

*Algérienne Démocratique et Populaire*

*Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de La Recherche Scientifique*



*Université de Ghardaïa*

Faculté des Sciences et Technologies

Département d'Automatique et Électromécanique

N° d'ordre :

N° de série :

**Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER**

**Domaine :** *Sciences et Technologies*

**Filière :** *Automatique*

**Spécialité :** *Automatique et systèmes*

**Par :** *YAHIA Abdelkader Belkhir*

*DAHMA Salah Dine*

**Thème**

**Commande et modélisation hybride d'un convertisseur multicellulaires**

**Soutenu publiquement le : 12 / 09 / 2023**

**Devant le jury :**

**MOHCENE BECHOUAT**

**MCA**

**Univ. Ghardaïa**

**Président**

**MOHAMEED ALLALI**

**MAA**

**Univ. Ghardaïa**

**Examineur**

**ACHOUR BEN CHAABAN**

**MCB**

**Univ. Ghardaïa**

**Encadrant**

**Année universitaire 2022/2023**

# *Dédicace:*

*Nous avons le grand plaisir de dédier ce modeste travail à:*

*+ Nos parents pour leur soutien pendant toutes nos années d'études..*

*+ Toutes nos familles.*

*+ Tous nos amis, camarades et collègues sans exception.*

*Abdelkader*

*Salah*

# *Remerciement:*

*Avant tous, Nous remercions en premier lieu notre Dieu de nous avoir donné la santé et la patience pour avoir terminé ce travail.*

*Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à notre superviseur Dr. **ACHOUR BEN CHAABAN** pour son soutien et ses conseils durant ce travail. Ses encouragements et ses conseils ont toujours été une source de motivation. Ce fut un honneur de travailler sous sa supervision.*

*Nous remercions particulièrement nos professeurs, le personnel académique et le personnel de l'Université de Ghardaïa,*

*Plus important encore, nous sommes reconnaissants envers nos familles qui ont soutenu notre chaque fois que nous en avons besoin, toujours à nos côtés, guidant notre vie. Nous tenons à les remercier pour leur amour inconditionnel qui nous motive à viser plus haut.*

## ملخص:

هذا العمل يدرس التحكم ومراقبة الحالة المستمرة بسبب المتغيرات المستمرة، والحالة المنفصلة بسبب اختلاف مفاتيح لمحول ذي ثلاث خلايا ويستند على قواعد وظيفة ليبنوف وذلك باستخدام الوضع المنزلق، عن طريق المحاكات تم الحصول على النتائج التي تحقق صحة وفعالية هذه النمذجة.

**الكلمات المفتاحية:** المحولات متعددة الخلايا ، النمذجة الهجينة ، التحكم في الوضع المنزلق ، الأنظمة الهجينة.

## Résumé:

Ce travail étudie le contrôle et la surveillance de l'état continu dû aux variables continues, et de l'état discret dû aux différents interrupteurs d'un convertisseur à trois cellules et s'appuie sur les règles de la fonction de Lyapunov utilisant le mode glissant, à travers simulations, des résultats qui vérifient la validité et l'efficacité de ce modèle ont été obtenus.

**Mots clés:** convertisseurs multicellulaires, modélisation hybride, commande mode glissant, system hybrides.

## Abstract:

This work studies the control and monitoring of the continuous state due to the continuous variables, and of the discrete state due to the various switches of a three-cell converter and is based on the rules of the Lyapunov function using the sliding mode, through simulations, results that verify the validity and efficiency of this model have been obtained.

**Keywords:** multicellulaire, converters, hybrid modeling, sliding mode control, hybrid systems.

# Table des matières

<i>Dédicace:</i> .....	II
<i>Remerciement:</i> .....	III
<b>Résumé:</b> .....	IV
<b>Table des matières</b> .....	V
<b>Liste de Figures</b> .....	VII
<b>Liste de Tableaux</b> .....	IX
<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre I</b> .....	3
Le convertisseur multicellulaire: Généralités .....	3
I.1. Introduction: .....	3
I.2. Convertisseurs multicellulaire: .....	3
I.3. Apparition des convertisseurs multicellulaires: .....	4
I.4. Les convertisseurs multi niveaux: .....	4
I.4.1. Intérêt des convertisseurs statiques multi niveaux : .....	5
I.4.2. Topologies des convertisseurs multiniveaux: .....	6
I.5. Conclusion: .....	10
<b>Chapitre II</b> .....	18
Modélisation .....	18
II.1. Introduction: .....	18
II.2. Les différents modèles: .....	18
II.2.1. le modèle instantané: .....	19
II.2.2. Modèle moyen : .....	21
II.2.3. Modèle harmonique : .....	22
II.2.4. Le modèle hybride: .....	23
II.3. Conclusion: .....	24
<b>Chapitre III</b> .....	26

Commande par mode glissant .....	26
III.1. Introduction :.....	26
III.2. Stabilité des convertisseurs multicellulaire au sens de Lyapunov :.....	26
III.2.1. Stabilité classique :.....	26
III.2.2. Critère de lyapunov :.....	27
III.2.3. Définition des surfaces de commutations à l'aide d'une fonction de LYAPUNOV :.....	27
III.3. Etude de la commandabilité :.....	29
III.3.1. Commandabilité du modèle du convertisseur :.....	29
III.3.2. Commandabilité d'un convertisseur : .....	30
III.4. Commande par mode glissant.....	30
III.4.1. Conception de la commande par mode glissant :.....	32
III.4.2. Conditions de convergence et d'existence :.....	32
III.4.3. Avantages et inconvénients :.....	33
III.4.4. Application de la commande par modes glissants : .....	33
III.4.5. Les résultats de la simulation :.....	34
III.5. Conclusion : .....	41
<b>Chapitre IV</b> .....	43
Modélisation hybride.....	43
IV.1.1. La commande STATE-FLOW :.....	43
IV.1.2. Définition des systèmes hybrides :.....	44
IV.1.3. Définition des automates hybrides :.....	45
IV.3.1. Simulation des systèmes hybrides.....	54
IV.3.2. Les résultats de la simulation :.....	54
<b>Conclusion générale</b> .....	59
<b>Références</b> .....	60

# Liste de Figures

## Chapitre I

- Figure I.1: Topologie d'un convertisseur à p cellules de commutation indépendantes connectées à un moteur à courant contin..... page 4
- Figure I.2 : Schéma d'un bras du convertisseur multiniveaux à diodes flottantes NPC à N niveaux. .... page 7
- Figure I.3 : Schéma d'un bras du convertisseur multicellulaire série à N niveaux. .... page 8
- Figure I.4. Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation. ....page 9

## Chapitre II

- Figure II.1. représentation d'une cellule élémentaire à l'ordre k..... page 19
- Figure II.1: Convertisseur à trois cellules..... page 23

## Chapitre III

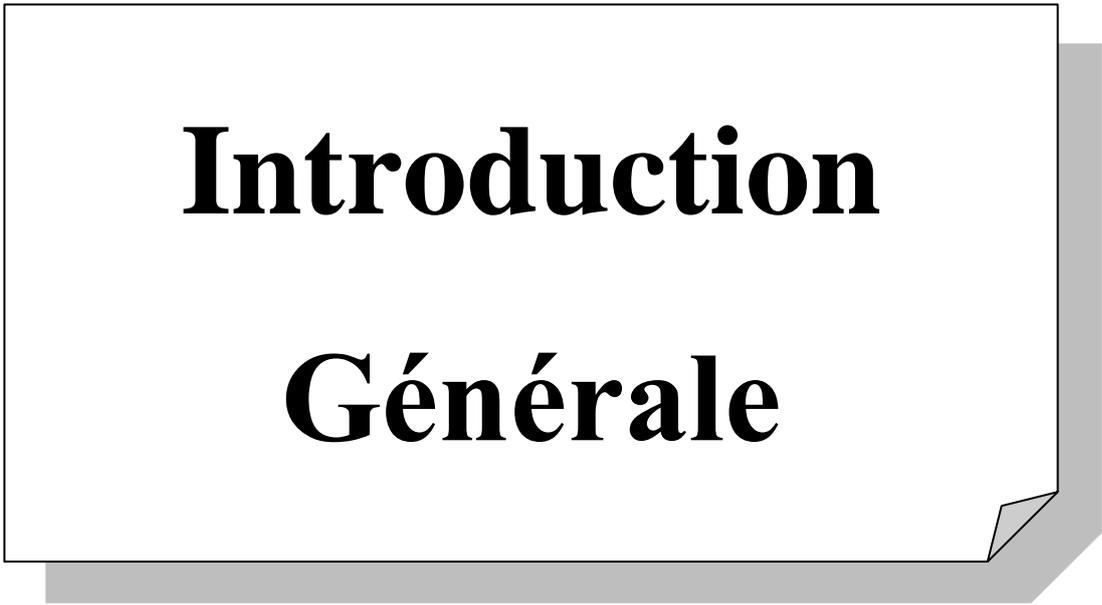
- Figure III.1 : Représentation de l'état énergétique du convertisseur Multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions. .... page 31
- Figure III.2 : Tension flottante  $V_{c1}$ . .... page 35
- Figure III.3 : Tension flottante  $V_{c2}$ ..... page 36
- Figure III.4 : Le courant de charge  $i_s$ ..... page 36
- Figure III.5 : La tension de charge  $V_s$  ..... page 37
- Figure III.7 : Convergence de surface de glissement  $S_2$  ..... page 38
- Figure III.6: Convergence de surface de glissement  $S_1$  ..... page 38
- Figure III.8: Convergence de surface de glissement  $S_3$  ..... page 39
- Figure III.9 : Evaluation d'interrupteur  $u_1$  ..... page 40
- Figure III.10 : Evaluation d'interrupteur  $u_2$  ..... page 40
- Figure III.11: Evaluation d'interrupteur  $u_3$  ..... page 41

## Chapitre IV

Figure IV.1 : Convertisseur à trois cellules .....	page 46
Figure IV.2 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q1 .....	page 47
Figure IV.3 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q2 .....	page 48
Figure IV.4 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q3 .....	page 48
Figure IV.5 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q4 .....	page 49
Figure IV.6 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q5 .....	page 49
Figure IV.7 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q6 .....	page 50
Figure IV.8 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q7 .....	page 50
Figure IV.9 : Convertisseur à trois cellules dans le mode q8 .....	page 51
Figure IV.10 : Le modèle hybride du convertisseur à trois cellules. ....	page 53
Figure IV.11 : Schéma Simulink-Stateflow d'un convertisseur à trois cellules .....	page 54
Figure IV.12 : Evolution des tensions $V_{c1}$ et $V_{c2}$ .....	page 55
Figure IV.13 : Evolution du courant de charge $I$ .....	page 55
Figure IV.14 : Evolution des transitions .....	page 56
Figure IV.15 : Evolution de la tension de sortie $V_s$ .....	page 56

## Liste de Tableaux

<b>Tableau III.1</b> : les paramètres .....	page 35
<b>Tableaux IV.1</b> : paramètres de modélisation hybride .....	page 55



# **Introduction Générale**

## Introduction Générale

---

L'électronique de puissance a connu d'importants progrès technologiques grâce à l'évolution des semi-conducteurs. De nombreux systèmes, comme les convertisseurs multicellulaires basés sur l'association en série de cellules élémentaires de commutation, sont devenus des systèmes hybrides. Apparus dans les années 1990, ces convertisseurs ont été développés pour surmonter les limitations liées à l'augmentation des tensions dans les systèmes de conversion statique de l'énergie et aux contraintes des composants semi-conducteurs [1].

Parmi les différentes approches, les convertisseurs multicellulaires se sont révélés prometteurs. Cette structure permet la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension en associant en série des cellules de commutation, tout en améliorant les formes d'ondes en sortie, notamment en réduisant les harmoniques. En équilibrant les tensions des condensateurs flottants par l'entrelacement des signaux de commande, ces convertisseurs réduisent les contraintes en tension sur les interrupteurs, augmentent le nombre de niveaux en sortie et multiplient la fréquence du fondamental de la tension appliquée à la charge par le nombre de cellules. Déjà utilisées dans des variateurs de vitesse de forte puissance (1 à 8 MW) et des hacheurs de tête de locomotive (4x1.5MW), ces structures offrent une plus grande dynamique des variables d'état de la charge par rapport aux configurations classiques à deux niveaux [2].

Cependant, les convertisseurs multicellulaires sont sensibles aux défaillances des semi-conducteurs de puissance, ce qui peut réduire les performances du système voire le conduire à une déconnexion du réseau ou à sa destruction. Afin de minimiser ces risques, une détection rapide des défauts, ainsi qu'une isolation et une gestion appropriée de ces défauts, doivent être mises en place pour permettre au convertisseur multicellulaire de continuer à fonctionner dans des conditions nominales en attendant une intervention de maintenance ultérieure.[3]

Dans cette mémoire, nous abordons l'étude d'un système non linéaire avec l'objectif de le stabiliser en utilisant le contrôle par mode glissant. De plus, nous proposons une approche de modélisation hybride pour prendre en compte à la fois l'état continu résultant des variables continues et l'état discret induit par les différents interrupteurs du transformateur. Cette approche permet de mieux comprendre et gérer les interactions complexes entre les deux

types de dynamiques du système, contribuant ainsi à l'amélioration de sa stabilité et de son contrôle global.

Notre travail est divisé en trois chapitres, dans le premier chapitre, nous étudions une introduction aux adaptateurs série, leur apparence, etc.

Le deuxième chapitre contient également la modélisation de ses convertisseurs

Le troisième chapitre sera consacré au contrôle utilisant le mode glissant dans ce convertisseur

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons également la modélisation hybride de cette dernière et sa simulation par state-flow et commenterons sur les résultats.

Enfin, nous terminons notre étude par une conclusion et des perspectives.

**Chapitre I:**  
**Le convertisseur**  
**multicellulaire: Généralités**

# Chapitre I

## Le convertisseur multicellulaire: Généralités

---

### I.1. Introduction:

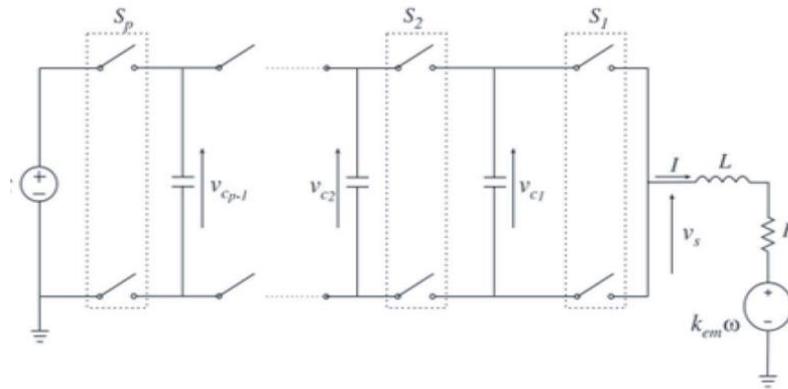
Le convertisseur multicellulaire est un composant essentiel dans le domaine de l'électronique de puissance. Il joue un rôle crucial dans la conversion de l'énergie électrique, en particulier dans les applications nécessitant des niveaux de tension variables. Ce type de convertisseur se distingue par sa structure modulaire composée de cellules de commutation, chaque cellule étant capable de produire une tension de sortie spécifique.

Dans ce chapitre nous représentons l'intérêt des convertisseurs multi-cellules ou leur apparence et leurs différentes structures.

### I.2. Convertisseurs multicellulaire:

Un convertisseur multicellulaire est constitué d'un réseau série de cellules de commutation primaires  $p$  et d'une cellule unique constituée de deux cellules de commutation complémentaires. Il a des sources secondaires générées par des condensateurs flottants.

