

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**Département d'automatique**  
Laboratoire de Commande des Processus



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

**Projet de fin d'étude**



En vue de l'obtention du diplôme

**D'ingénieur d'Etat en Automatique**

**THEME**

**DIAGNOSTIC DES CONVERTISSEURS  
MULTICELLULAIRES**

**Proposé et dirigé par :**

M.S. BOUCHERIT    Professeur à l'ENP  
K. BENMANSOUR    Docteur à l'ENP

**Etudié par :**

BENMERABET Mourad  
MOKRETARI Nassim

**Juin 2013**

**Ecole Nationale Polytechnique**  
10, Avenue Hassen Badie, El-Harrach, Alger

**Résumé :**

Ce présent travail traite le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires série par l'approche hybride. Il représente une continuation des travaux précédents sur ce thème de recherche. On a commencé par rappeler la modélisation de la structure multicellulaire afin d'utiliser un modèle instantané pour des fonctionnements hacheur et onduleur. Puis, ce modèle a été développé pour qu'il soit plus adapté à la nature hybride du convertisseur et ce pour faire la synthèse des lois de commande et des observateurs dont le but est de les exploiter dans le diagnostic à base d'observateur. Le diagnostic a été présenté en utilisant l'approche FDI pour détecter et localiser le défaut de type cellule du convertisseur. Une solution matérielle a été proposée pour garder la structure multicellulaire.

**Les mots clés :** Convertisseur Multicellulaire, Commande hybride, Commande par modes glissants, Observateur hybride par modes glissant, Diagnostic à base d'observateur FDI, Commande tolérante aux défauts

**Abstract :**

This thesis treats the diagnosis and fault tolerant control of serial multi cellular converters. It represents a continuation of previous works on this theme of research. We begin by reminding the modeling of multi cellular structure in order to use an instantaneous model for DC-DC and DC-AC conversions. Then, this model is developed to be more adaptable with the hybrid nature of this converter and to synthesize control laws and observers; where the aim is to exploit them in the diagnosis-based observer. The diagnosis uses the Fault Detection and Isolation approach of the converter. A hardware solution is proposed to keep the multi cellular structure of the converter.

**Keywords:** Multi cellular Converter, hybrid control, Sliding mode control, Hybrid sliding mode observer, Diagnosis based-observer, Fault tolerant control

**ملخص**

يتناول العمل المقدم التشخيص و التحكم المتسامح مع العيوب لصحولة الطاقة المتعددة الخلايا باستعمال المنهج الصيغ. و يمثل استمرارية للأعمال السابقة حول موضوع البحث هذا. ابتدئ بالتطهير بنمطية البنية متعددة الخلايا من أجل استحداث نموذج لحظي في استعمال تحويل مستمر-مستمر و مستمر-متناوب. ثم تم تطوير هذا النموذج لكي يتلاءم مع الطبيعة الصيغية لهذه المحولات من أجل القيام باستنباط جوانب التحكم و مراسد. و التي العاية منها هو توطينها في التشخيص على أساس المراسد. تم التطرق للتشخيص بالتتابع منصح : كشفه العيوب ثم فصلها (عيب نوع خلية). في هذا الصدد، تم اقتراح حلًا ماديًا للحفاظ على البنية متعددة الخلايا للمحول.

**كلمات المفتاح الأساسية :** محول متعدد الخلايا، تحكم صيغ، تحكم انزلاقي، مرصاد صيغ انزلاقي، تشخيص على أساس المراسد،

Nous tenons à remercier Monsieur M.S. BOUCHERIT et Monsieur K. BENMONSOUR, encadreurs de ce travail, pour leur aide, leurs encouragements et leurs précieux conseils. Qu'ils trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nos plus vifs remerciements vont aux membres du jury. A Monsieur BERKOUK de nous avoir fait l'honneur de présider ce jury. A Monsieur O. BENZINEB d'avoir accepté de juger ce travail et nous avoir fait l'honneur de participer au jury.

Nous remercions aussi tous nos enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique et en particulier ceux du Laboratoire de Commande des Processus pour leur disponibilité, leurs conseils et leurs efforts.

---

---

*Liste des symboles.*

*Introduction générale.*

## **Chapitre I. *Principe et modélisation***

<b>Introduction .....</b>	<b>1</b>
<b>I.1. Structure des convertisseurs multicellulaires .....</b>	<b>2</b>
<b>I.2. Principe de fonctionnement .....</b>	<b>2</b>
<b>I.3. Modélisation des convertisseurs multicellulaires.....</b>	<b>3</b>
I.4.1. Modèle instantané .....	4
I.4.2. Modèle moyen.....	5
I.4.3. Modèle harmonique .....	6
I.4.4. Modèle hybride .....	7
<b>Conclusion .....</b>	<b>8</b>

## **Chapitre II. *Commande des convertisseurs multicellulaires***

<b>Introduction .....</b>	<b>9</b>
<b>II.1. Commande en boucle ouvert avec MLI .....</b>	<b>9</b>
II.1.1. Résultats de simulation .....	10
<b>II.2. Commande par mode glissant .....</b>	<b>12</b>
II.3.1.1 Résultat de simulation .....	13
II.3.1.2 Test de robustesse .....	14
<b>II.3. Commande découplant par Feedback Linearisation .....</b>	<b>17</b>
II.3.2. Linéarisation par bouclage et changement de coordonnées .....	17
II.3.2. Application de la commande découplante sur le Convertisseur .....	18
II.3.3. résultat de simulation .....	20
II.3.4. Test de robustesse .....	22
<b>II.4. Commande hybride d'un convertisseur multicellulaire.....</b>	<b>24</b>
II.4.1. Résultat de simulation .....	27
II.4.2. Test de robustesse .....	28
<b>Conclusion .....</b>	<b>30</b>

---

---

## Chapitre III. *Observation dans l'ensemble commande-convertisseur.*

<b>Introduction</b> .....	<b>31</b>
<b>III.1. Philosophie de la méthode</b> .....	<b>32</b>
<b>III.1.1. Travaux antérieur</b> .....	<b>32</b>
<b>III.2. Observation des convertisseurs multicellulaires</b> .....	<b>33</b>
<b>III.2.1 Observateur par mode de glissement</b> .....	<b>34</b>
III.2.1.1. Principe de fonctionnement de l'observateur .....	<b>34</b>
III.2.1.2. Dimensionnement de l'observateur .....	<b>34</b>
III.2.1.3. Résultat de simulation .....	<b>36</b>
III.2.1.4. Test de robustesse .....	<b>37</b>
<b>III.2.2 Observateur par mode de glissement d'ordre supérieur</b> .....	<b>40</b>
III.2.2.1. Principe de fonctionnement de l'observateur .....	<b>40</b>
III.2.2.2. Dimensionnement de l'observateur .....	<b>40</b>
III.2.2.3. Résultat de simulation .....	<b>41</b>
III.2.2.4. Test de robustesse .....	<b>42</b>
<b>III.2.3 Observateur adaptative</b> .....	<b>44</b>
III.2.3.1. Principe de fonctionnement de l'observateur .....	<b>44</b>
III.2.3.2. Dimensionnement de l'observateur .....	<b>45</b>
III.2.3.3. Résultat de simulation .....	<b>47</b>
III.2.3.4. Test de robustesse .....	<b>48</b>
<b>Conclusion</b> .....	<b>50</b>

