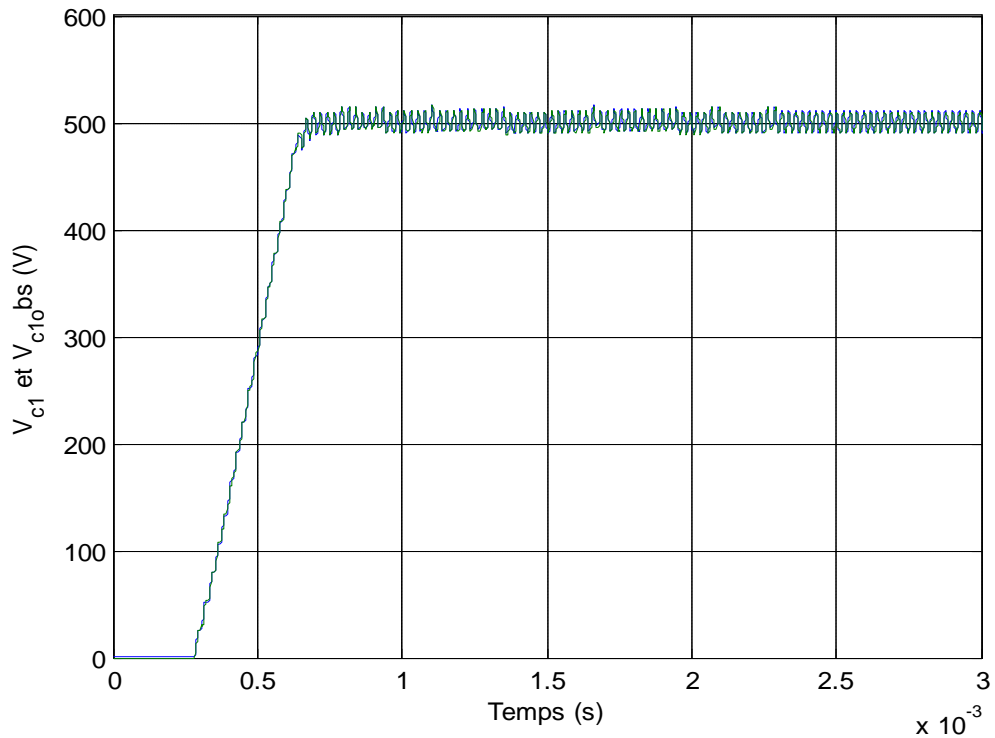
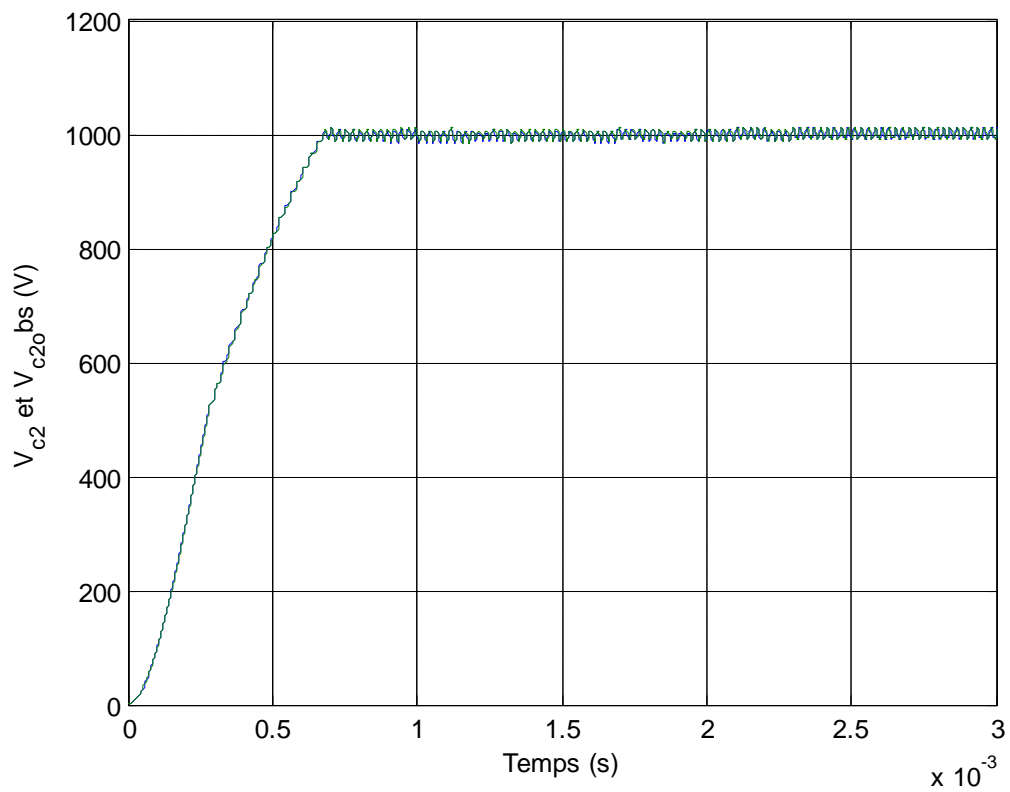