C'est un système à structure variable qui change pendant le fonctionnement. Il dispose d'une tension d'alimentation sélectionnable  $E$  et d'une logique de commutation. Comparé aux transformateurs conventionnels, il fournit un plus grand nombre de niveaux de tension et réduit le contenu harmonique des signaux de sortie (Voir figure I.1) [4].



**Figure I.1:** Topologie d'un convertisseur à p cellules de commutation indépendantes connectées à un moteur à courant continu.

### I.3. Apparition des convertisseurs multicellulaires:

La cascade de transformateurs semble être la réponse pour les applications à haute puissance, et il n'y a pas d'autres alternatives à cette technologie. Ce fut en effet le cas des hacheurs (9 kV) à bord de l'Espanyol en 1990, adaptés à la tension continue (3 kV) fournie par le réseau ferroviaire espagnol. Dans ce système, la fonction "interrupteur commandé" est conçue en connectant en série n interrupteurs de plus petite puissance nominale. Pour fonctionner correctement, la chaîne de commutation doit être échangée simultanément.

Pendant, étant donné que le processus de commutation ne peut pas être synchronisé pendant le blocage, le premier semi-conducteur complètement ouvert doit porter la tension. De plus, au démarrage, le dernier semi-conducteur à être allumé doit porter la pleine tension. Ce problème a été résolu en ajoutant R.C.L. cercles sur chaque touche. Mais le fait est que ce principe de fonctionnement présente plusieurs inconvénients[5] :

- Degrés de liberté inférieurs.
- Augmentation des circuits de fuite.
- Augmentation des pertes.

### I.4. Les convertisseurs multi niveaux:

Les convertisseurs multiniveaux sont devenus le premier choix dans de nombreuses applications haute tension et haute puissance en raison d'avantages tels que des formes d'onde de sortie de haute qualité, de faibles pertes de commutation et une faible compatibilité électromagnétique. Les convertisseurs multiniveaux ont commencé dans les années 1960, et la

structure des premiers convertisseurs multiniveaux développés était la connexion en série de ponts en H, également connus sous le nom de sources en cascade ou divisées. Puis vint le convertisseur à diode flottante à point neutre (NPC) en 1981. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveau pour les applications de moyenne puissance. En 1992, les recherches sur de nouvelles structures se sont concentrées sur les convertisseurs multi-cellules série, également appelés convertisseurs multi-niveaux à condensateur flottant.

Ces structures peuvent être considérées comme de nouvelles topologies pour les convertisseurs multi niveaux statiques[6].

#### **I.4.1. Intérêt des convertisseurs statiques multi niveaux :**

Les convertisseur statiques à plusieurs niveaux sont des dispositifs utilisés en électronique de puissance pour convertir l'énergie électrique d'une forme à une autre, généralement de l'électricité alternative (AC) à l'électricité directe (DC) ou vice versa. Ils sont devenus populaires en raison de leur capacité à offrir des avantages significatifs par rapport aux convertisseurs statiques traditionnels à deux niveaux. Certains de ces avantages sont :

**Réduction des harmoniques :** les convertisseurs multiniveaux peuvent réduire considérablement les harmoniques présentes dans les formes d'onde de tension et de courant. Cela est dû à la capacité de générer plus précisément des tensions en utilisant des niveaux de tension intermédiaires. Une meilleure qualité des ondes électriques réduit les perturbations électromagnétiques, améliore l'efficacité des systèmes et réduit les pertes d'énergie.

**Tensions de sortie à faible distorsion :** les convertisseurs à plusieurs niveaux peuvent produire une tension de sortie avec une forme d'onde beaucoup plus proche d'une onde sinusoïdale pure que les convertisseurs à deux niveaux. Ceci est particulièrement utile dans les applications qui nécessitent une tension de sortie de haute qualité, telles que les systèmes de transmission de puissance, les systèmes d'alimentation du réseau électrique ou les entraînements de moteurs électriques.

**Réduisez les contraintes sur les composants :** en utilisant des niveaux de tension intermédiaires, les convertisseurs multiniveaux répartissent la tension appliquée sur plusieurs composants de puissance. Cela réduit les contraintes électriques, thermiques et mécaniques sur chaque composant, permettant l'utilisation de composants de puissance à moindre coût et améliorant leur fiabilité.

**Tension de commutation inférieure :** les convertisseurs à plusieurs niveaux ont souvent des tensions de commutation inférieures à celles des convertisseurs à deux niveaux. Cela réduit les pertes de commutation et améliore l'efficacité globale du système.

**Adaptabilité à différentes tensions et puissances :** Les transformateurs multiniveaux peuvent être conçus pour fonctionner à différentes tensions et puissances en ajoutant des niveaux de tension supplémentaires. Cela le rend flexible et adaptable à différentes applications[7,8].

#### **I.4.2. Topologies des convertisseurs multiniveaux:**

Le concept principal derrière les convertisseurs multiniveaux est de générer une tension alternative avec plusieurs niveaux de tension, généralement dérivés de sources de tension continue. L'augmentation du nombre de niveaux donne une forme d'onde en escalier connue sous le nom de forme d'onde composite, qui ressemble étroitement à une onde sinusoïdale avec une distorsion harmonique minimale.

Il existe différentes structures de convertisseurs à plusieurs niveaux, et nous discuterons des topologies primaires et les plus couramment utilisées [9].

Le convertisseur à diodes flottantes ;

Le convertisseur multicellulaire ou à capacités flottantes ;

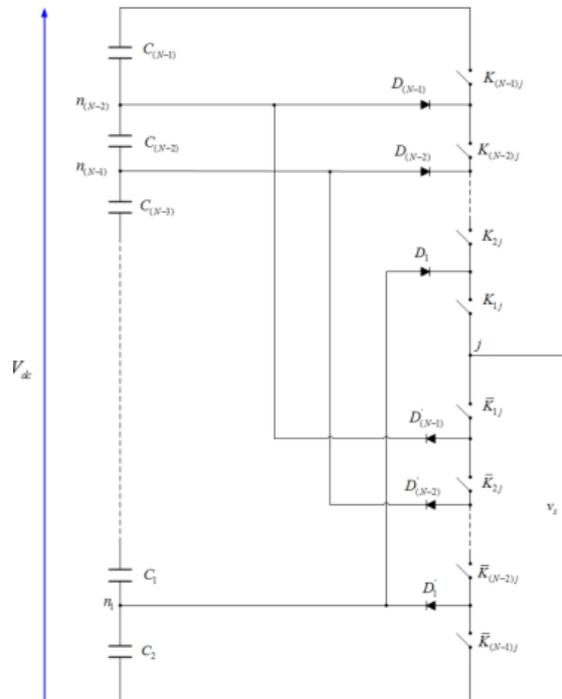
La structure multicellulaire ;

- **Le convertisseur à diodes flottantes :**

Les convertisseurs multiniveaux à diodes flottantes NPC ont été introduits par A. Nabae et H. Akagi en 1981. Leur objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectées par le convertisseur dans la charge, en particulier dans des applications telles que les variateurs de vitesse.

La Figure I.2 illustre un seul bras de la structure d'un convertisseur triphasé multiniveau NPC à diodes flottantes à N niveaux, basé sur des commutateurs connectés en série. Des diodes sont utilisées pour répartir la tension entre les commutateurs lorsqu'ils sont à l'état de blocage. Ces diodes clamp assurent une tension de blocage égale à  $V_{dc}/(N-1)$ . Pour obtenir une tension de niveau N, N-1 condensateurs sont nécessaires. Les tensions aux bornes des

condensateurs sont toutes égales à  $V_{dc}/(N-1)$ , où  $V_{dc}$  représente la tension totale du bus continu[10].

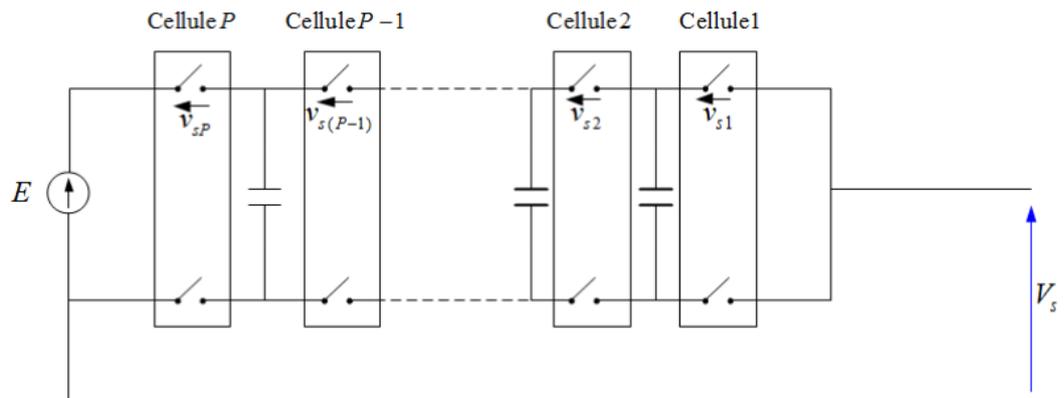


**Figure I.2 :** Schéma d'un bras du convertisseur multiniveaux à diodes flottantes NPC à N niveaux

- **Le convertisseur multicellulaire ou à capacités flottantes :**

Le convertisseur multicellulaire série est une autre topologie de convertisseurs multi-niveaux introduite au début des années 1990. Il est basé sur la connexion en série de cellules de commutation, similaire à la topologie du convertisseur NPC, mais avec les diodes flottantes remplacées par des condensateurs, d'où le nom de "convertisseur à condensateur flottant". Il est également connu sous le nom de convertisseur de cellules imbriquées car il se compose de plusieurs cellules imbriquées "paire de condensateurs et de commutateurs".

Le principe de fonctionnement est similaire à celui des convertisseurs NPC, avec quelques avantages qui répondent à certains inconvénients de la topologie NPC, tels que les déséquilibres dans la distribution de tension à travers les commutateurs connectés en série et les déséquilibres dans la distribution de tension à travers les condensateurs, en particulier lorsque ces condensateurs ne sont pas connectés en série entre différents niveaux.



**Figure I.3 :** Schéma d'un bras du convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

La Figure II.2 représente le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série avec  $P$  cellules de condensateurs flottants. Chaque cellule est constituée de commutateurs bidirectionnels commandés en courant  $2P$  mis en œuvre à l'aide de dispositifs semi-conducteurs contrôlables en configuration antiparallèle avec des diodes. Un condensateur flottant, appelé condensateur flottant, est associé à chaque cellule et est chargé d'appliquer les différents niveaux de tension de la source continue.

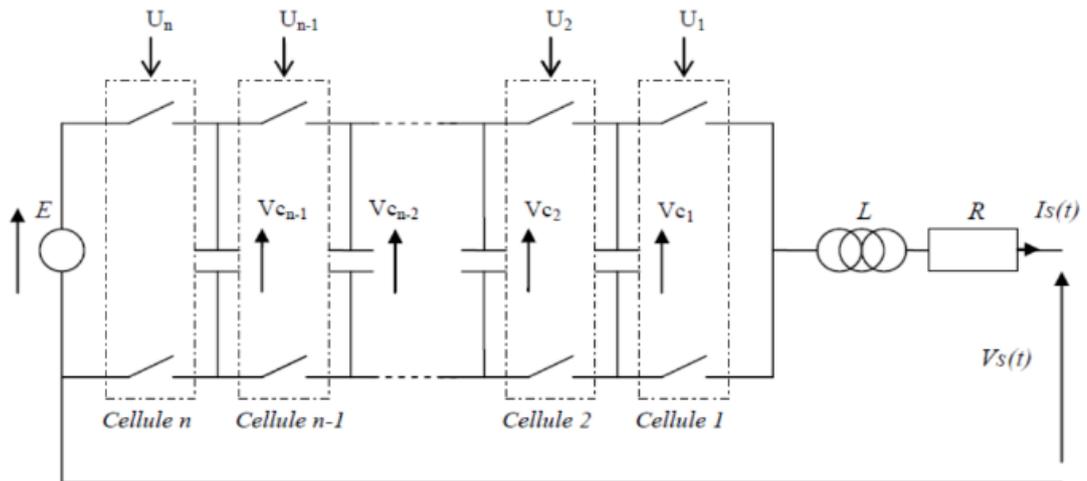
Malgré leurs avantages, les convertisseurs multicellulaires ont des limites. Ils nécessitent des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, nécessitant une stratégie de précharge appropriée dans la partie contrôle de ces convertisseurs. De plus, ces convertisseurs exigent un nombre important de condensateurs, ce qui a un impact sur le volume du convertisseur [11].

- **La structure multicellulaire :**

Les convertisseurs multicellulaires ont été conçus dans le double but de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux et de réduire les contraintes de tension sur les composants de puissance.

La structure multicellulaire est illustrée à la Figure I.4 et peut être adaptée à diverses configurations telles que des configurations à hacheur ou à onduleur (avec un point médian capacitif), en demi-pont ou en pont complet. Cette structure est constituée de  $p$  cellules de commutation, "séparées" les unes des autres par  $(p-1)$  condensateurs flottants. Dans des conditions de fonctionnement normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension du bus continu.

Ainsi, chaque condensateur flottant joue le rôle d'une source idéale de tension[12].



**Figure I.4.** Convertisseur multicellulaire à  $p$  cellules de commutation.

Pour le keme condensateur, on a :

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

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

$$\begin{aligned} \frac{dV_{c1}}{dt} &= \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} &= \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) I \\ &\vdots \\ \frac{dV_{c(n-1)}}{dt} &= \frac{1}{c_n} (u_n - u_{n-1}) I \frac{dI}{dt} \end{aligned} \quad (I.2)$$

$$\frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I + \frac{E}{L} u_n - \frac{V_{c(n-1)}}{L} (u_n - u_{n-1}) - \dots - \frac{V_{c1}}{L} (u_2 - u_1)$$

La tension de sortie générée par un convertisseur  $p$  cellules peut évoluer sur  $p+1$  niveaux. L'état du convertisseur est déterminé par  $p$  ordres de commande, représentés par les fonctions temporelles  $U_1, U_2, \dots, U_k, \dots, U_p$

Par convention, nous définissons les fonctions de connexion de la manière suivante :

➡  $U_k=1$  ↔ L'interrupteur du haut de la  $k_{\text{eme}}$  cellule est passant, et l'interrupteur du bas est bloqué.

➡  $U_k=0$  ↔ L'interrupteur du haut de la  $k_{\text{eme}}$  cellule est bloqué, et l'interrupteur du bas est passant.

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

$$V_s(t) = (U_1 + U_2 + \dots + U_k + \dots + U_p) \cdot \frac{E}{P} \quad (I,3)$$

### **I.5. Conclusion:**

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

Le convertisseur multicellulaire possède deux variables de sorties, des variables à dynamiques continues (courant et tensions des condensateurs) et des variables à dynamiques discrètes qui sont les états des interrupteurs.

# **Chapitre II:**

## **Modélisation**

# Chapitre II

## Modélisation

---

### II.1. Introduction:

La modélisation est un processus qui consiste à créer une représentation mathématique ou informatique d'un système ou d'un processus physique. Elle est utilisée dans divers domaines tels que l'ingénierie, la physique, l'économie et la biologie. En ingénierie, la modélisation permet de concevoir, d'optimiser et de prédire le comportement des systèmes dans différentes conditions. Par exemple, en électronique de puissance, les modèles sont utilisés pour simuler le fonctionnement des convertisseurs et des onduleurs, ainsi que pour concevoir et améliorer les stratégies de contrôle

Dans ce chapitre, nous examinerons quelques modélisations dans des convertisseur multicellulaires.