*Conclusion générale.*

*Bibliographie*

---

# Table des Notations

- $V_{TB_k}$  : La tension aux bornes de l'interrupteur du bas de la  $k^{\text{ème}}$  cellule.  
 $E$  : La tension d'entrée.  
 $V_s$  : La tension de sortie appliquée à la charge  $RL$ .  
 $i_s$  : Le courant de charge dans le récepteur  $RL$ .  
 $u_k$  : L'état de la cellule  $k$  (l'état de l'interrupteur  $u_k$ )  
 $V_{C_k}$  : Tensions internes aux bornes des condensateurs  $C_k$   
 $V_{TB_k}$  : La tension aux bornes de l'interrupteur du bas de la  $k^{\text{ème}}$  cellule  
 $\alpha_k$  : Valeur moyenne de  $u_k$  sur une période de découpage.  
 $T_d$  : Période de découpage.  
 $f_d$  : Fréquence de découpage.  
 $\alpha$  : Rapports cycliques.  
 $S_i$  : Surfaces de glissement.  
 $X$  : Vecteur d'états du système.  
 $f(x)$  et  $g(x)$  : Champs de vecteurs lisses.  
 $h(x)$  : Fonction scalaire lisse.  
 $L_f h$  et  $L_g h$  : Dérivées de Lie de  $h(x)$  vis-à-vis de  $f(x)$  et de  $g(x)$  respectivement.  
 $E(X)$  : Matrix de découplage de système MIMO.  
 $[v_1 \dots v_m]^T$  : Nouvelles entrées du système après linéarisation.  
 $K_I$  et  $K_P$  : Paramètres du régulateur PI.  
 $q_i$  : Modes de fonctionnement du modèle hybride.  
 $f_{q_i}(X)$  : Dynamiques continue de  $q_i$ .  
 $T_{ij}$  ou  $T(i, j)$ : Transition de  $q_i$  à  $q_j$ .  
 $\hat{x}$  : Estimée du vecteur d'état  $x$ .  
 $f(\hat{x}, u)$  : Estimée de la fonction  $f(\hat{x}, u)$  à l'aide des  $\hat{x}$ .  
 $\mathcal{L}_i$  : Gains corrective de l'observateur par mode glissant.  
 $e_i = \hat{y}_i - y_i$  : Erreur d'observation.  
 $S = I - \hat{I}$  : Surface de glissement.  
 $\hat{V}_{c1}, \hat{V}_{c2}, \hat{I}$  : Les estimées des états.  
 $k_i$  : Constantes de Lipschitz positive.  
 $\varphi_{u,x0}$  : Matrice de transition du système.  
 $q$  dans  $f(t, x, q)$  : Séquence de commande prenant uniquement des valeurs discrètes.  
 $P1$  et  $P2$  : Matrices définies symétriques positives.  
 $r_i$  : nième résidu.  
 $e_1^+$  :  $e_1/vc1ref$   
 $e_2^+$  :  $e_2/vc2ref$   
 $e_3^+$  :  $I/Iref$

# Introduction Générale

En industrie, un grand nombre de procédés s'appuie sur des entraînements électriques à vitesse variable. Mis à part les systèmes mécaniques, qui subissent souvent des dommages dus à des agents extérieurs, les dispositifs les plus sensibles à différents dommages sont les appareils d'électronique de puissance, c'est parmi ces appareils d'électronique de puissance qu'on trouve les convertisseurs statiques.

Et c'est parmi ces convertisseurs statiques qu'on trouve le convertisseur multicellulaire série, une invention brevetée par Meynard et Foch au début des années 90 et pensée comme une solution permettant d'atteindre les niveaux de tensions désirés avec des composants d'électronique de puissance disponibles sur le marché. Ce convertisseur présente plusieurs caractéristiques parmi lesquelles l'évolution de la tension de sortie sur plusieurs niveaux fraction de la pleine tension d'entrée, ce qui l'intègre dans la famille des structures multiniveaux. Sa structure permet aussi de répartir la contrainte en tension sur les différents interrupteurs ce qui assure une transmission haute tension avec protection des commutateurs.

L'objectif de ce travail consiste en la familiarisation avec les convertisseurs statiques, leurs modélisations, leurs commandes ainsi que recenser d'une part les travaux qui ont été fait sur le diagnostic des CMC et d'autre part continuer dans la lancé de ces travaux.

Le travail a été ainsi organisé en cinq chapitres :

- Dans le chapitre 1 nous nous intéresserons au principe de fonctionnement du convertisseur multicellulaire ainsi qu'à sa modélisation.
  - Dans le chapitre 2 nous aborderons la commande en BO et en BF des convertisseurs multicellulaires
  - Dans le 3em nous entamerons l'observation dans l'ensemble commande-convertisseur nécessaire au diagnostic de ce dernier.
-

# Chapitre I

## **Principe et Modélisation du Convertisseur Multicellulaire**

Les applications industrielles avec des puissances de quelques mégawatts emploient généralement des tensions de plusieurs kilovolts. Les études et le développement exécutés sur les convertisseurs multicellulaires au cours des dix dernières années ont montré d'excellentes caractéristiques. Le convertisseur multicellulaire permet de diviser la tension en la distribuant sur plusieurs cellules en série. Ce sont des systèmes particulièrement intéressants pour des applications de forte puissance avec des hautes tensions car ils permettent d'améliorer la qualité spectrale de la tension découpée et les performances dynamiques. Sa fonction est d'alimenter une charge passive (R-L).