Figure (VI.10). Estimation des tensions flottantes des condensateurs
La figure (VI.11) montre un agrandissement de la figure (VI.10):



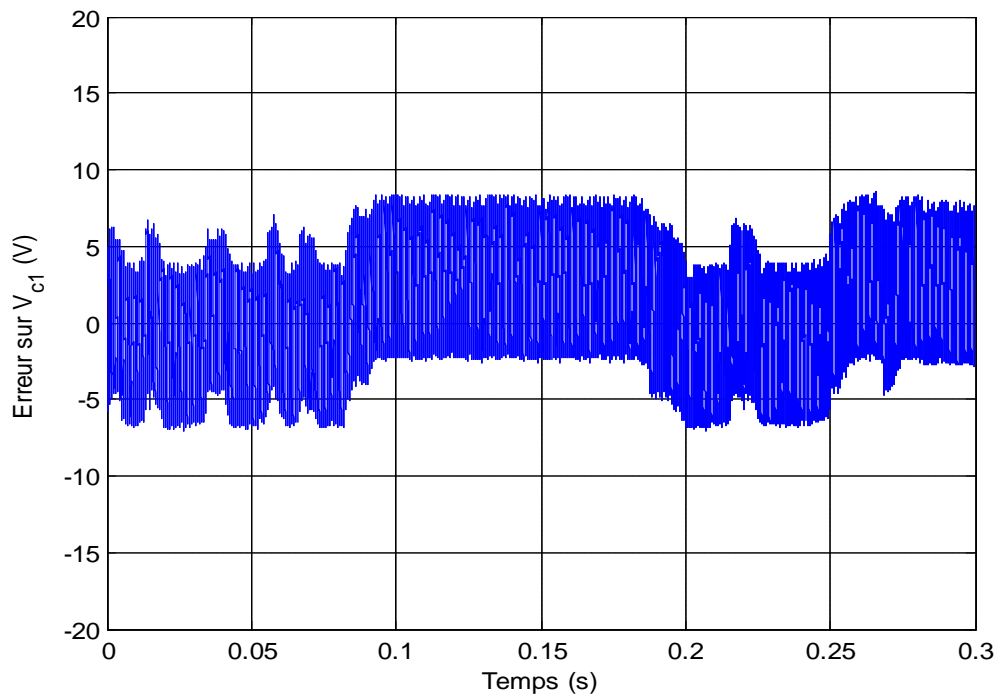
(a)



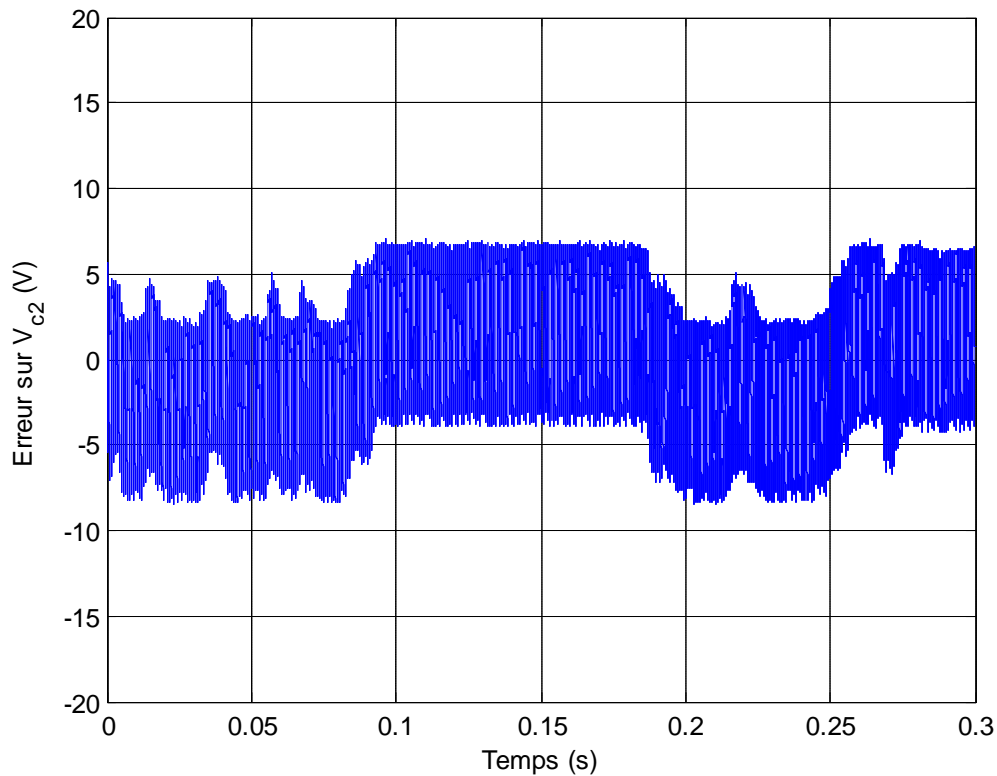
(b)

Figure VI.11. Zoom sur l'estimation des tensions flottantes (a) V_{c1} (b) V_{c2}

La figure (VI.12) présente les erreurs d'observation des tensions aux bornes du condensateur.