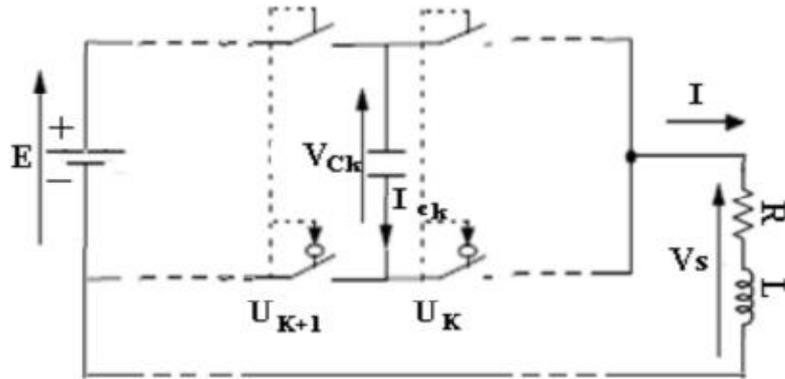
### II.2. Les différents modèles:

La modélisation est une étape très importante dans l'étude du comportement des systèmes complexes. Pour les convertisseurs stationnaires, cette étape met en évidence les variables continues et discrètes du système pour proposer des instructions qui permettent le contrôle de différentes variables. Fondamentalement, il existe 4 modèles différents pour la modélisation des convertisseurs multi-cellule Le choix du modèle est lié à l'usage prévu et au type de demande utilisé.

- Le modèle instantané.
- Le modèle moyen.
- Le modèle harmonique.
- Le modèle hybride.

### II.2.1. le modèle instantané:

Le modèle exact ou instantané est un type de représentation qui prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état d'un convertisseur. Ce modèle permet de représenter l'état de chaque cellule de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage, en incluant les phénomènes harmoniques résultant de la commutation des interrupteurs.



**Figure II.1.** Représentation d'une cellule élémentaire à l'ordre k

Pour un convertisseur multicellulaire, le modèle instantané reflète fidèlement l'état des cellules à tout moment. Il est construit en analysant les équations qui régissent l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs (passant ou bloqué) du convertisseur[13].

Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules ( $U_k, \bar{U}_k$ ) et ( $U_{k+1}, \bar{U}_{k+1}$ ) avec leur condensateur flottant. L'évolution de la tension aux bornes du condensateur  $C_k$  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  $I_c$ .

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes  $U_k$  et  $U_{k+1}$

$$I(t)_{ck} = (U_{k+1} - U_k) \cdot I(t) \quad (\text{II.1})$$

La tension aux bornes du condensateur  $C_k$  est liée au courant  $I_{ck}$  par :

$$I(t)_{ck} = C_k \frac{dv(t)_{ck}}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Donc il vient :

$$\frac{dv(t)_{ck}}{dt} = \frac{(U_{k+1}-U_k)}{C_k} I(t) \quad (II.3)$$

Cette équation est généralisable aux (p-1) condensateurs flottants. D'après la loi des mailles, la tension de sortie  $V_s$  est la somme des tensions aux bornes de interrupteurs « $\bar{U}_k$ ». Ces tensions sont définies par :

$$V(t)_{ut} = -(v(t)_{k+1} - v(t)_k)U_k \quad (II.4)$$

D'où, la tension aux bornes de la charge  $V_s$  devient :

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^p V(t)_{uk} = \sum_{k=1}^p (V(t)_{ck} - V(t)_{ck-1})U_k \quad (II.5)$$

Avec :  $V_{c0} = 0$  et  $V_{cp} = E$

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{dI(t)}{d(x)} = \frac{Vs(t)}{L} - \frac{R}{L} I \quad (II.6)$$

Par substitution de l'équation (I.5) dans l'équation (I.6) nous trouvons :

$$\frac{dI(t)}{d(x)} = -\frac{V(t)_{c1}}{L} (u_2 - U_1) - \frac{V(t)_{c2}}{L} (U_3 - U_2) - \dots - \frac{V(t)_{cp-1}}{L} (U_p - U_{p-1}) - \frac{R}{L} \cdot i_s + \frac{E}{L} U_p \quad (II.7)$$

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

$$\Sigma \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) \cdot i_s \\ \vdots \\ \frac{dV_{cp-1}}{dt} = \frac{1}{c_{p-1}} (u_p - u_{p-1}) \cdot i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{V_{c1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{V_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \dots - \frac{V_{cp-1}}{L} (u_p - u_{p-1}) - \frac{R}{L} \cdot i_s + \frac{E}{L} \cdot u_p \end{array} \right. \quad (II.8)$$

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

$$\dot{X} = AX + G(X)U \quad (II.9)$$

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

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \text{ et } G(X) = \begin{bmatrix} \frac{-i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{-i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{-i_s}{c_{p-1}} & \frac{i_s}{c_{p-1}} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \dots & \frac{v_{cp-1}-v_{cp-2}}{L} & \frac{E-V_{cp-1}}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Le modèle présenté est non linéaire en raison de l'intervention du vecteur X dans la matrice G, ce qui entraîne un couplage entre les entrées et les sorties. Cependant, ce modèle a un inconvénient majeur : la commande devient discontinue puisque, dans un cas idéal, les interrupteurs passent de 0 à 1 en un temps nul. De ce fait, toutes les commandes en amplitude (où l'état des interrupteurs dépend du courant et de la tension) des convertisseurs multicellulaires sont basées sur ce modèle, y compris la commande par mode glissant.

### II.2.2. Modèle moyen :

Le modèle aux valeurs moyennes repose uniquement sur l'utilisation du rapport cyclique comme information concernant la cellule de commutation, sans tenir compte du déphasage du signal de commande et, par conséquent, sans mettre en évidence les phénomènes harmoniques. Ce modèle est utilisé pour mettre en œuvre des lois de commande qui seront ensuite validées par simulation, au cours de laquelle le modèle aux valeurs instantanées est utilisé. Pour obtenir le modèle moyen, les ordres de commande du modèle instantané sont remplacés par leurs valeurs moyennes sur une période de découpage :  $\alpha_i = \int_0^{T_d} u_i dt$ , On en déduit le modèle moyen [14,15].

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G(\langle X \rangle) U \quad (\text{II.11})$$

Le remplacement des grandeurs du modèle instantané par leurs valeurs moyennes n'est valable que si les constantes de temps du système sont beaucoup plus grandes que la période de découpage. Sous sa forme générale le modèle moyen d'un convertisseur à p cellules s'écrit alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{c_1} (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{c_1} (\alpha_2 - \alpha_3) \cdot x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{c_{p-1}} (\alpha_{p-1} - \alpha_p) \cdot x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L} (\alpha_2 - \alpha_1) \cdot x_1 - \frac{1}{L} (\alpha_3 - \alpha_2) \cdot x_2 - \dots - \frac{1}{L} (\alpha_p - \alpha_{p-1}) \cdot x_{p-1} - \frac{R}{L} \cdot x_p + \frac{E}{L} \cdot \alpha_p \end{array} \right.$$

(II.12)

Dans ce contexte, le vecteur X représente les valeurs moyennes des tensions des condensateurs et la valeur moyenne du courant de charge. Le principal avantage de cette méthode est sa simplicité et le contrôle précis de la fréquence de découpage. Cependant, elle présente l'inconvénient de se baser sur des valeurs moyennes, ce qui favorise les évolutions lentes.

Malgré cela, elle a été la première méthode utilisée pour définir des commandes pour les convertisseurs multicellulaires.

### II.2.3. Modèle harmonique :

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de fourrier des signaux de commande. Il permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques [16].

Son principe est de déterminer à partir de la connaissance des signaux de commande

$(\alpha_i \text{ et } \emptyset_i, i = 1, \dots, p)$ , la phase et l'amplitude des harmoniques aux bornes des interrupteurs du bas.

L'harmonique de la tension de sortie est obtenue en sommant les tensions, tandis que les harmoniques du courant dans la charge sont déterminées pour évaluer l'évolution des tensions des condensateurs. L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A(\alpha, \emptyset)X + B(\alpha, \emptyset)E \quad (\text{II.13})$$

$\alpha$  est le vecteur des rapports cycliques et  $\emptyset$ , est le vecteur de phase et F, le vecteur d'état.

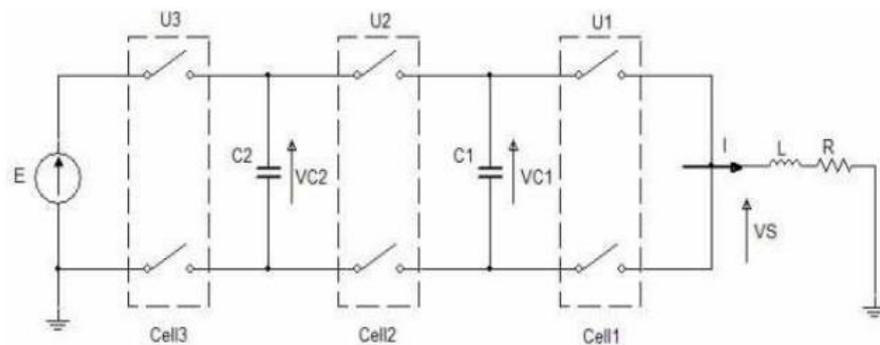
Chacun de ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande. Les deux premiers modèles se différencient par la nature de leurs entrées : le modèle moyen est

basé sur l'analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de rapports cycliques, tandis que le modèle instantané utilise les signaux de commande. Le modèle harmonique, quant à lui, permet d'agir simultanément sur les p rapports cycliques et sur les "p-1" déphasages intercellulaires, offrant ainsi une plus grande flexibilité dans le contrôle du convertisseur.

### II.2.4. Le modèle hybride:

Le modèle hybride d'un convertisseur multicellulaire prend en considération toutes les variables caractérisant cette structure car il permet la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Ce modèle représente une association entre un modèle dynamique continu et un modèle à événements discrets.[17].

Nous allons maintenant appliquer le modèle instantané à un convertisseur à trois cellules.



**Figure II.2:** Convertisseur à trois cellules.

A partir des équations (II.8), le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\Sigma \begin{cases} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) \cdot i_s \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) \cdot i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{V_{C1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{V_{C2}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{R}{L} \cdot i_s + \frac{E}{L} \cdot u_3 \end{cases} \quad (II.14)$$

Sous la forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(u_2 - u_1)}{c_1} \\ 0 & 0 & \frac{(u_3 - u_2)}{c_2} \\ \frac{-(u_2 - u_1)}{L} & \frac{-(u_3 - u_2)}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} u_3 \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

Toujours, le but à atteindre est de contrôler les variables d'états  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ,  $I$  autour des valeurs de références suivantes :

$$I(t) = I_{ref} ; V_{c1\ ref} = \frac{E}{3} ; V_{c2\ ref} = \frac{2E}{3} \quad (II.16)$$

La tension de sortie  $V_s$  aux bornes de la charge devient :

$$V_s(t) = (u_1 + u_2 + u_3) \cdot \frac{E}{3} \quad (II.17)$$

### II.3. Conclusion:

Ce chapitre nous avons permis d'étudier la modélisation des convertisseurs à trois cellules.

La modélisation moyennée est souvent utilisée pour analyser le comportement dynamique des convertisseurs multicellulaires, tels que la réponse transitoire et la stabilité du système. Cela permet également de simplifier la conception du système de commande en utilisant des techniques de commande linéaire

# **Chapitre III:**

## **Commande par mode glissant**

# Chapitre III

## Commande par mode glissant

### III.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous cherchons à définir une loi de contrôle du mode de glissement à l'aide de la méthode de stabilité de Lyapunov. Cette méthode consiste à trouver des surfaces de commutation pour modifier l'état des convertisseurs et assurer la stabilité du système et l'équilibre du potentiel des condensateurs.

### III.2. Stabilité des convertisseurs multicellulaire au sens de Lyapunov :

Dans cette partie, nous présenterons d'abord les concepts d'introduction de base de la stabilité du système [18].

#### III.2.1. Stabilité classique :

En effet, dans le domaine des systèmes commutés, un problème crucial est de déterminer un critère de stabilité. Avant d'aborder cette question, revenons sur quelques concepts fondamentaux de la théorie de la stabilité.

De manière intuitive, la stabilité d'un système fait référence à sa capacité à revenir à sa position d'équilibre initiale lorsqu'il est perturbé et laissé à lui-même avec le temps.

Considérons un système autonome non linéaire et invariant dans le temps

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \quad (\text{III.1})$$

Où  $f : \mathbb{C} \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  est une fonction localement lipchitzienne et  $\Omega$  est un ouvert de  $\mathbb{R}^n$ . Formellement, les points  $x^*$  d'équilibre représentent les racines réelles de l'équation  $f(x) = 0$ .

Le point d'équilibre  $x^*$  du système (III.1) est

$\forall \varepsilon > 0 \exists \delta = \delta(\varepsilon) > 0$  Tell que :

$$\|x(0) - x^*\| < \delta \rightarrow \|x(t) - x^*\| < \varepsilon \forall t \geq 0 \quad (\text{III.2})$$

Asymptotiquement stable si  $x^*$  est stable et peut être choisi tel que :

$$\|x(0) - x^*\| < \delta \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x^* \quad (\text{III.3})$$

Exponentiellement stable s'il existe trois réels positifs  $c$ ,  $k$  et  $Y$  tels que

$$\|x(0) - x^*\| < c \rightarrow \|x(t) - x^*\| < k\|x(0) - x^*\| \cdot e^{-Yt} \quad (\text{III.4})$$

Globalement asymptotiquement stable si  $x^*$  est stable et  $\forall x(0) \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x^* \quad (\text{III.5})$$

Par translation, le point d'équilibre peut être ramené à l'origine ( $x^* = 0$ ), ce qui simplifie souvent l'étude de la stabilité.[19]

### III.2.2. Critère de Lyapunov :

- **Théorème**

Soit une région  $U_{R0}$  de  $\mathbb{R}^n$  s'il existe une fonction de LYAPUNOV sur le domaine  $U_{R0}$  alors le point 0 est asymptotiquement stable sur  $U_{R0}$

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

-  $V$  est défini positive.

-  $\dot{V}$  est défini négative.

-  $\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) = \infty$

Alors l'origine de l'espace est globalement asymptotiquement stable [20]

### III.2.3. Définition des surfaces de commutations à l'aide d'une fonction de LYAPUNOV :

Considérons une fonction scalaire  $V$  telle que :

$$V_{(x)} = \frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x \quad (\text{III.6})$$

La matrice  $Q$  est la matrice des éléments passifs :

$$Q = \text{diag}(C_1, \dots, C_4, L) \quad (\text{III.7})$$

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

A l'origine, la fonction est nulle  $V(0) = 0$ .