## I.1. Structure du Convertisseur multicellulaire

Introduite en 1992 par T. Meynard et H. Foch, le convertisseur multicellulaire est alors une nouvelle structure des convertisseurs multi-niveaux. Basée sur la mise en série de cellules de commutation, cette structure a été imaginée dans le double but de générer une tension de sortie multinationale, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. Cette structure peut être aussi adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur, en demi pont ou en pont complet. [1]

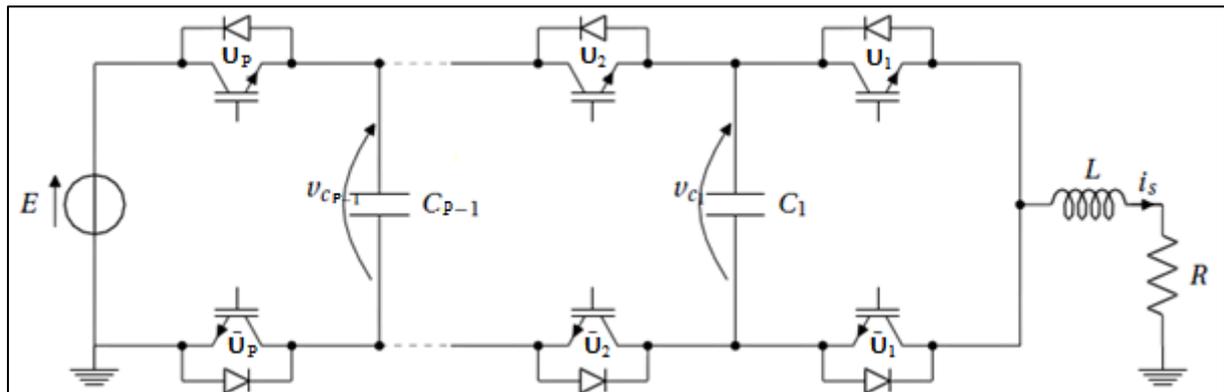


Figure 1.1. Convertisseur Multicellulaire à p niveaux

La figure 1.1 représente la structure d'un convertisseur multicellulaire à p niveaux, chaque paire d'interrupteurs situés sur la même verticale forme une cellule de commutation et sont commandés de manière complémentaire. Toutes les combinaisons de signaux de commande respectant cette complémentarité étant autorisées, nous aurons alors  $2^p$  états possibles pour la commande. Dans son fonctionnement habituel, les tensions aux bornes des condensateurs  $C_k$  sont équilibrées et valent :

$$V_{C_k} = \frac{k}{p} E$$

Ceci implique une fraction de la tension bloquée par chaque interrupteur égale à :

$$U_{\text{blocage}} = V_{C_k} - V_{C_{k-1}} = \frac{E}{p}$$

Cela présente un grand avantage à savoir la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie.

## I.2. Principe de fonctionnement

La tension  $V_s$  appliquée à la charge RL résulte du choix des  $n$  commandes  $u_k$  des

interrupteurs. En effet si nous appelons  $V_{TB_k}$  la tension aux bornes de l'interrupteur du bas de la  $k^{\text{ème}}$  cellule, nous obtenons:

$$V_s = \sum_{k=1}^p V_{TB_k} = \sum_{k=1}^p u_k V_{cell_k}$$

Nous tirons alors la formule de la tension de sortie qui est une combinaison linéaire de la tension d'entrée  $E_s$  et des tensions flottantes ( $V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{n-1}}$ ):

$$V_s = \sum_{k=1}^p (u_k - u_{k+1})V_{C_k} + u_n E_s$$

Dans un fonctionnement équilibré où les  $p$  tensions cellulaires sont identiques, nous avons :

$$V_s = \frac{E_s}{n} \sum_{k=1}^p u_k$$

Ainsi la tension de sortie  $V_s$  prend ses valeurs dans l'ensemble:

$$S = \left\{ 0, \frac{E_s}{n}, \frac{2E_s}{n}, \dots, \frac{(n-1)E_s}{n}, E_s \right\}$$

L'évolution des tensions internes  $V_{C_k}$  ( $k = 1$  à  $n$ ) est donnée par la valeur du courant  $i_{C_k}$  de chaque condensateur  $C_k$  :

$$i_{C_k} = C_k \frac{dV_{C_k}}{dt}$$

Ce courant étant lui-même déterminé par la configuration de ses deux cellules adjacentes et du courant de charge, en effet, ce dernier peut s'écrire:

$$i_{C_k} = (u_{k+1} - u_k)i_s$$

Avec:

$i_s$ : Le courant de charge dans le récepteur  $RL$ .

$u_k$ : L'état de la cellule  $k$  (l'état de l'interrupteur  $u_k$ ).

la tension du condensateur flottant évolue donc avec une dérivée proportionnelle au courant de charge  $i_s$ :

$$\frac{dV_{C_k}}{dt} = \frac{1}{C_k} (u_{k+1} - u_k)i_s$$

### I.3. Modélisation du Convertisseur Multicellulaire

Plusieurs modèles ont été développés pour le convertisseur multicellulaire dans le monde de la recherche et le choix d'un modèle dépend principalement de l'objectif visé, la loi de commande que nous voulons développer et la conception d'observateur. Nous distinguons quatre modèles principaux: le modèle instantané, le modèle moyen, le modèle harmonique et le

modèle hybride.

### I.3.1. Modèle Instantané

Ce premier modèle représente fidèlement l'état des cellules du convertisseur à tout instant. Il est basé sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs (passant ou bloqué) du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage.

Les hypothèses retenues pour la mise en oeuvre du modèle aux valeurs instantanées d'un convertisseur multicellulaire série sont :

- Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite, temps morts et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire.
- La tension d'alimentation  $E$  est constante.

Le modèle instantané présentant le convertisseur (avec une charge R-L) sous forme d'équations d'état est défini par:

$$\begin{cases} \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{(u_2 - u_1)}{C_1} i_s \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{(u_3 - u_2)}{C_2} i_s \\ \vdots & \vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(u_p - u_{p-1})}{C_{p-1}} i_s \\ \frac{di_s}{dt} &= \frac{(u_1 - u_2)}{L} v_{C_1} + \frac{(u_2 - u_3)}{L} v_{C_2} + \dots + \frac{(u_{p-1} - u_p)}{L} v_{C_{p-1}} + \frac{u_p}{L} E - \frac{R}{L} i_s \end{cases}$$

Ce système d'équation représente le modèle instantané d'un convertisseur à  $p$  cellules et peut être représenté sous la forme d'une équation d'état qu'on appelle modélisation affine [2] :

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

Où:

$$X = \begin{bmatrix} v_{C_1} \\ v_{C_2} \\ \vdots \\ v_{C_{p-1}} \\ i_s \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}$$

Et avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \text{ et } B(X) = \begin{bmatrix} \frac{-x_p}{C_1} & \frac{x_p}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{-x_p}{C_2} & \frac{x_p}{C_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-x_p}{C_{p-1}} & \frac{x_p}{C_{p-1}} \\ \frac{x_1}{L} & \frac{x_2 - x_1}{L} & \frac{x_{p-1} - x_{p-2}}{L} & \dots & \frac{E - x_{p-1}}{L} \end{bmatrix}$$

Il est clair que ce système d'état est un système non-linéaire car la matrice  $B$  dépend des ordres de commande. De plus, le problème majeur d'une telle représentation est que la commande est discontinue.

### I.3.2. Modèle Moyen

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

Les hypothèses retenues pour la mise en oeuvre du modèle aux valeurs moyennes d'un convertisseur multicellulaire sont :

- Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite, temps morts et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire.
- La tension d'alimentation  $E$  est constante.
- Les valeurs des condensateurs flottants  $C_i$  sont telles que les tensions à leurs bornes  $V_{C_i}$  sont constantes sur une période de découpage.
- Le courant de charge  $I_{ch}$  est constant sur une période de découpage et correspond à la valeur moyenne de celui-ci sur cette même période.