(a)



(b)

Figure VI.12. Estimation de l'erreur pour (a) V_{c1} et (b) V_{c2}

VI.6. Conclusion

La commande 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.

Par rapport à un observateur par mode glissant d'ordre un l'observateur par mode glissement d'ordre deux propose une meilleure estimation de tension flottantes.

Conclusion générale

Il s'agit dans ce mémoire de proposer des algorithmes de commande et observation dédiés au convertisseur multicellulaire série. L'objectif étant de régler les tensions flottantes et asservir le courant de charge avec le minimum possible de capteurs.

La première partie de ce travail a été réservée à l'élaboration d'un modèle mathématique du convertisseur multicellulaire. Le modèle instantané semble le plus adapté à la réalisation des commandes proposées.

L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants revêt un caractère très important, car il conditionne la survie des condensateurs en garantissant une répartition équilibrée de la contrainte en tension sur les interrupteurs. De ce fait, la deuxième et la troisième parties de ce mémoire exploitent l'idée du mode glissant soit d'ordre un ou d'ordre deux qui s'avère bien adaptée pour la commande des convertisseurs statiques. Les résultats ont montré que la commande par mode de glissement permet d'obtenir de bonnes performances en régime transitoire avec une utilisation naturelle du convertisseur.

Dans la dernière partie de ce travail, nous avons intéressé à l'estimation des tensions flottantes d'un convertisseur à trois cellules par une simple mesure du courant de charge. Les observateurs conçus dans cette partie sont basés sur les notions des modes glissants d'ordre un et deux. Les résultats obtenus montrent que ces observateurs sont capables de reproduire fidèlement les tensions flottantes avec des dynamiques intéressantes. Toutefois, ces observateurs nécessitent des périodes d'échantillonnages assez faibles. Il faut noter également que les observateurs à modes glissants sont complètement compatibles avec les deux types de commande par mode de glissement proposés.

En fin les perspectives à donner à ce travail sont multiples. Nous pouvons se contenter aux points suivants :

- Validation expérimentale des algorithmes de commande et d'observation proposés.
- Elaboration d'autres surfaces de commutation pour la commande et des surfaces de glissement pour l'observateur qui assurent plus de performances.
- Application de ces algorithmes de commande et observation dans le cas où la charge et un moteur électrique qui reflète une application industrielle.

Liste des symboles

A Matrice dynamique d'un système d'état continu.

G Matrice de commande d'un système d'état continu.

C_{eli} Cellule de commutation i .

c Condensateur dans le cas général.

c_i Condensateur flottant i (par extension capacité du condensateur) lié a la cellule de commutation i .

E Tension d'alimentation continue du convertisseur.

f_{dec} fréquence de découpage.

f_{mod} fréquence de l'onde modulante.

i Courant circulant dans la charge.

K_i Interrupteur du haut de la cellule i .

\bar{K}_i Interrupteur du bas de la cellule i .

u_i Rapport cyclique de la cellule de commutation i .

V_S Tension de charge

MLI Modulation de largeur d'impulsions.

P_{mod} Profondeur de modulation.

P Nombre de cellules de commutation du convertisseur

R Résistance de charge.

V_{celi} Tension de cellule i

x Vecteur d'état.

n le numéro du niveau de tension de sortie

$x_1, x_2, x_3, \dots, x_{p-1}$ Tension $V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cp-1}$.

V_S Tension de sortie du bras à cellules séries.

δ_i Différence entre les rapports cycliques de deux cellules successives.

$V(X)$ Fonction de Lyapunov.

\dot{X} Dérivée du vecteur d'état.

Y Sorties du système.

s Surface de glissement

Sign Fonction signe

τ Constante de temps

$b_0=R/L$ Paramètre de la charge.

$b_1=1/L$ Paramètre de la charge.

$a_i=1/C_i$ Paramètre des condensateurs.

K_i, K_p, V_m, V_M Gain de régulation.

r Degré relatif.

\hat{x} Estimée du vecteur d'état.

\tilde{x} Vecteur des erreurs d'observation des états

$\dot{\tilde{x}}$ Vecteur des dynamiques des erreurs d'observation des états

Δ Gain correctifs de l'observateur à modes glissants.