V est de classe  $C^1$  Elle est positive pour toute les valeurs de  $\Delta x$  (donc de la fonction de V est globalement définit positive).

$$\dot{V}(x) = \Delta x Q \Delta x \quad (\text{III.8})$$

Pour des références constantes,  $\Delta x$  est égale à x

$$\dot{V}(x) = \Delta x Q \Delta x (Ax + G(x)u) \quad (\text{III.9})$$

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

$$U_{R0}^T = [U_{1eq}, \dots, U_{peq}] \quad (\text{III.10})$$

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

$$u = U_{eq} + \Delta u \quad (\text{III.11})$$

Si on introduit l'équation d'état dans l'équation dans (III.9), on obtient :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q f(x) + \Delta x^T \dot{Q} G(x) U_{eq} + \Delta x^T Q G(x) \Delta u \quad (\text{III.12})$$

Lorsque le convertisseur est commandé en boucle ouverte, la grandeur de commande est constante, c'est-à-dire  $u = U_{eq}$  et  $\Delta u = 0$  dans ce cas la dérivée de la fonction de LYAPUNOV est indépendante de la commande et sa valeur découle des raisonnements découlant de la théorie des circuits électriques.[18]

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

$$\Delta x^T Q (f(x) + G(x)U_{eq}) < 0 \quad (\text{III.13})$$

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

$$\Delta x^T Q G(x) \Delta u < 0 \quad (III.14)$$

$$\sum_{i=1}^m \Delta x^T Q g_i(x) \Delta u_i < 0 \quad (III.15)$$

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

$$\Delta u_i \begin{cases} 0 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) < 0 \\ 1 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) > 0 \end{cases} \quad (III.16)$$

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

$$S_i(x) = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (III.17)$$

L'état de chaque interrupteur est définit par :

$$u_i \begin{cases} 0 & \text{si } S_i(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S_i(x) > 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

### III.3. Etude de la commandabilité :

#### III.3.1. Commandabilité du modèle du convertisseur :

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

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \text{ et } G(X) = \begin{bmatrix} \frac{-i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{-i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{-i_s}{c_{p-1}} & \frac{i_s}{c_{p-1}} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \dots & \frac{v_{cp-1}-v_{cp-2}}{L} & \frac{E-V_{cp-1}}{L} \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Il est à noter que le système d'états est d'ordre  $p$  et l'étude de la contrôlabilité sera effectuée à partir de ces matrices, ce qui permettra d'obtenir une expression générale de la matrice de contrôlabilité  $Q$ , laquelle matrice s'obtient la matrice  $G$  en concaténant et matrice  $U_i B$ ,  $i$  varie de 1 à  $p-1$ .

L'analyse matricielle montre que les  $p-1$  premières lignes sont nulles et donc non linéairement indépendantes. Cela signifie que la matrice  $Q$  aura le rang  $p$  si et seulement si la matrice  $G$  a le rang  $p$ . La forme de la matrice  $G$  indique qu'elle est de rang  $p$  si et seulement si la quantité  $Lb$  représentant le courant de charge est non nulle. Par conséquent, le système est toujours contrôlable sauf si  $Lb$  est nul. [19]

### III.3.2. Commandabilité d'un convertisseur :

Les convertisseurs à trois cellules est commandable sur tout l'espace d'état sauf pour  $Lb=0$  (singularité), on vérifie la condition d'accessibilité suivante :

Pour troiscellules :

$$\text{Det} (g_1(x)g_2(x)g_3(x)) \neq 0 \quad (\text{III.20})$$

Avec :  $g_1, g_2, g_3$  les vecteur (1x3) de la forme affine de l'équation (I.12), nous avons :

$$\text{Det} (g_1(x)g_2(x)g_3(x)) = \text{Det} \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \frac{E-v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Det} = \frac{E.i_s^2}{c_1.c_2.L} \neq 0, \text{ si } i_s \neq 0 \quad (\text{III.22})$$

### III.4. Commande par mode glissant

Les gens ont développé différentes stratégies de contrôle pour les convertisseurs multicellulaires, certaines ne garantissent que le contrôle actif de la tension flottante, tandis que d'autres contrôlent à la fois la tension flottante et le courant de sortie du convertisseur multi-batterie. Parmi ces stratégies, on trouve le contrôle en mode glissant, où l'état de commutation est basé sur l'observation de l'espace d'état occupé par les grandeurs (tension flottante et courant).

La commande par mode glissant est adaptée aux systèmes où au moins une des grandeurs contrôlant le système a des valeurs discrètes, ce qui correspond bien aux

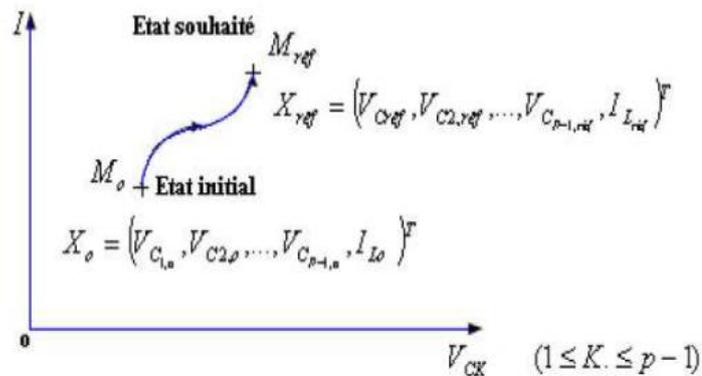
convertisseurs statiques dont les commutateurs sont contrôlés de manière binaire (allumés ou éteints) via un schéma de commutation. Ainsi, des surfaces lisses de commande peuvent être appliquées à ces convertisseurs multicellulaires. [20][16]

**principe:**

Le contrôle en mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui vise à maintenir le système sur une surface de glissement désirée, choisie pour atteindre un objectif spécifique, comme la stabilité du système ou le suivi de trajectoire [20].

Dans le contexte d'un convertisseur multicellulaire avec p cellules de commutation, alimentant une charge série R-L, le système possède p variables d'état, comprenant les tensions flottantes dans les p-1 cellules et le courant dans l'inductance de sortie.

Le vecteur d'état,  $X = (V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{c(p-1)}, I_L)^T$ , est associé à l'état d'énergie du système et se situe dans un espace d'état de dimension p, où chaque dimension représente une variable d'état. Le contrôle du convertisseur consiste à déplacer le système dans cet espace d'état pour atteindre un point donné, déterminé par les composantes du vecteur de référence  $X_{ref}$ , à partir d'un point initial donné, représenté par  $X_0$ . Voir Figure III.1 pour une illustration.



**Figure III.1 :** Représentation de l'état énergétique du convertisseur Multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions.

Pour atteindre le point à partir du point  $M_{ref}$  à partir du point  $M_0$ , il existe à priori une infinité de trajectoires possibles, ainsi, la commande par modes glissants consiste à privilégier certaines trajectoires, en menant le point M à se déplacer le long de certaines surfaces prédéfinies. [21]

### III.4.1. Conception de la commande par mode glissant :

La structure du contrôleur comporte deux parties : la partie continue représente les caractéristiques dynamiques du système en mode glissant, et la partie discontinue représente les caractéristiques dynamiques du système en mode convergence. Cette dernière est très importante en commande non linéaire car elle a pour effet d'éliminer les effets de la précision et du bruit sur les modèles. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre. [22]

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

### III.4.2. Conditions de convergence et d'existence :

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

- La fonction discrète de commutation

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

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{III.23})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \quad (\text{III.24})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x) S(x) > 0 \quad (\text{III.25})$$

- La fonction de Lyapunov :

Est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$ . Pour les variables d'état du système, la loi de commande doit décrémenter cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ . L'idée est de choisir une fonction

scalaire  $S(x)$  pour s'assurer que la variable à contrôler est attirée vers sa valeur de référence, et concevons un ordre  $u$  tel que le carré de la surface corresponde à la fonction de Lyapunov.

### III.4.3. Avantages et inconvénients :

Il y a plusieurs avantages à utiliser cette technique de contrôle :

1. Tout d'abord, le comportement dynamique résultant peut être déterminé en choisissant un espace d'état approprié.
2. Ensuite, la réponse du système en boucle ouverte ou fermée est totalement insensible à certaines classes d'incertitudes de paramètres, ce qui fait de cette méthode un contrôle très robuste.
3. De plus, il présente l'avantage d'être facile à mettre en œuvre même dans le cas de systèmes non linéaires. Contrairement au P.I.D, le contrôle via le mode slide peut également utiliser les mêmes paramètres pour obtenir l'effet souhaité.

Cette technique de rétroaction est du type discontinu, qui s'est révélée particulièrement adaptée au contrôle des entraînements électriques, puisque l'entrée de tels systèmes (convertisseurs) est généralement un signal électrique binaire et donc de nature discontinue.

En revanche, le principal inconvénient de cette technique de commande vient du fait qu'elle soit basée sur une utilisation discontinue du système, c'est-à-dire que la commande générera une multitude de fréquences afin de suivre sa consigne. Il faudra donc prendre des précautions afin de ne pas polluer le réseau électrique placé en amont. Les convertisseurs statiques, tel qu'un multicellulaire, sont adaptés à ce type de commande vue les organes internes (semi-conducteurs de puissance) [23,24].

### III.4.4. Application de la commande par modes glissants :

- **Convertisseur avec trois culelles :**

L'équation d'état instantanée du convertisseur est définie par l'équation suivant :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{-i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 \\ 0 & \frac{-i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \frac{E-v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Il est contient les tensions flottantes  $V_{c1}$  et  $V_{c2}$  ainsi que le courant de charge le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs :

$$x = Ax + \sum_{k=1}^3 g_k(x) u_k \quad (III.27)$$

$Q$  est la matrice des éléments passifs,

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

$\Delta x^T$  est le vecteur contenant les erreurs des états.

$$\Delta x^T = \left[ v_{c1} - \frac{E}{3}, v_{c2} - \frac{2E}{3}, i - I_{ref} \right] \quad (III.29)$$

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

$$\begin{cases} S_1(x) = -\Delta x^T Q g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{3} \cdot i_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T Q g_2(x) = I_{ref} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - \frac{E}{3} \cdot i_s \\ S_3(x) = -\Delta x^T Q g_3(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c2}) - \frac{E}{3} \cdot i_s \end{cases} \quad (III.30)$$

Après quelques transformations on réécrit ces fonctions sous forme homogène comme suit :

$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} \cdot v_{c1} - i_s \\ S_2(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - i_s \\ S_3(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} \cdot (E - v_{c2}) - i_s \end{cases} \quad (III.31)$$

#### III.4.5. Les résultats de la simulation :

Pour illustrer l'efficacité d'une commande proposée utilisant un convertisseur à trois cellules connecté à une charge RL (la figure I.3 représente le schéma du convertisseur), la surface de glissement est déterminée par les équations

Les paramètres du transducteur sont répertoriés dans le tableau suivant, et une période de 0,01 ms a été choisie.

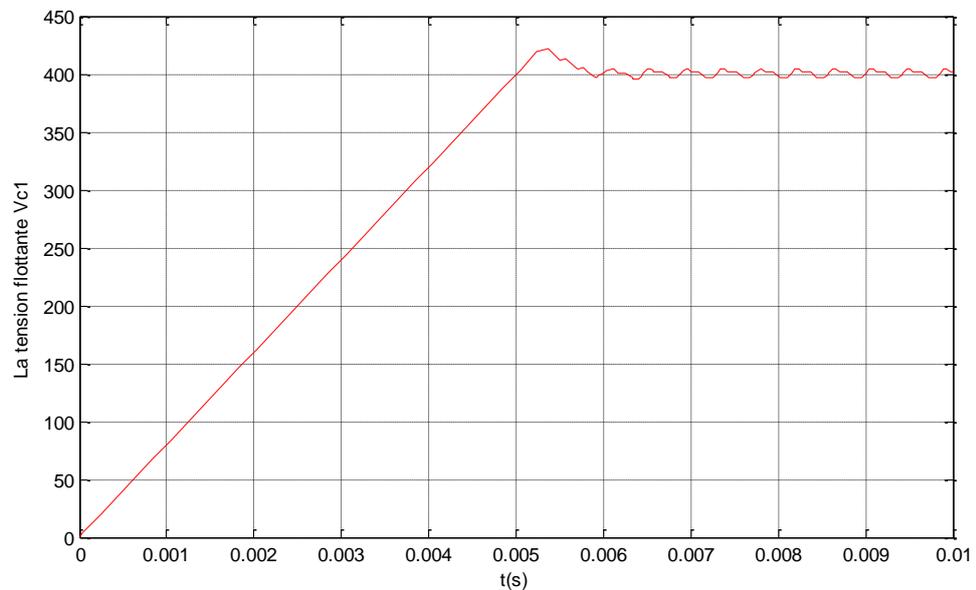
Paramètres du convertisseur	Valeurs
C1,C2	0.001 $\mu$ F
L	0.015mH
R	10 $\Omega$
E	1200 v

**Tableau III.1** : les paramètres

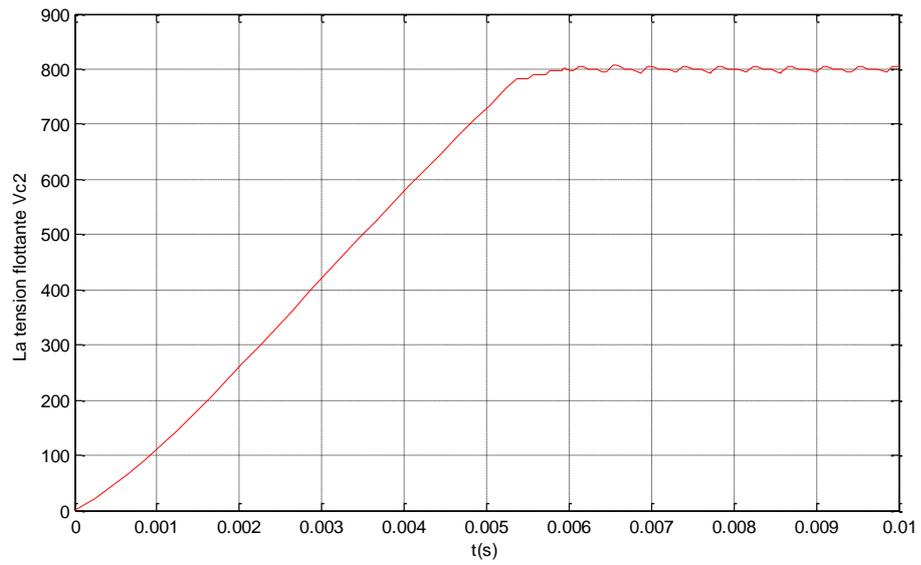
Le but de cette modélisation est de commander la tension du condensateur et le courant de charge.

$$V_{c1ref} = \frac{E}{3} \quad , \quad V_{c2ref} = \frac{2 \cdot E}{3} \quad , \quad I_{ref} = 60A$$

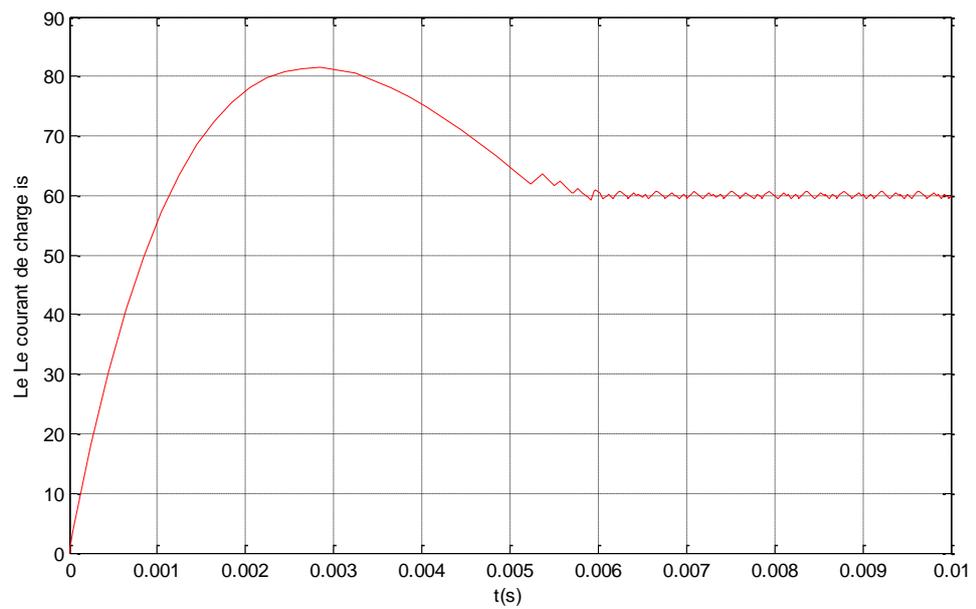
Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :



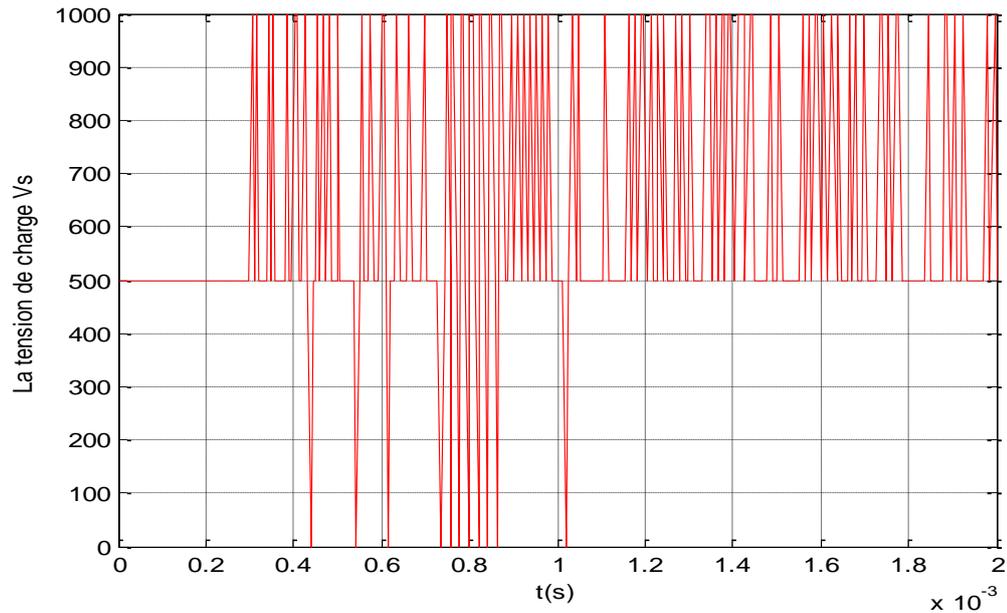
**Figure III.2** : Tension flottante Vc1.