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

Nous en déduisons le modèle moyen :

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + E(\langle X \rangle)U$$

Ce remplacement 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  $p$  cellule peut s'écrire donc:

$$\begin{cases} \langle \dot{x}_1 \rangle &= \frac{1}{c_1} (\alpha_2 - \alpha_1) \langle x_1 \rangle \\ \langle \dot{x}_2 \rangle &= \frac{1}{c_2} (\alpha_3 - \alpha_2) \langle x_2 \rangle \\ \vdots & \\ \langle \dot{x}_{p-1} \rangle &= \frac{1}{c_{p-1}} (\alpha_p - \alpha_{p-1}) \langle x_{p-1} \rangle \\ \langle \dot{x}_p \rangle &= -\frac{(\alpha_2 - \alpha_1)}{L} \langle x_1 \rangle - \dots - \frac{(\alpha_p - \alpha_{p-1})}{L} \langle x_{p-1} \rangle - \frac{R}{L} \langle x_p \rangle + \frac{\alpha_p}{L} E \end{cases}$$

Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage mais présente l'inconvénient d'être basée sur la valeur moyenne donc de privilégier des évolutions lentes. Elle fut la première à être utilisée pour définir des commandes pour le convertisseur multicellulaire. [3]

### I.3.3. Modèle Harmonique

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

Son principe est de déterminer à partir de la connaissance des signaux de commande ( $\alpha_i$  et  $\phi_i$  avec  $i = 1, \dots, p$ ) la phase et l'amplitude des harmoniques aux bornes des interrupteurs du bas. L'harmonique de la tension de sortie est donc obtenue en sommant ces tensions.

En fonction des caractéristiques de la charge et en supposant que le courant est en régime permanent (constante de temps de la charge inférieure à la période de découpage), nous déterminons les harmoniques du courant dans la charge qui permettent de déterminer l'évolution des tensions des condensateurs. L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A(\alpha, \phi)X + E(X, \alpha, \phi)U$$

Où:

- $\alpha = [\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_p]^T$  correspond au vecteur des rapports cycliques,
- $\phi = [\phi_1 \phi_2 \dots \phi_p]^T$  correspond au vecteur des phases.

Notons que le vecteur d'état est de dimension  $p - 1$  vu que le courant de charge est supposé en régime permanent, cette supposition est la limitation principale de ce modèle.

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

### I.3.4. Modèle Hybride

Le convertisseur multicellulaire présente plusieurs configurations, par combinaison des différents états des cellules, qui peuvent commuter entre elles poursuivre un fonctionnement désiré. En considérant les interrupteurs utilisés idéaux, chaque configuration présente une évolution particulière des variables continues du système (tensions et courants) décrite par un système d'équations linéaires. Cette interaction entre des variables continues et d'autres discrètes donne au système global une nature hybride. En effet, le convertisseur multicellulaire peut être représenté par un ensemble de sous systèmes continus gouvernés par un ensemble de transitions discrètes, ce qui permet d'adopter la théorie des systèmes dynamique hybrides pour la modélisation comme nous allons le voir dans les chapitres suivants.

De manière générale, un système hybride est décrit par l'interaction d'une dynamique continue dont le comportement est décrit par des équations différentielles continues et d'une dynamique à événement discret décrite des équations aux différences.

Ainsi un système hybride est modélisé par un automate hybride :

$$H = (X, Q, \Sigma, T, C, (X_0, q_0))$$

Avec :

- $X$  : l'ensemble des variables continues. Cet ensemble inclut des variables observables (XOBS) et non observables (XNOBS).
- $Q$  : l'ensemble des états discrets du système. Chaque mode  $q_i \in Q$  représente un mode fonctionnel (de faute ou nominal) du système.
- $\Sigma$  : l'ensemble des événements discrets. Cet ensemble contient des événements commandables, des événements non commandables, ainsi que des événements de faute.
- $T : Q \times \Sigma \rightarrow Q$ , est la fonction de transitions du système.
- $C$  : l'ensemble des contraintes du système. Nous associons un sous ensemble  $C_i \in C$  à chaque mode fonctionnel  $q_i$  du système.
- $(X_0, q_0) \in X \times Q$  : la condition initiale du système hybride.

Le convertisseur multicellulaire possédant des variables continues (tensions, courants), et des variables discontinues (états des interrupteurs), ce qui le classe dans la catégorie des systèmes hybrides. Ainsi, une modélisation hybride de ce système est envisageable et permet au

convertisseur multicellulaire d'employer des outils puissants d'analyse et de synthèse pour une meilleure exploration des possibilités des contrôleurs.

Un meilleur développement du modèle hybride sera présenté dans la partie traitant sur la commande hybride.

## **Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons introduit la structure du convertisseur multicellulaire et les différents avantages de cette dernière par rapport à une structure classique. Nous avons ensuite détaillé les propriétés caractérisant cette structure et expliqué ainsi son principe de fonctionnement. Nous avons fini le chapitre par une présentation des différentes manières de modéliser un convertisseur multicellulaire développées dans la littérature.

# Chapitre II

## Commande du Convertisseur Multicellulaire

Les tensions aux bornes des condensateurs flottants d'un convertisseur multicellulaire ont un impact direct sur le fonctionnement des convertisseurs multicellulaires, ils doivent être équilibrés à leurs valeurs de  $\frac{k}{n}E$  de sorte à assurer une distribution équilibrée des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs de puissance. L'enjeu consiste à garantir un fonctionnement sécurisé en évitant les surtensions aux bornes des semi-conducteurs et à optimiser la qualité spectrale de la tension de sortie. Pour assurer ce fonctionnement, diverses méthodes de commande en boucle ouverte et en boucle fermée ont été développées. Ainsi, l'utilisation efficace d'un convertisseur multicellulaire nécessite un choix convenable d'une loi de commande qui doit être simple pour permettre sa réalisation en temps réel mais assez précise pour obtenir le comportement désiré.

## II.1. Commande en Boucle Ouverte avec MLI

Les commandes les plus classiques pour contrôler les convertisseurs multicellulaires demeurent les commandes faisant appel à la modulation à largeur d'impulsions (MLI). Dans ces approches, le signal modulant est donné par un correcteur et les ordres de commande des composants de puissance (interrupteurs) sont produits par une stratégie de modulation de largeur d'impulsions. Ces ordres de commande sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant dans le cas d'une MLI intersective. Le signal de commande change donc d'état à chaque intersection de la porteuse et de la modulante [4].

Dans ce type de commande, on vise à contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie sur une période de découpage  $T_d$ . C'est ce qu'on obtient classiquement en cherchant l'intersection d'un signal modulant avec une porteuse triangulaire de fréquence  $f_d$ . Les rapports cycliques sont donc identiques et valent  $\alpha = \frac{V_s}{E}$ .