ε Vecteur d'état du système d'ordre réduit.

$\hat{\varepsilon}$ Estimée du vecteur d'état ε

$\tilde{\varepsilon}$ Vecteur des erreurs d'observation des états ε

Indices

$(\cdot)_{\text{ref}}$ Grandeur relative à la valeur de référence d'une variable.

Notions mathématiques

$\frac{dx}{dt}$ Dérivée totale de x par rapport à t .

$\frac{\partial y}{\partial x}$ Dérivé partiel de y par rapport à x .

$L_f h_j(X)$ Dérivée de Lie de h_j par rapport à f .

Bibliographie

- [1] G. Bornard, "Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série", thèse doctorat, l'institut national polytechnique de Grenoble, 2000.
- [2] A. Chouder et M. Benadel, "Commande non linéaire avec observateur d'état des hacheurs multicellulaires série", Mémoire de fin d'étude d'université de M' sila, 2006.
- [3] P. Carrere, "Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires séries à IGBT : Equilibrage des condensateurs flottants", Thèse doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [4] O. Tachon, "Commande découplant linéaire des convertisseurs multicellulaire série", Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [5] M. Aimé, "Évaluation et optimisation de la bonde passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaire". Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [6] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseur statiques multicellulaire série Commande non linéaire et commande floue". Thèse doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [7] B. Nicolas, "contribution à la commande du convertisseur statique rapport" Thèse doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [8] D. Pinon, "Commande du convertisseur multicellulaire par mode glissement", Thèse doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [9] F. Boudjema, "Commande par mode glissant application aux convertisseur électriques" Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1991
- [10] T. Benmedakhene, "Commande robuste d'un robot a muscles arificiels", Thèse Magister, Ecole Militaire Polytechnique, 20
-
- [11] S. Benahdoug, "Commande par mode glissant d'ordre Supérieur Application à un Réseau Electrique", Thèse Magister, Institut National Polytechnique, 2006
- [12] L. Fridman et A. Levan, "Higher order sliding modes" Chapitre 3, Chihuahua Institute of Technology, Chihuahua, Mexico for industrial Mathematics, Beer-sheva, Israel.
- [13] G. Bartolini et A. Levan, "Higher-order sliding modes for the output-feedback control of nonlinear uncertain systems", Università degli Studi di Cagliari, Italy, industrial Mathematics, Beer-sheva, Israel

-
- [14] S. Hebertt, A. Levant et F. Leonid, "Regulation of the retac system via flatness and second order sliding ", Cinvestav-IPN, México, industrial Mathematics, Beer-sheva, Israel, Instituto Tecnológico de Chihuahua, México.
- [15] A. Lienhardt, "Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC", Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1991
- [16] R. BENSALID. " Observateur des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.
- [17] F. BOUNKAR, "conception de stratégies de commande et observateur pour convertisseur multicellulaire approche hybride", Thèse de magister, Ecole National Polytechnique, 2008.
- [18] D. Khair, "Modélisation et Commande d'un moteur thermique à allumage commandé", Thèse de doctorat, l'université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis
- [19] J. Davila, M. Leonidfrid, A. Levant, "Second-Order Sliding-Mode Observer for Mechanical Systems", IEEE transactions on automatic control, VOL. 50, pp 1785 – 1786, november 2005
- [20] R. Merouki et L. Fridman , "Backlash phenomenon observation and identification in electromechanical system", ScienceDirect Control engineering practice 15 (2007) 445- 457

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

Proposé et dirigé par : Mr. BARKAT Saïd

Présenté par : DJERIOUI Ali & KHELIFI Faris

Thème :

COMMANDE ET OBSERVATION PAR MODE GLISSANT DES CONVERTISSEURS
MULTICELLULAIRES SERIES

Résumé :

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à l'étude des lois de commandes et au développement des observateurs par mode glissant pour les convertisseurs multicellulaires séries. Après une présentation des caractéristiques de cette topologie, un modèle aux valeurs instantanées du convertisseur multicellulaire a été développé. Ce modèle permet de poursuivre deux objectifs principaux qui sont la synthèse et la validation en simulation des lois de commande et d'observation.

Dans ce travail, la première loi de commande par mode glissant proposée, pour le convertisseur à trois cellules, exige une fréquence de commutation variable. Pour remédier à cet inconvénient, une autre loi à fréquence de commutation fixe a été proposée sous deux variantes basées sur la commande par mode glissant classique et d'ordre supérieur.

A fin de réduire le coût de réalisation de la commande, dans la dernière partie de ce mémoire, les capteurs des tensions flottantes sont remplacés par des observateurs par mode glissant.

Mots Clés :

Convertisseur multicellulaire série, Commande par mode glissant, Observateur par mode glissant, Mode glissant d'ordre supérieur.