**Figure III.3 :** Tension flottante  $V_{c2}$ .



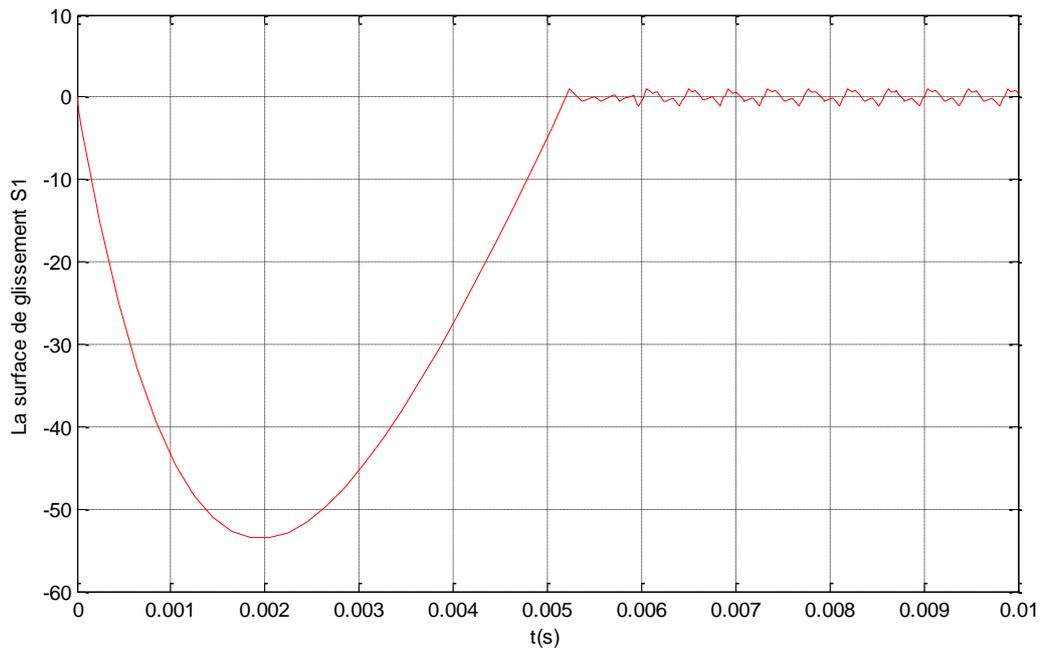
**Figure III.4 :** Le courant de charge  $i_s$



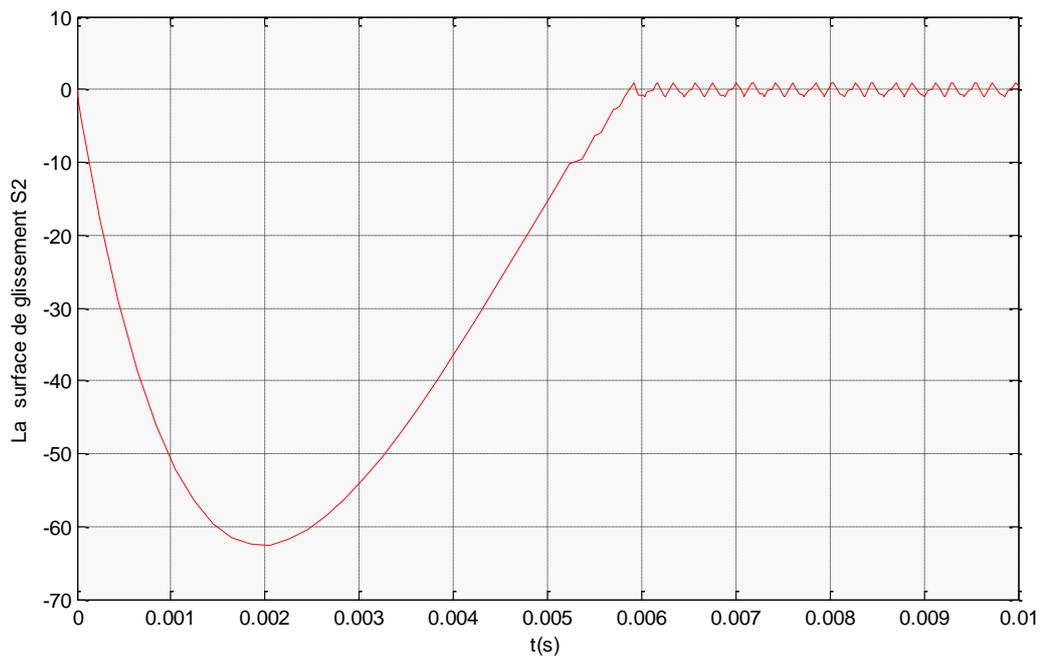
**Figure III.5** : La tension de charge  $V_s$

D'après les résultats obtenus, les tensions  $V_{c1}$  et  $v_{c2}$  convergent rapidement et se stabilisent à des valeurs respectives de  $\frac{E}{3}$  et  $\frac{2.E}{3}$  sans erreur statique. De même, le courant  $I$  suit bien la consigne  $I_{ref} = 60$  A, sans erreur statique, et les performances transitoires sont excellentes. Cependant, le courant présente un dépassement en raison de la rapidité de la réponse caractéristique de la loi de commande par mode glissant synthétisé.

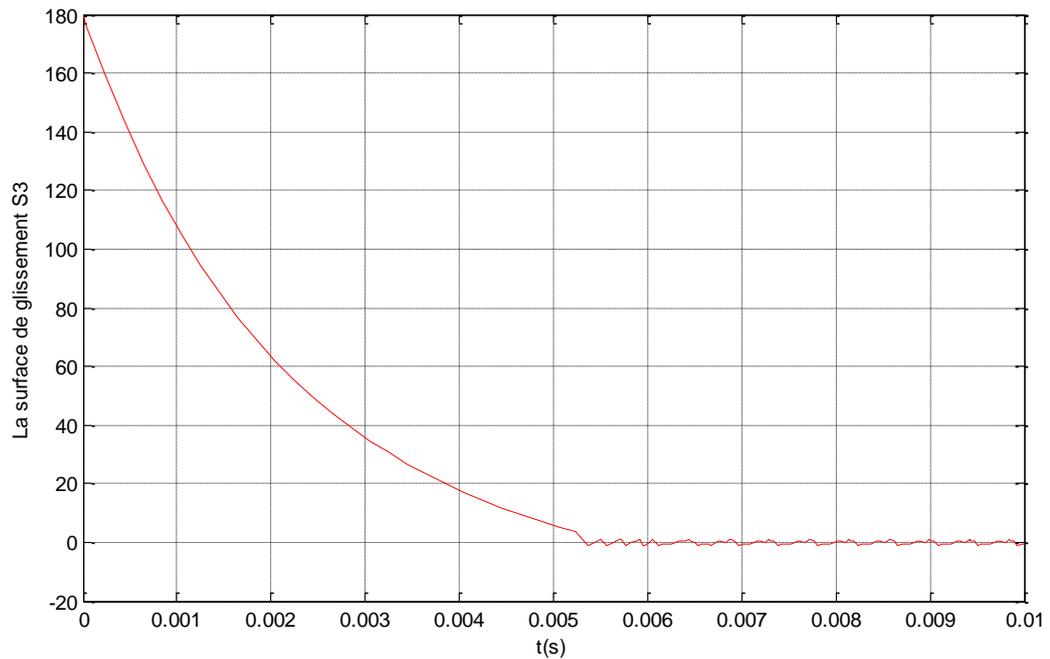
Les représentations graphiques des surfaces de glissement et l'évolution de la commande des interrupteurs sont fournis par la suite :



**Figure III.6:** Convergence de surface de glissement S1



**Figure III.7 :** Convergence de surface de glissement S2



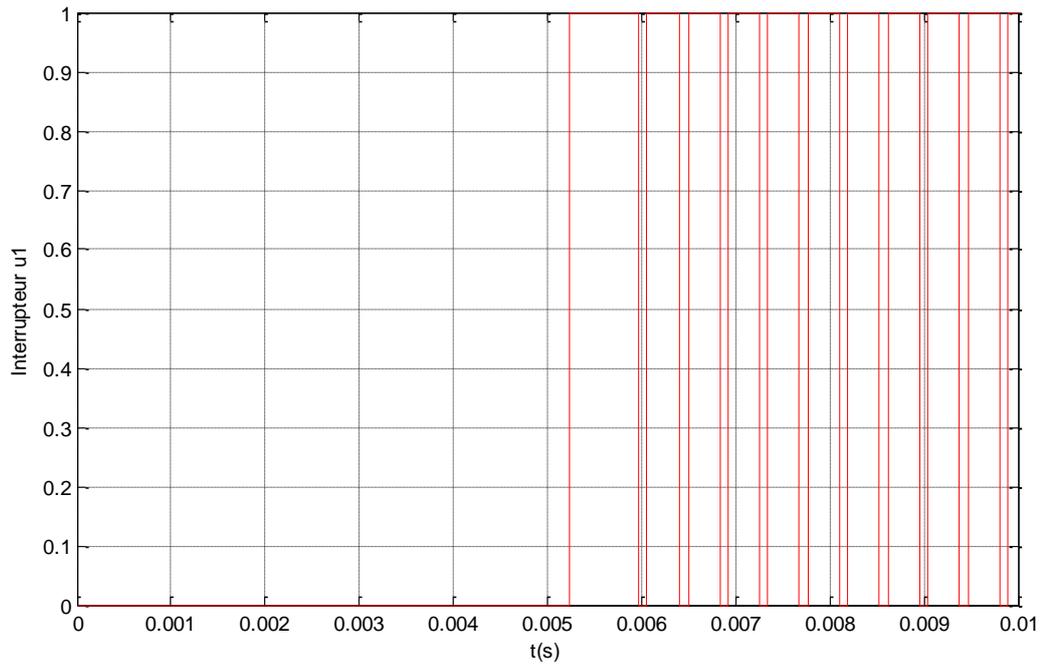
**Figure III.8:**Convergence de surface de glissement S3

Les surfaces de glissement montrent une convergence rapide des trois surfaces vers un point d'équilibre dans un temps fini, environ un dixième du temps de simulation. Une fois dans le régime établi, ces surfaces oscillent autour de zéro, ce qui indique que le choix de ces surfaces est approprié et contribue à une régulation efficace du système.

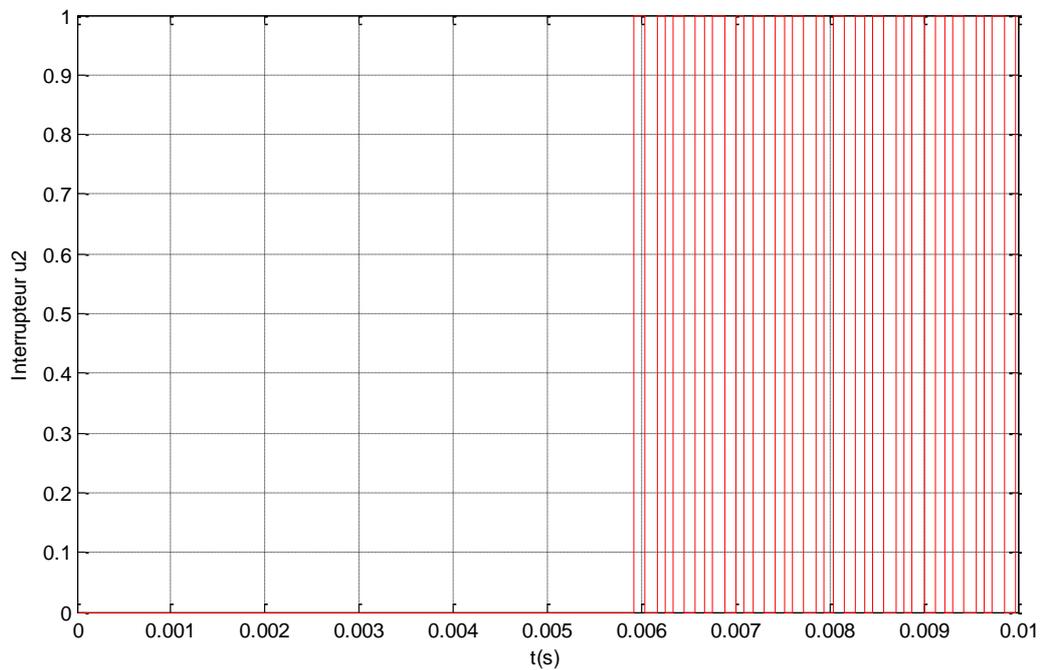
La convergence rapide des surfaces de glissement est un indicateur positif de la performance de la commande par mode glissant. L'oscillation autour de zéro dans le régime établi montre que le système atteint un équilibre stable et se maintient près de cet équilibre malgré les perturbations.

Globalement, les résultats indiquent que la commande par mode glissant est efficace pour atteindre les objectifs de régulation des tensions et du courant, malgré le dépassement du courant en raison de la rapidité de la réponse. La modélisation et la commande par mode glissant peuvent être une approche prometteuse pour la régulation du convertisseur multicellulaire à trois cellules.