Nous prenons donc 3 porteuses triangulaires. La deuxième porteuse est décalée en phase par rapport à la première porteuse de  $2\frac{\pi}{3}$  et la troisième porteuse est décalée en phase par rapport à la deuxième porteuse de  $2\frac{\pi}{3}$ .

En effet, pour assurer l'équilibrage naturel des tensions flottantes, il est nécessaire que les rapport cycliques de chaque cellule soient égaux et que le déphasage entre chaque deux signaux de commande successive soit égale à  $2\frac{\pi}{3}$  [5]. Et cela présente deux grands avantages:

- Il permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteront en même temps et seront dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindra alors que ses valeurs extrêmes.
- Il permet d'annuler les  $p - 1$  premiers harmoniques qui sont les plus élevés et les plus difficiles à filtrer. Il ne reste alors plus que les harmoniques multiples de  $p$ . Ainsi, du point de vue de la source de courant  $i_s$ , la fréquence de découpage apparente est  $p \cdot f_d$

### II.1.1. Résultats de la Simulation

Nous avons simulé la commande MLI avec les paramètres suivants :

$$E = 1500, R = 10\Omega, C_1 = C_2 = 40\mu F, L = 0.5mH, I_{ref} = 60A.$$

Initialement le rapport cyclique est de  $\alpha = 0.2$  jusqu'à  $t=0.4$ , pour  $t \in [0.4 \ 0.7]$   $\alpha = 0.5$ , et enfin pour  $t \in [0.7 \ 1]$   $\alpha = 0.8$ .

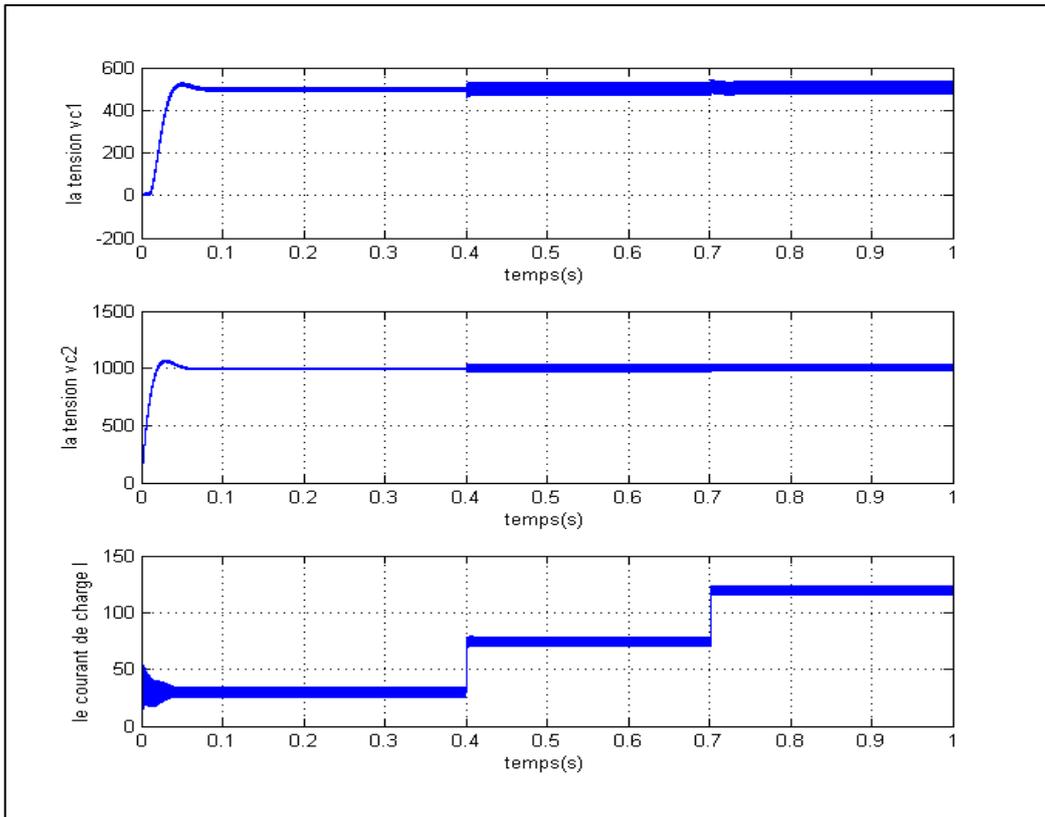


Figure II.1. Tensions internes ( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ) et Courant de Sortie  $I$

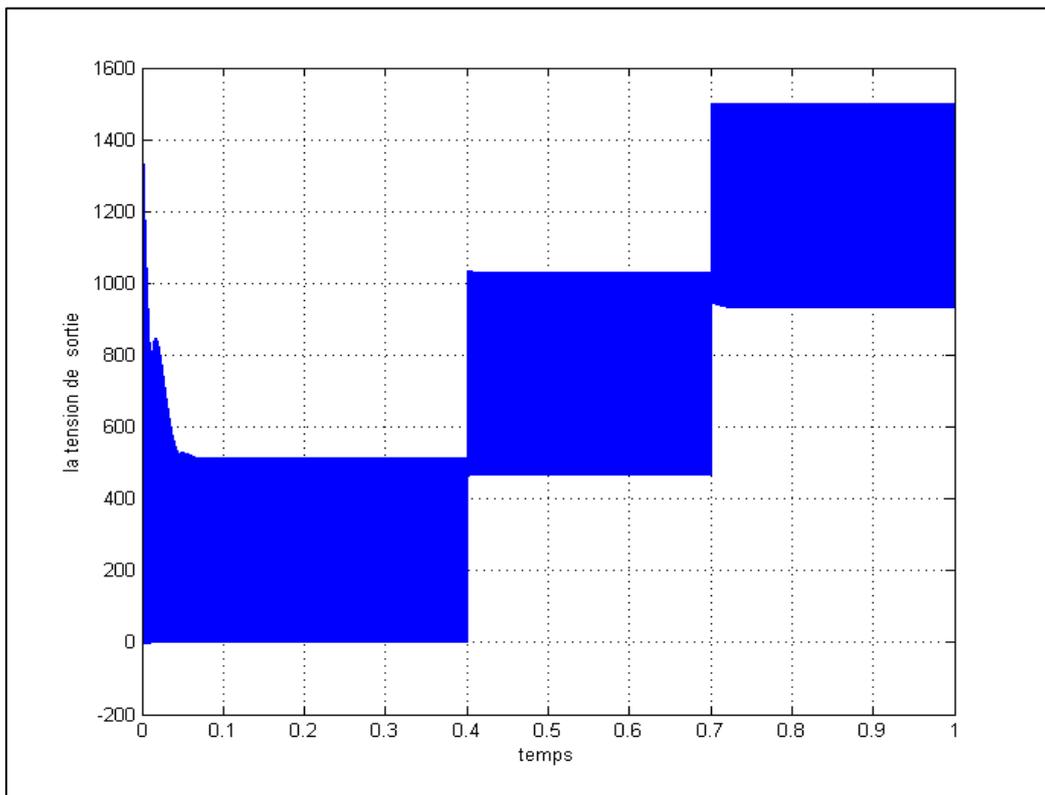


Figure II.2. Tension de sortie  $V_s$

Nous remarquons que le système évolue vers l'état d'équilibre caractérisé par des tensions flottantes  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  ayant pour composante continue respectivement 500V et 1000V ( $E/3$  et  $2E/3$ ).