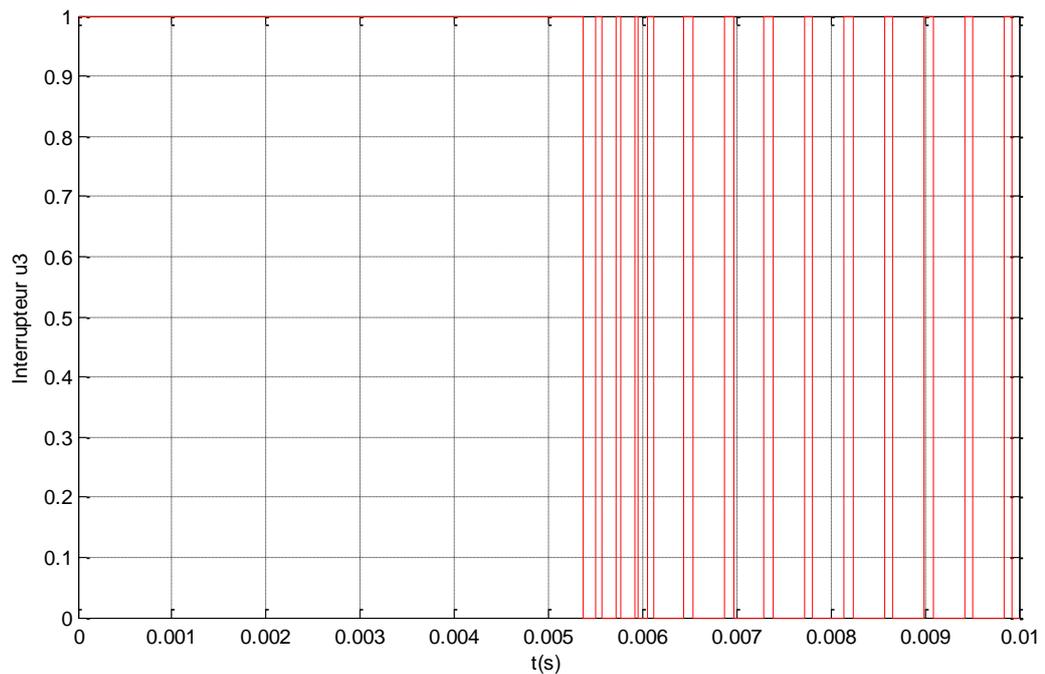
Les représentations graphiques dès l'évolution de la commande des interrupteurs :



**Figure III.9 :** Evaluation d'interrupteur  $u_1$



**Figure III.10 :** Evaluation d'interrupteur  $u_2$



**Figure III.11:** Evaluation d'interrupteur  $u_3$

Effectivement, dans le régime permanent, les commandes des interrupteurs du convertisseur multicellulaire prennent rapidement les états 0 ou 1, ce qui signifie qu'ils sont activement commutés à haute fréquence. Cette activité élevée de commutation explique l'effet de chattering (ou battement) dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

Le chattering se caractérise par de petites fluctuations rapides et indésirables autour des valeurs cibles dans les variables d'état et les surfaces de glissement. Ces fluctuations sont provoquées par les commutations fréquentes et rapides des interrupteurs, ce qui entraîne des variations brusques dans les grandeurs du système.

### **III.5. Conclusion :**

La commande par mode glissant est très adaptée aux les convertisseurs multicellules comme nous avons vu à travers cette expérience le bon contrôle de celui-ci et peu de fluctuation, et parce que l'erreur statique est très faible, il est dans un bon état stable et se caractérise par une réponse rapide pour atteindre les valeurs de référence

# **Chapitre IV:**

## **Modélisation hydride**

# Chapitre IV

## Modélisation hybride

---

### IV.1. Introduction sur modélisation hybride :

Absolument, vous avez raison. Un convertisseur multicellulaire est un système hybride car il comprend à la fois des variables continues (tension, courant) et des variables discontinues (états de commutation). Cette caractéristique le place dans la catégorie des systèmes hybrides, ce qui en fait un système complexe à modéliser et à contrôler[25]

La modélisation hybride des convertisseurs multicellulaires permet de considérer les deux types de variables, ce qui ouvre la voie à l'utilisation d'outils d'analyse et de synthèse puissants. Cela offre la possibilité de mieux explorer la conception de contrôleurs adaptés au système. En utilisant une approche de modélisation hybride, l'interaction entre les variables continues et discontinues peut être étudiée, ce qui est essentiel pour obtenir un contrôle efficace et stable du convertisseur.

En combinant les avantages des modèles continus et discrets, la modélisation hybride peut analyser les performances du système dans des conditions transitoires et stables, optimiser les performances de contrôle et concevoir des stratégies de contrôle appropriées pour répondre aux spécifications requises. Cela joue un rôle essentiel dans le développement de contrôleurs avancés pour les convertisseurs multiniveaux, facilitant ainsi leur utilisation efficace dans diverses applications industrielles. [26]

#### IV.1.1. La commande STATE-FLOW :

La commande STATE FLOW est un outil puissant offert par Simulink, qui propose un langage graphique pour la modélisation de logiques de décision complexes. Ce langage comprend des diagrammes de transition d'état, des organigrammes, des tables de transition d'état et des tables de vérité. En utilisant Stateflow, vous pouvez décrire comment les

algorithmes de MATLAB et les modèles de Simulink réagissent aux signaux d'entrée, aux événements et aux conditions temporelles.

Stateflow permet de concevoir et développer des contrôles de supervision, des planifications de tâches, la gestion des pannes, des protocoles de communication, des interfaces utilisateur et des systèmes hybrides. Il vous permet de modéliser la logique de décision à la fois combinatoire et séquentielle, qui peut être simulée comme un bloc dans un modèle Simulink ou exécutée comme un objet dans MATLAB.

L'animation graphique dans Stateflow facilite l'analyse et le débogage en temps réel de la logique pendant son exécution. Les vérifications en temps réel garantissent la cohérence et l'exhaustivité de la conception avant sa mise en œuvre.

La bibliothèque Stateflow comprend quatre éléments principaux pour la construction des modèles :

« Chart », « Chart (MATLAB) », « State Transition Table » et enfin « TruthTable ».

- Le chart permet de construire un diagramme état– transition.
- Chart (MATLAB) permet aussi la création d'un diagramme état-transition mais en utilisant des expressions ou des structures MATLAB pour décrire un comportement logique. Ces expressions peuvent être présentes aussi bien dans un état que dans une transition.
- State Transition Table génère automatiquement un diagramme d'état-transition partir d'une table qui précise tous les états et toutes les transitions.
- Enfin « Truth Table permet la création de table de vérité qui décrira le comportement combinatoire d'un système[27].

### **IV.1.2. Définition des systèmes hybrides :**

Effectivement, en automatique, les systèmes physiques peuvent être représentés par des modèles dynamiques continus ou des modèles à événements discrets, selon la nature des variables utilisées pour décrire l'état du système et la variable de temps. Cependant, de nombreux systèmes complexes réalistes ne peuvent pas être classés uniquement comme "système continu" ou "système discret". Dans ces cas-là, il est nécessaire d'utiliser des modèles hybrides qui prennent en compte à la fois les variables continues et discrètes, ainsi que leur interaction.

L'approche mixte repose sur la collaboration de deux modèles, où chaque aspect est décrit de manière classique. L'aspect hybride est pris en compte dans l'interface entre les deux modèles [28].

### IV.1.3. Définition des automates hybrides :

En fait, pour modéliser des systèmes hybrides, des automates hybrides sont souvent utilisés. Cette approche combine des changements d'état continus décrits par des équations différentielles appelées "modes" avec des changements d'état discrets modélisés par des transitions dépendantes des conditions entre les modes et la performance d'actions possibles.

Ainsi, un automate hybride est un "modèle de machine" fini qui intègre les aspects continus et discrets d'un système. Il est construit en définissant des modes qui décrivent l'évolution continue de l'état du système et des transitions qui décrivent des sauts discrets entre différents modes selon des conditions spécifiées.

Les représentations mathématiques et graphiques des automates hybrides permettent de décrire formellement les interactions complexes entre dynamiques continue et discrète des systèmes. Cette approche facilite l'analyse, la simulation et la synthèse des contrôleurs pour les systèmes hybrides, fournissant un cadre cohérent pour prendre en compte à la fois les aspects discrets et continus du système.

En utilisant des automates hybrides, on peut mieux comprendre le comportement global des systèmes hybrides et concevoir des stratégies de contrôle robustes pour ces systèmes complexes et dynamiques, cruciaux dans de nombreuses applications industrielles et technologiques.[29,30]

**Définition I.1** : Un automate hybride  $H$  est une collection:

$$H = \{Q, X, f, Init, D, E, G, R\} \quad (IV.1)$$

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

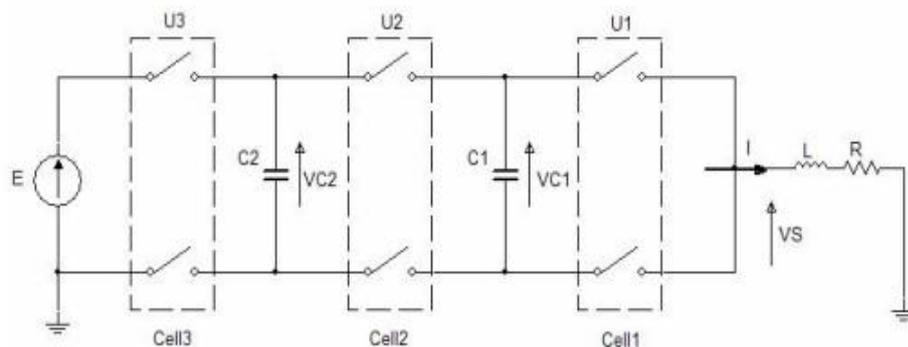
L'état d'un automate hybride est appelé  $(q, x) \in Q \times XH$ , où  $q$  désigne un état discret et  $x$  désigne un état continu. En général, un automate hybride définit les évolutions possibles de son état. Partant d'une valeur initiale  $(q_0, x_0) \in \text{Init}$ , l'état continu  $x$  évolue selon le champ de vecteurs  $f(q_0, x)$ , tandis que l'état discret  $q$  reste inchangé. L'évolution continue peut continuer tant que  $x$  reste dans le domaine  $D(q_0)$ . Lorsque  $x$  atteint la garde  $G(q_0, q_1)$  à un moment donné, l'état discret  $q$  peut devenir  $q_1$  en raison de  $(q_0, q_1) \in E$ . Dans le même temps, l'état continu est réinitialisé à la valeur définie dans  $R(q_0, q_1)$ . Après cette transition discrète, l'évolution continue reprend et le processus se répète.

Il est pratique de représenter les automates hybrides sous forme de graphes dirigés  $(Q, E)$  où les sommets correspondent à  $Q$  et les arêtes à  $E$ . À chaque sommet  $q \in Q$ , on associe un ensemble d'états initiaux  $\text{Init } q = \{x \in X : (q, x) \in \text{Init}\}$ , le champ de vecteur  $f(q, \cdot)$ , et le domaine  $D(q)$ . À chaque arête  $e \in E$ , on associe une garde  $G(e)$  et la fonction de réinitialisation  $R(e, \cdot)$ . Cette représentation graphique facilite la visualisation et l'analyse des interactions entre les états discrets et continus de l'automate hybride[28].

## IV.2. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules :

- **Modélisation d'un convertisseur à trois cellules :**

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



**Figure IV.1** : Convertisseur à trois cellules

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

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \left(\frac{u_2-u_1}{c_1}\right) \\ 0 & 0 & \left(\frac{u_3-u_2}{c_2}\right) \\ -\left(\frac{u_2-u_1}{L}\right) & -\left(\frac{u_3-u_2}{L}\right) & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L}u_3 \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

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

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

$$V_{c1ref}^+ = V_{c1ref} + \varepsilon ; V_{c1ref}^- = V_{c1ref} - \varepsilon \quad (IV.4)$$

$$I_{ref}^+ = I_{ref} + \Delta i ; I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta i \quad (IV.5)$$

Ainsi pour le convertisseur à trois cellules nous distinguons huit modes opérants donnés par

[  $Q = q_1, q_2, q_3, q_4, \dots, q_8$  ] Chaque mode est défini sur l'espace de  $X_{qi} = \mathbb{R}^2, \forall q_i \in Q$

En chaque mode, la vectrice fonction  $f_q$  est linéaire.

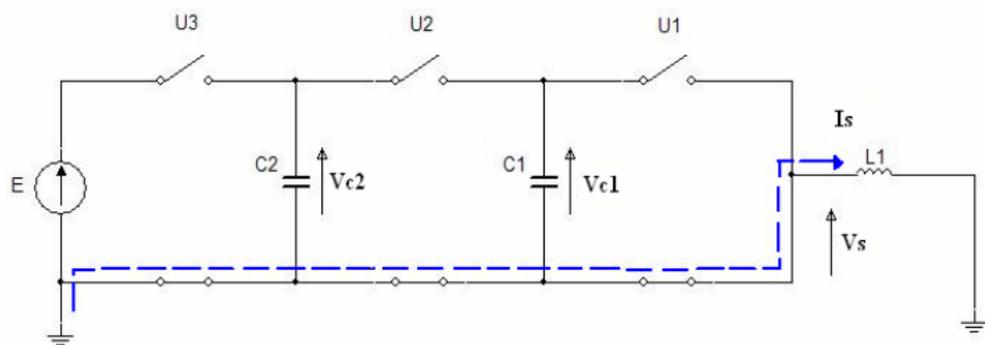
Ici la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode sous la forme :

$$f_q(X) = A(q)X + b(q) \quad (IV.6)$$

Où  $X$  représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état du système

$X [V_{c1} \ V_{c2} \ I]^T$ . Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

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



**Figure IV.2** : Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_1$

$$f_{q_1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x \quad (IV.7)$$

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

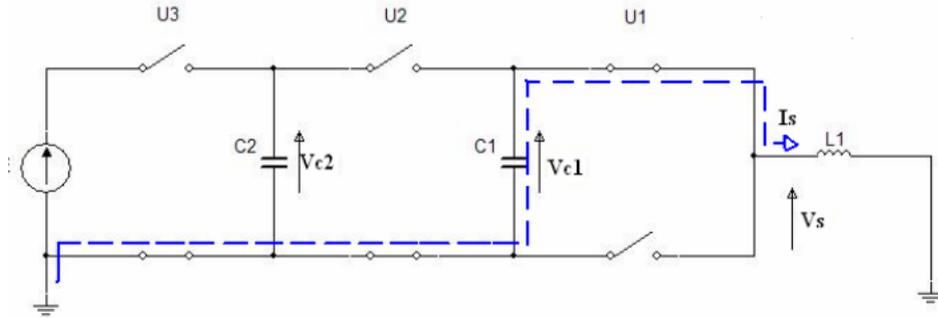


Figure IV.3 : Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_2$

$$f_{q_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x \quad (IV.8)$$

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

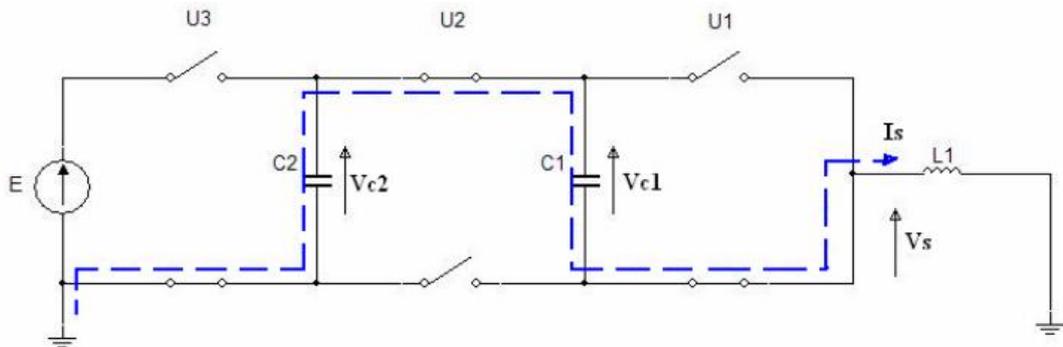


Figure IV.4 : Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_3$

$$f_{q_3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \\ -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x \quad (IV.9)$$

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

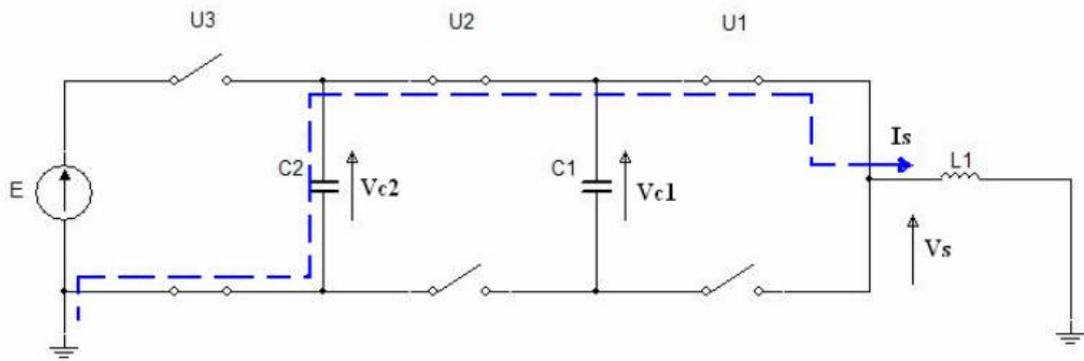


Figure IV.5 : Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_4$

$$f_{q_4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \\ 0 & \frac{1}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x \quad (IV.10)$$

- Mode  $q = q_5$  : avec  $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T=[001 \ ]^T)$

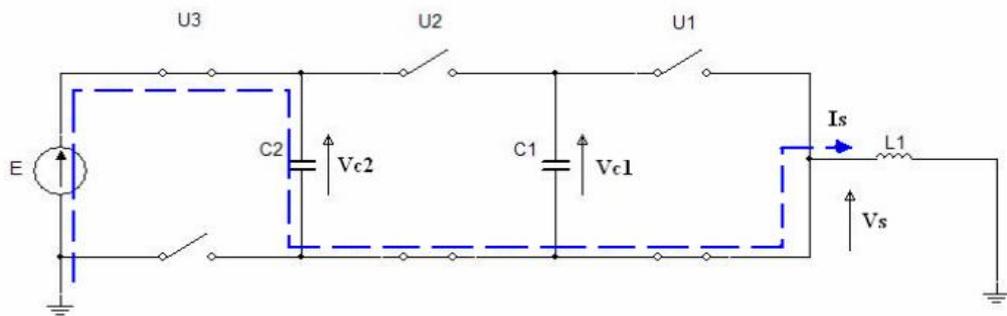
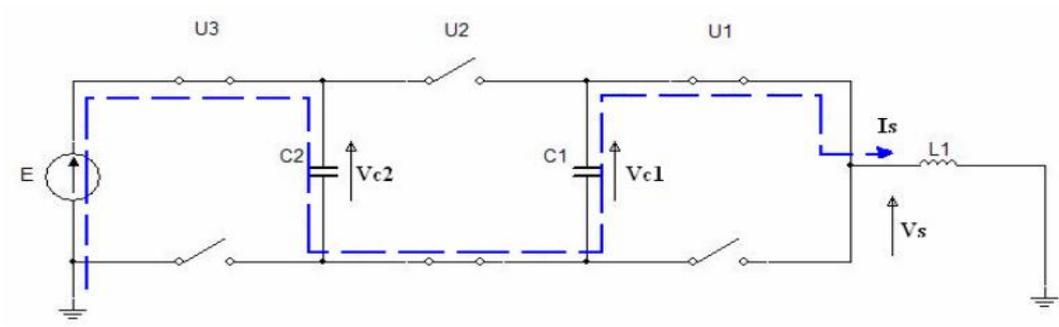


Figure IV.6 : Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_5$

$$f_{q_4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \\ 0 & \frac{1}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

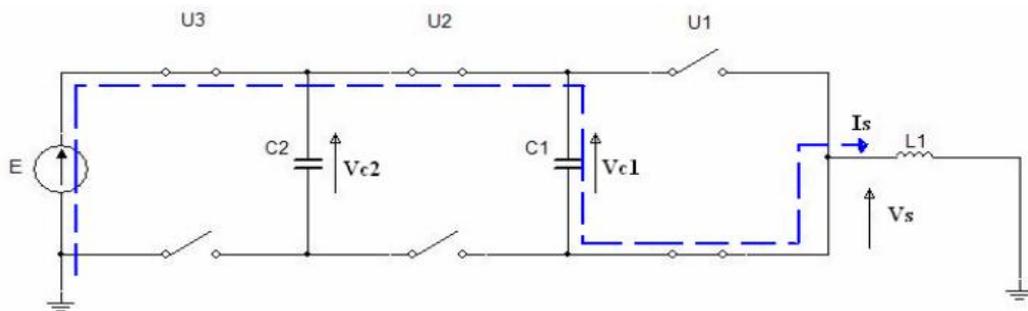
- Mode  $q = q_6$  : avec  $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T=[101 \ ]^T)$



**Figure IV.7 :** Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_6$

$$f_{q_6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

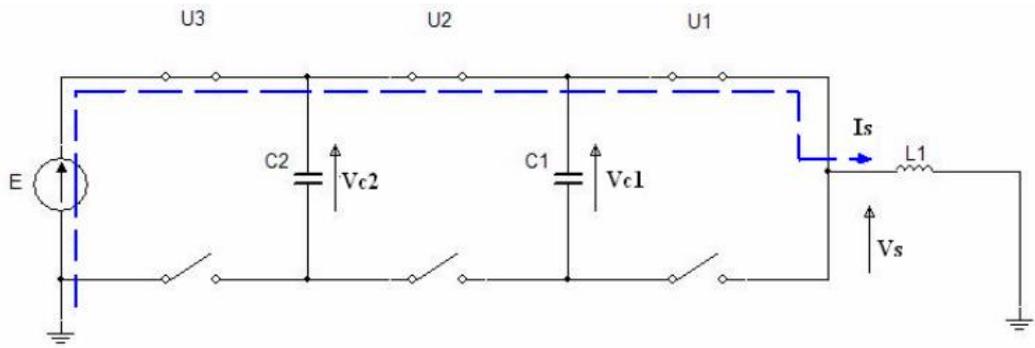
- Mode  $q = q_7$  : avec ( $u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T=[011 \ ]^T$ )



**Figure IV.8 :** Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_7$

$$f_{q_7} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L} & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

- Mode  $q = q_8$  : avec ( $u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T=[111 \ ]^T$ )



**Figure IV.9 :** Convertisseur à trois cellules dans le mode  $q_8$

$$f_{q_8} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Les ensembles de transitions sont définis par:

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

Les conditions possibles des transitions entre les divers modes sont définies par les ensembles selon :

$$G(q_1, q_2) \{x = R^3: [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (\text{IV.16})$$

$$G(q_2, q_1) \{x = R^3: [(I > I_{ref}^+)]\} \quad (\text{IV.17})$$

$$G(q_1, q_3) \{x = R^3: [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (\text{IV.18})$$

$$G(q_3, q_1) \{x = R^3: [(I > I_{ref}^+)]\} \quad (\text{IV.19})$$

$$G(q_1, q_5) \left\{ \begin{array}{l} x = R^3: [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \vee \\ [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \end{array} \right\} \quad (\text{IV.20})$$

$$G(q_5, q_1) \{x = R^3: [(I > I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})]\} \quad (\text{IV.21})$$

$$G(q_2, q_4) \{x = R^3: [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)]\} \quad (\text{IV.22})$$

$$G(q_4, q_2) \{x = R^3: [(I > I_{ref}) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^-)]\} \quad (\text{IV.23})$$

$$G(q_2, q_6) \{x = R^3: [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-)]\} \quad (\text{IV.24})$$

$$G(q_6, q_2) \{x = R^3: [(V_{c2} > V_{c2ref}^+)]\} \quad (\text{IV.25})$$

$$G(q_3, q_4) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (IV.26)$$

$$G(q_4, q_3) \{ \mathcal{X} = R^3: [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)] \} \quad (IV.27)$$

$$G(q_3, q_7) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (IV.28)$$

$$G(q_7, q_3) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (I > I_{ref})] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (IV.29)$$

$$G(q_4, q_8) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(I > I_{ref}) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-)] \vee \\ [(V_{c2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref})] \end{array} \right\} \quad (IV.30)$$

$$G(q_8, q_4) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(I > I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \end{array} \right\} \quad (IV.31)$$

$$G(q_5, q_6) \{ \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \} \quad (IV.32)$$

$$G(q_6, q_5) \{ \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \} \quad (III.33)$$

$$G(q_5, q_7) \{ \mathcal{X} = R^3: [(I < I_{ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)] \} \quad (IV.34)$$

$$G(q_7, q_5) \{ \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \} \quad (IV.35)$$

$$G(q_6, q_8) \{ \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \} \quad (IV.36)$$

$$G(q_8, q_6) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (I < I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (IV.37)$$

$$G(q_7, q_8) \{ \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \} \quad (IV.38)$$

$$G(q_8, q_6) \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{X} = R^3: [(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \vee \\ [(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \end{array} \right\} \quad (IV.39)$$

La Figure suivant présente le modèle hybride du convertisseur à trois cellules. La dynamique de chaque mode est représentée à l'intérieur de chaque cercle, et les conditions de transition sont indiquées au-dessus des flèches (avec  $T_{ij} = G(q_i, q_j)$ ). Lorsqu'une condition de transition est satisfaite, le système effectue une transition vers un autre mode. Les conditions d'invariance et de transition établies précédemment sont fournies pour garantir le

réglage des tensions flottantes  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ , et du courant de charge  $I$  autour des valeurs de référence. Cette modélisation hybride permet de représenter de manière détaillée les différentes dynamiques du système et de développer des stratégies de contrôle appropriées pour maintenir les variables à des niveaux souhaités.

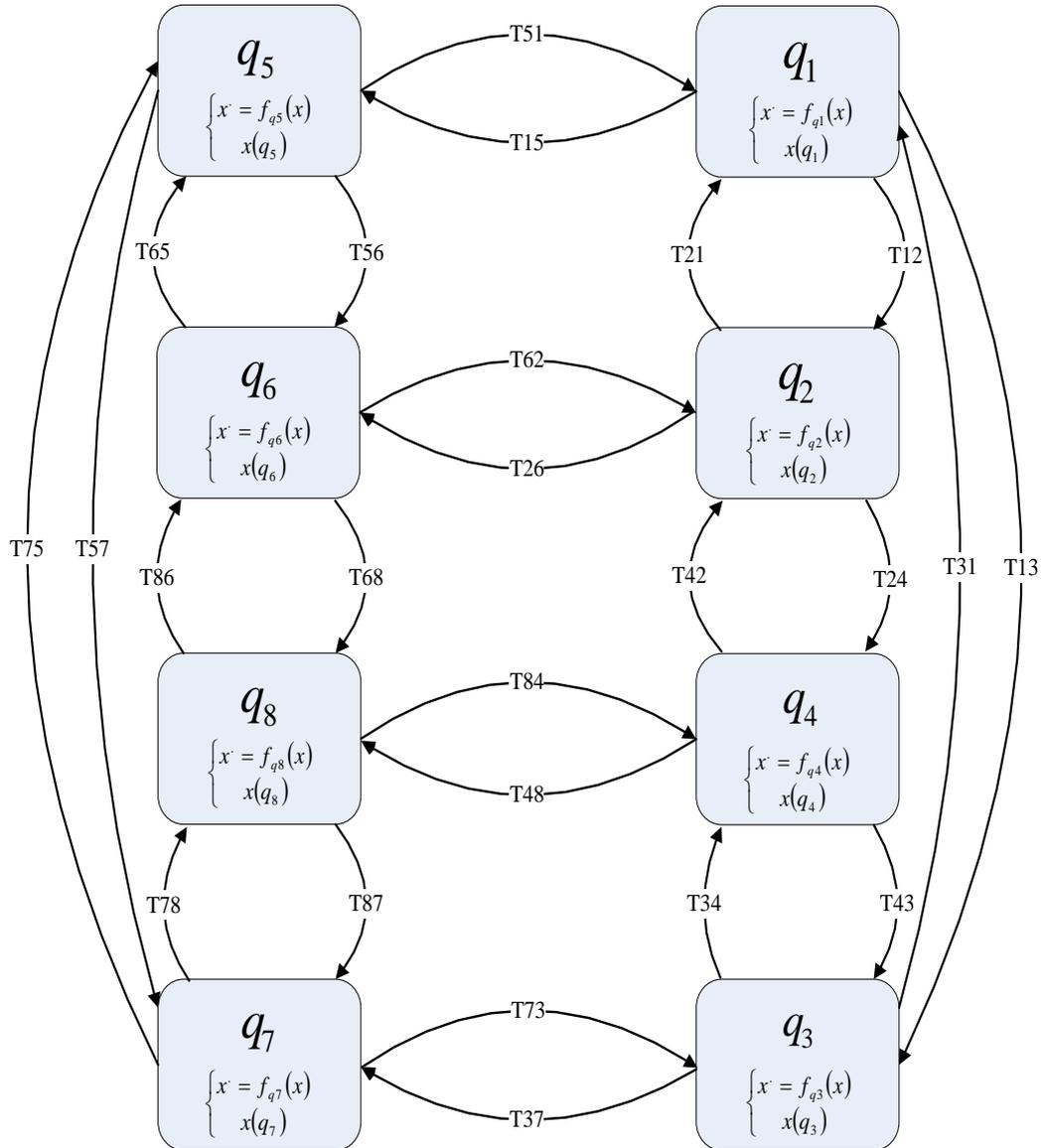


Figure IV.10 : Le modèle hybride du convertisseur à trois cellules.

### IV.3. Analyse de la commande hybride d'un convertisseur à trois cellules

#### IV.3.1. Simulation des systèmes hybrides

Nous utilisons le logiciel Matlab, qui fournit des fonctionnalités de modélisation et de simulation de systèmes hybrides pour valider le modèle hybride proposé ainsi que le contrôle des variables d'état du système  $[V_{c1ref}, V_{c2ref}, I_{ref}]$ , l'outil bien connu de simulation de systèmes continus, Simulink, peut être intégré avec Stateflow qui est un outil de simulation pour les systèmes qui dépendent d'événements. La figure suivant montre le diagramme Simulink-Stateflow d'un système hybride .