Aussi, la valeur de la tension de sortie prend comme valeur moyenne 300V dans un premier temps puis 750V en enfin 1200V. Ces valeurs correspondent bien à  $\alpha \cdot E$  dans chaque intervalle.

Les temps de réponse sont de l'ordre de 0.05s et les dépassements sont acceptables.

Enfin le courant oscille autour des valeurs 30A puis 75A et 120A, ces valeurs correspondent à sa valeur moyenne :  $I=Vs/R$ .

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

## II.2. Commande par Mode Glissant

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'à un point d'équilibre. La conception de la commande par mode glissant revient principalement à traiter trois étapes :

- Choix de la surface de glissement.
- Détermination des conditions de convergence.
- Calcul de la commande.

Pour la synthèse de cette commande on utilisera la méthode de LYAPUNOV pour trouver une surface de commutation adéquate qui assure l'existence et la stabilité du mode glissant.

Pour le convertisseur à 3 cellules, on choisira la surface de commutation suivante :

$$S_i = -\Delta x^T \cdot Q \cdot \Delta x$$

Avec :

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}$$

et

$$\Delta x^T = [V_{c1} - \frac{E}{3}V_{c2} - \frac{2E}{3}I - I_{ref}]$$

Nous obtenons :

$$\begin{cases} S_1 = 3 \cdot \frac{I_{ref}}{E} V_{c1} - I \\ S_2 = 3 \cdot \frac{I_{ref}}{E} (V_{c2} - V_{c1}) - I \\ S_3 = 3 \cdot \frac{I_{ref}}{E} (E - V_{c2}) - I \end{cases}$$

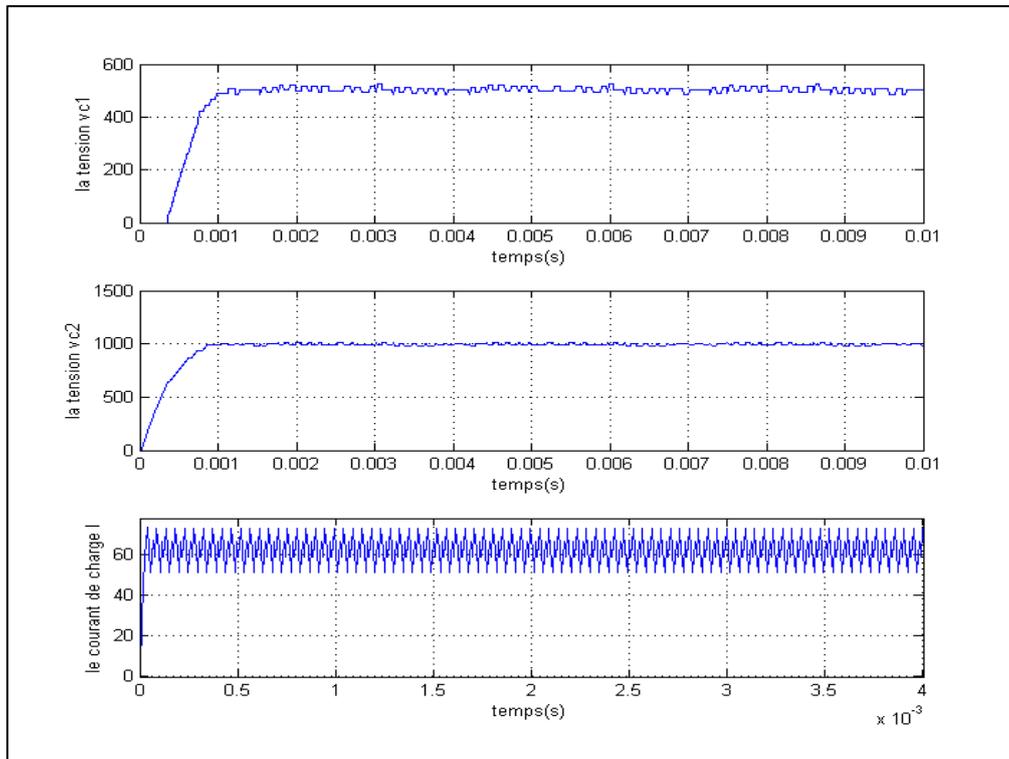
Et les interrupteurs sont en fonction du signe de la surface de glissement prendront les :

$$U_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i > 0 \\ 1 & \text{si } S_i < 0 \end{cases}$$

### II.2.1. Résultats de la Simulation

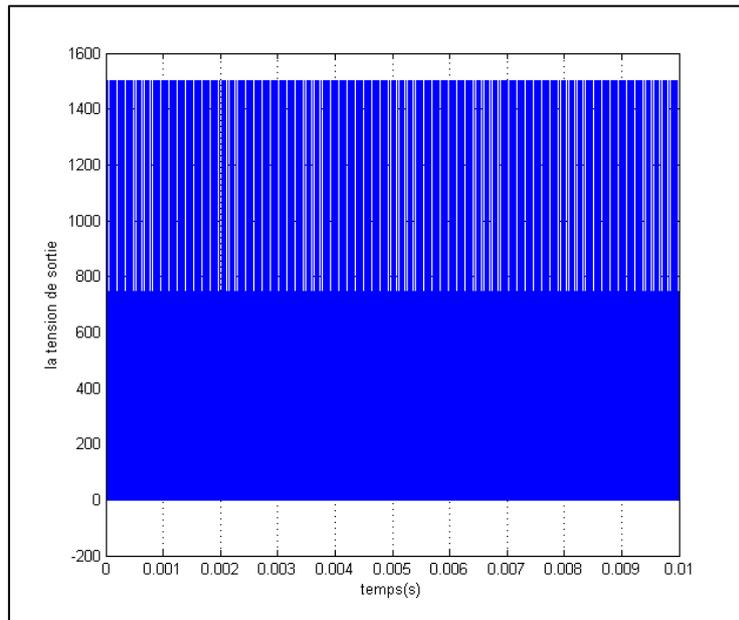
Nous avons simulé la commande par mode glissant avec les paramètres suivant :

$$E = 1500, R = 10\Omega, C_1 = C_2 = 40\mu F, L = 0.5mH, I_{ref} = 60A$$



**Figure II.3.** Tension internes (Vc1, Vc2) et courant de charge (I)

Nous remarquons que le système évolue vers l'état d'équilibre caractérisé par des tensions flottantes VC1, VC2 ayant pour composante continue respectivement  $E/3$  et  $2E/3$ .

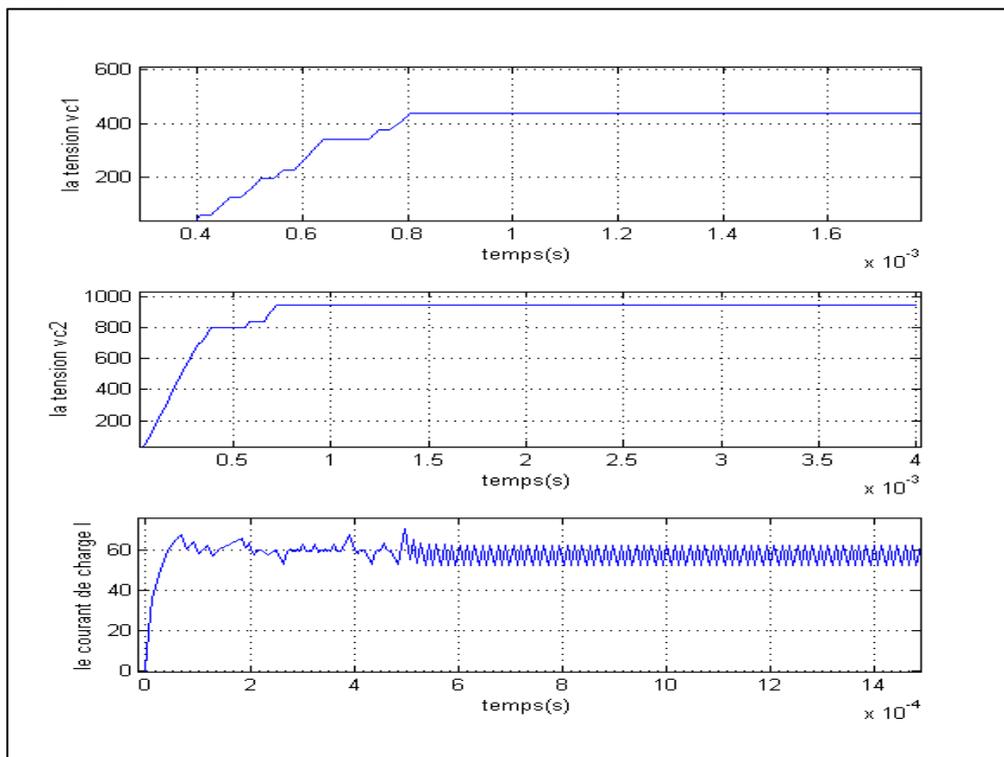


**Figure II.4.** Tensions de sortie (Vs)

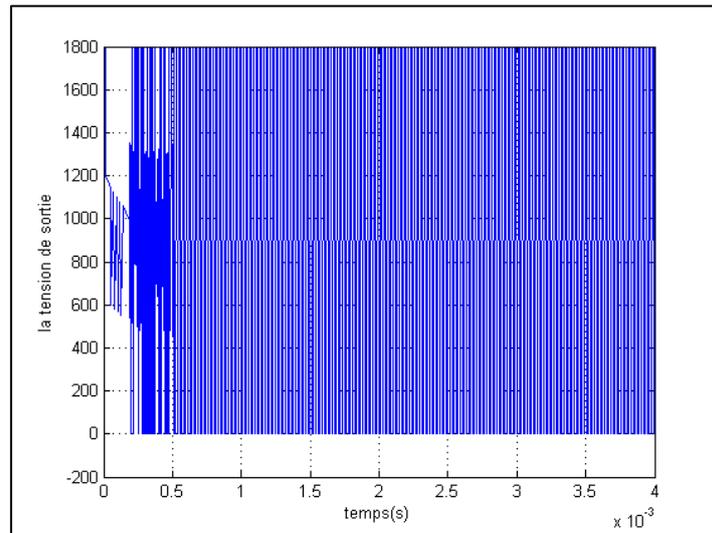
Aussi, nous remarquons qu'il y a une bonne poursuite de  $I_{ref}$  et tout cela avec des temps de réponse acceptables. Enfin, la tension  $V_s$  oscille entre 0 et  $E$ .

### II.2.2. Test de robustesse

- a) Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur les paramètres de la charge (L,R) et +20% sur la tension d'entrée  $E$



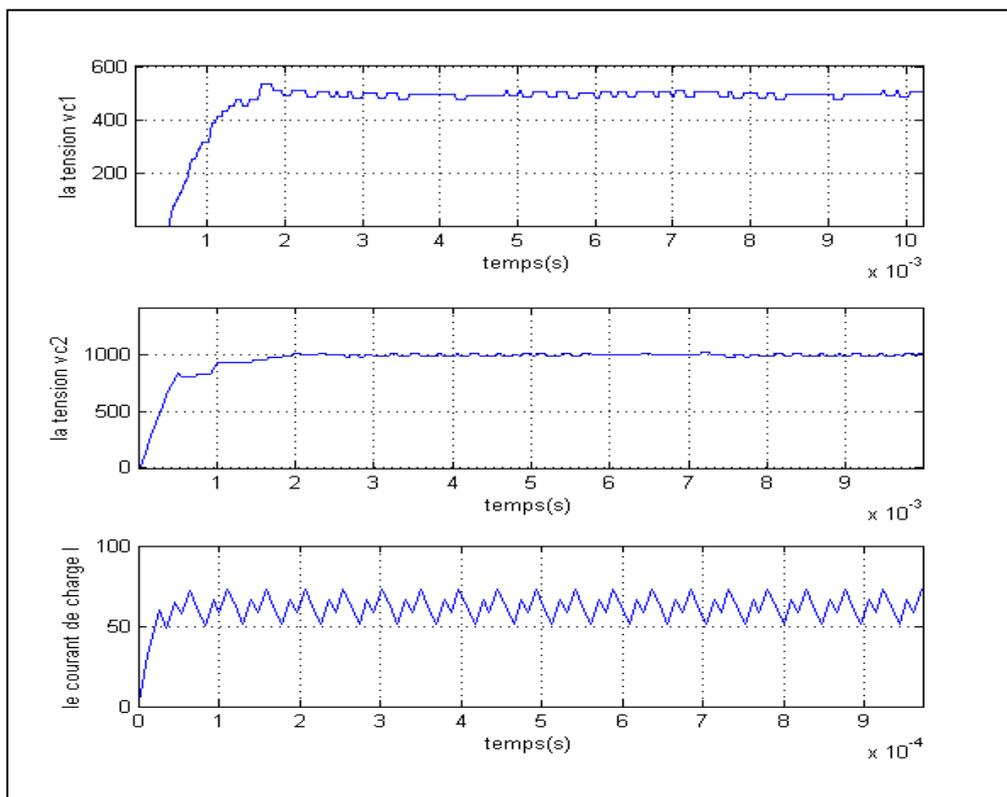
**Figure II.5.** Tensions internes ( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ) et du courant de charge ( $I$ )