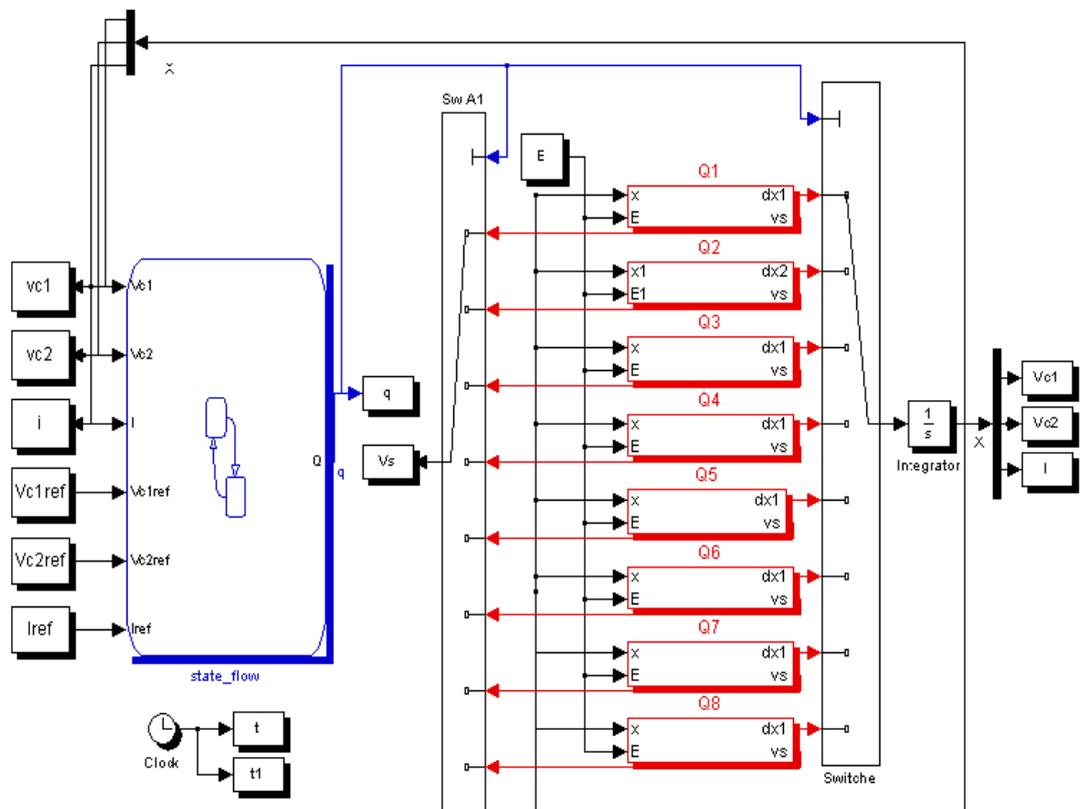


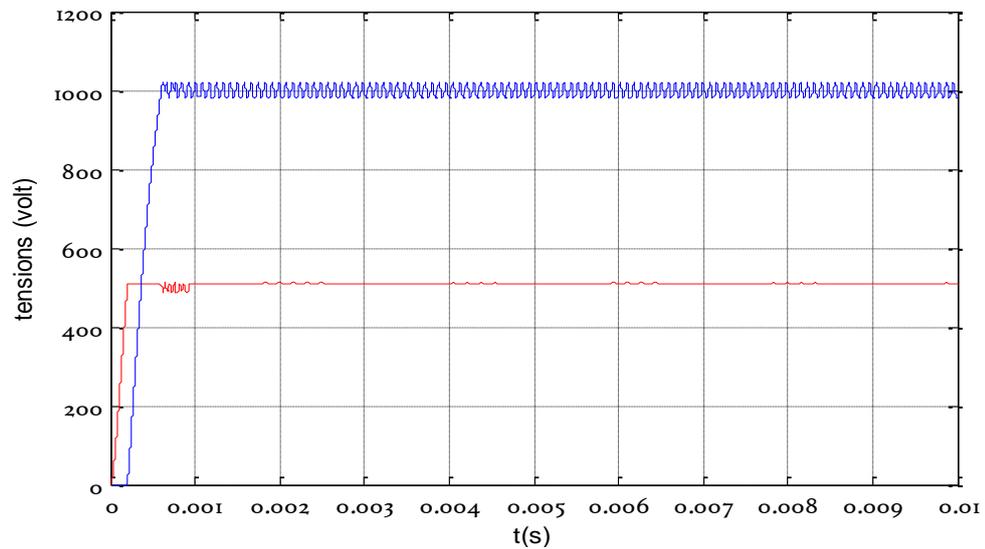
Figure IV.11 : Schéma Simulink-Stateflow d'un convertisseur à trois cellules

#### IV.3.2. Les résultats de la simulation :

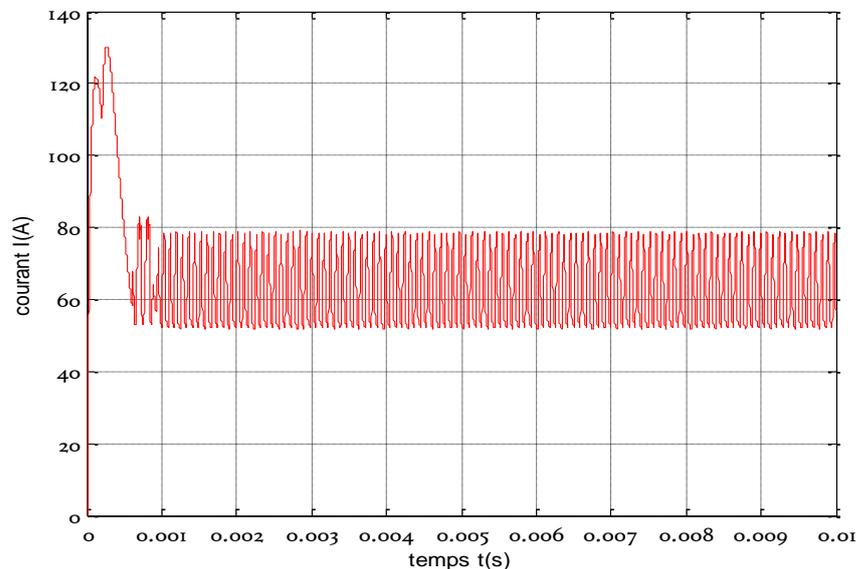
Nous validons le modèle hybride proposé ainsi que la commande des variables d'état du système  $[V_{1ref}, V_{2ref}, I_{ref}]$  à l'aide de Simulink - Stateflow, qui offre des outils pour la modélisation et la simulation des systèmes hybrides. La simulation a été réalisée en utilisant les paramètres dans le tableaux suivants :

<b>E</b>	1500 v	$I_{ref}$	60A
<b>L</b>	0.5mH	$i_1 \varepsilon$	$0.02 V_{c1ref}$
<b>R</b>	$10\Omega$	$i_2 \varepsilon$	$0.02 V_{c2ref}$
<b>C<sub>1</sub>,C<sub>2</sub></b>	40 $\mu$ F	$i\Delta$	$0.09 I_{ref}$

**Tableaux IV.1** : paramètres de modélisation hybride



**Figure IV.12** : Evolution des tensions Vc1etVc2



**Figure IV.13** : Evolution du courant de charge I

Les figures IV.12 et IV.13 illustrent la progression des tensions flottantes Vc1 et Vc2 ainsi que du courant de charge I au fil du temps. Les tensions Vc1 et Vc2 connaissent une croissance avant de se stabiliser autour des valeurs de référence. En comparaison, le courant

augmente de manière plus rapide que les tensions flottantes, et il présente des fluctuations marquées près de sa valeur de référence. Ces variations sont attribuables au laps de temps minimal entre les changements. La stabilisation du courant intervient après l'équilibrage des tensions internes  $V_{c1}$  et  $V_{c2}$ .

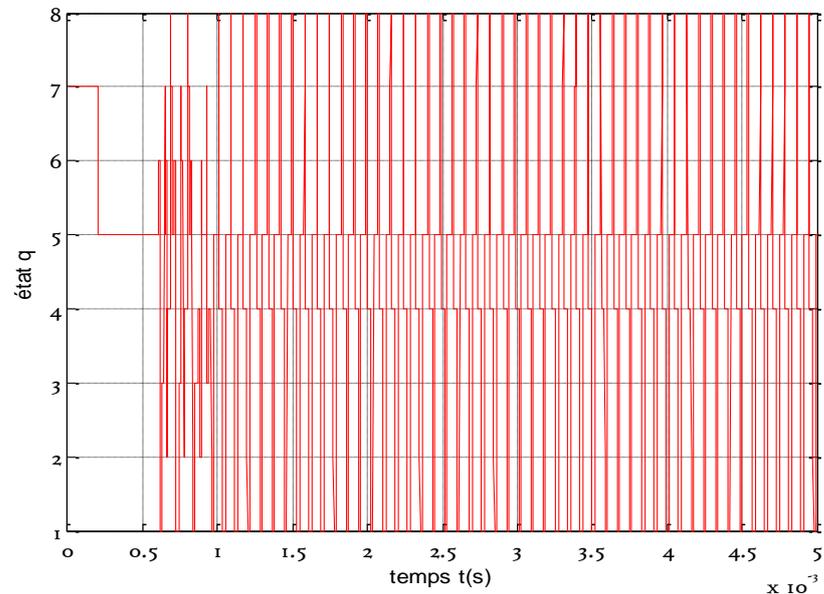


Figure IV.14 : Evolution des transitions

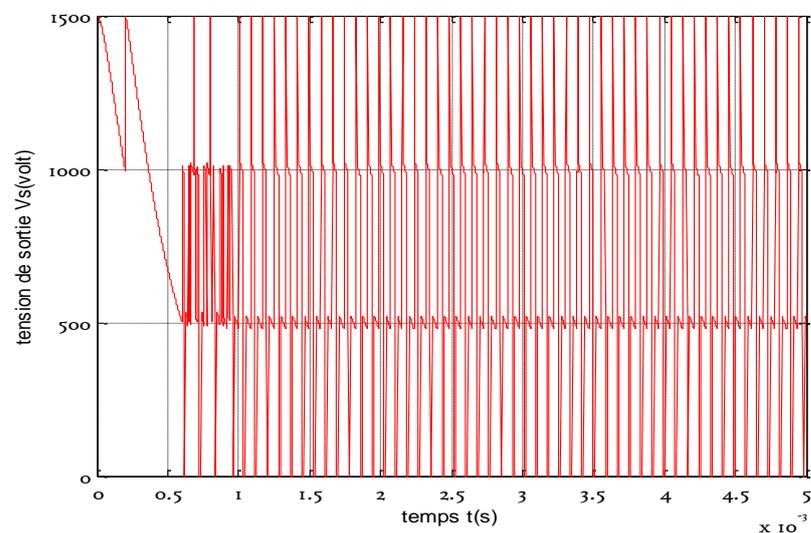


Figure IV.15 : Evolution de la tension de sortie  $V_s$

Les Figures IV.14 et IV.15 illustrent l'évolution des transitions ainsi que la tension de sortie du système. Initialement, les valeurs sont initialisées à zéro à l'état q8. On effectue une commutation vers le mode q7 pour charger le condensateur C1, puis vers le mode q5 pour

charger le condensateur C2. Après que le courant se soit stabilisé, le cycle est répété. De plus, on observe la réalisation des quatre niveaux de tension en sortie : 0,  $E/3$ ,  $2E/3$  et  $E$ . Ces observations mettent en évidence le fonctionnement bien coordonné du système, avec des transitions contrôlées entre les modes et l'obtention des niveaux de tension souhaités en sortie.

### **IV.4. Conclusion :**

Le convertisseur à trois cellules peut être représenté sous une forme hybride du fait de la coexistence de deux états : un état continu déterminé par les variables continues et un état discret résultant des divers interrupteurs.

Dans ce chapitre, nous avons introduit une modélisation hybride dans le but d'améliorer la commande de notre système. Cette nouvelle approche de modélisation nous a permis de tenir compte des deux modes de fonctionnement pour obtenir des informations plus précises.

Afin de mettre en œuvre ce type de commande, il est impératif de disposer en temps réel des valeurs des tensions aux bornes des condensateurs ainsi que du courant de charge. Pour atteindre cet objectif, il est possible soit de mesurer ces grandeurs, soit de les estimer.

# **Conclusion Générale**

## Conclusion générale

---

Notre thèse de fin d'études porte sur le diagnostic et le contrôle des onduleurs multicellulaires en utilisant à la fois la modélisation en mode glissant et la modélisation hybride. La stratégie de contrôle adoptée vise à réguler la tension de sortie et à assurer le contrôle du courant de charge. Nous avons également souligné l'importance de moduler le régime de commutation des convertisseurs multicellules à l'aide de la fonction Lyapunov et des modes glissants. Enfin, nous avons appliqué ces concepts à un modèle de convertisseur à trois cellules et obtenu des résultats positifs.

La structure de ce type de transformateur offre des avantages tels qu'une puissance élevée et de meilleures performances dynamiques par rapport aux structures traditionnelles.

Nous commençons par introduire quelques concepts de base sur les commutateurs multi-cellules et leur évolution, ainsi que quelques topologies de commutateurs multi-cellules multi-niveaux.

Dans la deuxième partie, nous avons abordé les différents modèles de transformateurs multicellulaires, dont le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique, en fonction de la stratégie de contrôle à mettre en œuvre. J'ai proposé un modèle spécifique de convertisseur à trois cellules, montrant qu'il se prête à la modélisation.

Enfin, nous avons implémenté avec succès un contrôle par mode glissant pour stabiliser le système à l'aide du théorème de Lyapunov. Nous avons ensuite conçu le système en utilisant une modélisation hybride et obtenu des résultats cohérents avec nos objectifs. Cette thèse a démontré l'efficacité de la stratégie de contrôle dans ce modèle de transformateur multicellulaire.

## Références

- [01] H. Guldmir. Sliding Mode Control of DC-DC Boost Converter. Journal of Applied Sciences 5 (3): 588-592, 2005
- [02] M. Aimé. « Evaluation et Optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [03] G. Gateau. « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série, Commande non linéaire et commande floue ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [04] Nabila Adjissi ,and Belkacem Sait «Monitoring of Multicell Converter and DC Motor» Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 86, 159–176, 2020
- [06] (Diagnostic et commande des convertisseurs multicellulaires (2) )
- [07] (CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES ALIMENTÉS PAR TRANSFORMATEURS MULTI-SECONDAIRES BASSE-FRÉQUENCE)
- [08][ "Multilevel Converters for Industrial Applications" par Leon M. Tolbert et al., 2019.]
- [09][ "Recent Advances in Multilevel Inverters: A Comprehensive Survey" par Shrivastava et al., 2020.]
- [10] [ "Multilevel Converters: A Topology Survey" par Pedro Rodríguez et al., 2009.]
- [11] [Control Techniques for Converters with Floating Diodes" par P. L. Sen et al., 1998.]
- [12] [ "Multilevel Converters" par Dushan Boroyevich et al., 2003.]
- [13][ "Multicellular Systems: Methods and Protocols" par Alexander A. Anderson et Paul K. Newton (Eds), 2014.]
- [14] "Instantaneous Modal Analysis of Modular Multilevel Converters" par Y. Xing, J. Ma, X. Xie, C. Liu, et B. Ge. (Conférence : IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2014)
- [15] M. N. S. Swamy et al., "Mean Value Modeling of Power Electronic Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 1990.
- [16] "Averaged Switch Modeling of Multilevel Converters" by Huai Wang, Bin Wu, and Jinjun Liu
- [17] N. R. Watson et al., "Harmonics in power systems: Causes, effects and control", IEEE Transactions on Power Delivery, 2002.
- [18] D. Pinon. « Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant ».

- [19] K. Benmansour, «Contribution à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.
- [20]. M. Aimé, « Evaluation et Optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003
- [21] J.-J. E. Sloting, W. Li. «Applied Nonlinear Control », Prentice Hall (New Jersey) ISBN 3-540-50601-2. 1991.
- [22] Bartolini, G., Ferrara, A., & Usai, E. (2001). Adaptive sliding mode control of nonlinear systems. *Automatica*, 37(9), 1233-1239.
- [23] Mickaël RODRIGUES, "Diagnostic Et Commande Active Tolérante Aux Défauts Appliqués Aux Systèmes Décrits Par Des Multi-Modèles Linéaires", thèse de doctorat, UHP Nancy, 2005
- [24] Messaoud CHAKIR " Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP", Thèse de magister, ENP Alger, 2006.
- [25] [hybrid modeling of legged robots: A review" par Wu et al. (2018), dans le journal "Mechanism and Machine Theory".]
- [26] [ "Hybrid Modeling of Air Pollution Dispersion: A Review" par Brankov et al. (2020), dans le journal "Atmosphere".]
- [27] [ Etude et Régulation d'un Convertisseur Boost Elévateur DC-DC Appliqué au Système Photovoltaïque YAGOUB Nadjat MESSALTI Ghaniya Année Universitaire 2021/2022 ]
- [28] [ COMMANDE ET OBSERVATION HYBRIDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES BEDJA SeghiraHadia CHOUIKI Fawzi Soutenu publiquement en juin 2007]
- [29] ["Hybrid Automata: An Algorithmic Approach to the Specification and Verification of Hybrid Systems" par Rajeev Alure et Thomas A. Henzinger, 1996.]
- [30] ["Introduction to Hybrid Dynamical Systems" par Alain Girard, 2019