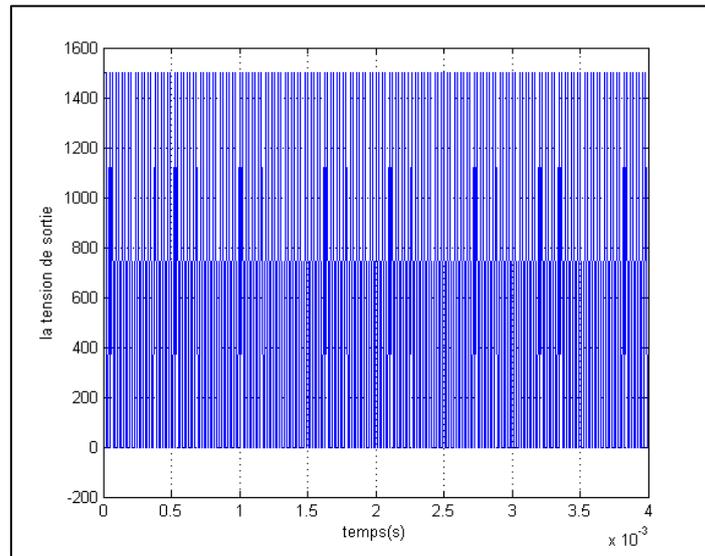
**Figure II.6.** Tension de sortie Vs

Il y a toujours une assez bonne poursuite de Iref même si on remarque des petites erreurs statiques aux niveaux de tensions internes de l'ordre de 10%, la tension de sortie oscille quant à elle entre 0 et 1800V.

- b) Nous introduisons une variation de 50% sur les valeur paramétriques des condensateurs nous obtenons les résultats suivants :



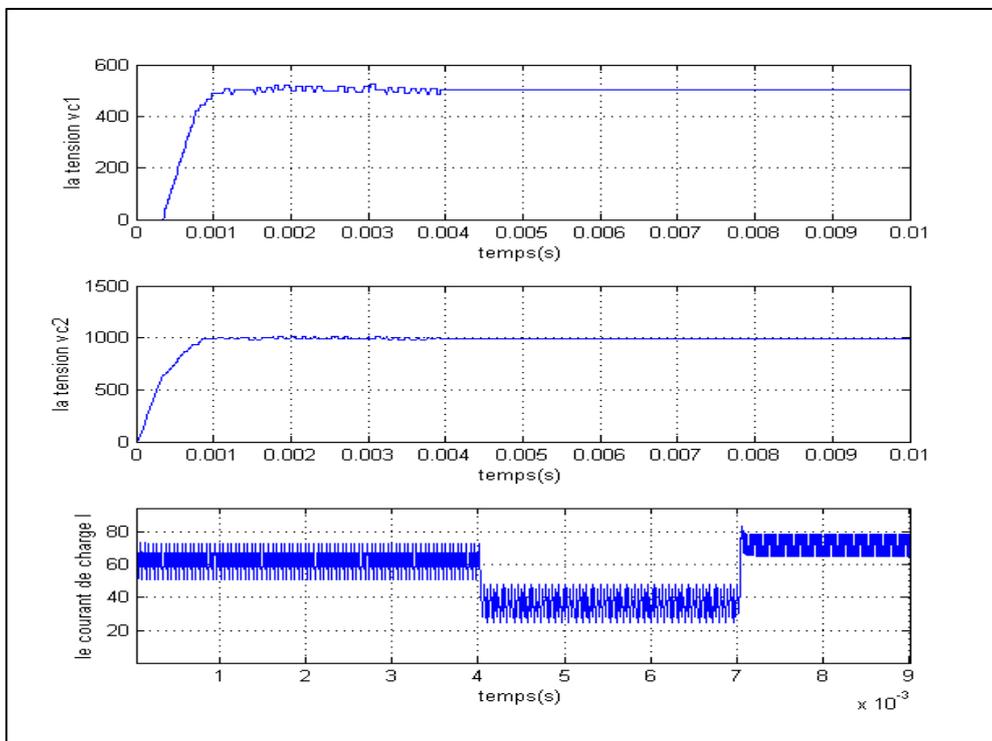
**Figure II.7.** Tensions internes (Vc1,Vc2) et courant de charge (I) pour une variation de 50% sur C1,C2



**Figure II.8.** Tension de sortie pour une variation de 50% sur C1 et C2

Nous remarquons une bonne robustesse de la commande face aux variations sur les valeurs des condensateurs. En effet le système converge vers les valeurs de référence.

- c) Simulation avec changement de référence : initialement  $I_{ref} = 60A$ , a  $t=4ms$   $I_{ref} = 35A$  a  $t=7ms$   $I_{ref} = 75A$



**Figure II.9.** Influence du changement de référence

Nous remarquons que la commande s'adapte bien aux changements sur  $I_{ref}$  et cela n'a pas grande influence sur la convergence de  $V_{c1}$  et  $V_{c2}$  ;

## II.3. Commande découplante par Feedback Linearisation

### II.3.1. Linéarisation par bouclage et changement de coordonnées

Considérons le système MIMO suivant:

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X) + g(X)u \\ y = h(X) \end{cases}$$

Avec

$X \in \mathfrak{R}^n$  le vecteur d'état,  $u \in \mathfrak{R}^m$  représente l'entrée de commande,  $y \in \mathfrak{R}^m$  la sortie.

$f$  et  $g$ : champs de vecteurs lisses.

$h$ : une fonction scalaire lisse.

La linéarisation entrée/sortie du système ci-dessus est achevée par la différentiation de  $y$  jusqu'à l'apparition explicite de l'entrée.

Une différentiation de  $y$  peut s'écrire:

$$\dot{y}_i = L_f h_i + \sum_{j=1}^m (L_{g_j} h_i) u_j, i = 1, \dots, m \quad (1)$$

Avec  $L_f h$  et  $L_g h$  représente les dérivées de Lie de  $h(x)$  vis-à-vis de  $f(x)$  et de  $g(x)$  respectivement.

L'idée est que si  $L_{g_j} L_f^{(r_i-1)} h_i(x) = 0, \forall j$ , alors l'entrée n'apparaît pas dans l'équation (1) et une autre différentiation est à répéter jusqu'à obtenir:

$$\dot{y}_i^{(r_i)} = L_f^{(r_i)} h_i + \sum_{j=1}^m (L_{g_j} L_f^{(r_i)} h_i) u_j, i = 1, \dots, m$$

tel que  $L_{g_j} L_f^{(r_i)} h_i(x) \neq 0$  pour au moins un seul indice  $j$ .

Cette procédure est répétée pour chaque sortie  $y_i$ . On obtient alors le système de  $m$  équation suivant:

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(x) \end{bmatrix} + \mathbf{E}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

Avec:

$$\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix}$$

$\mathbf{E}(\mathbf{X})$  est appelé la matrix de découplage de système MIMO. Si  $\mathbf{E}(\mathbf{X})$  est inversible, alors la commande  $u$  est obtenue comme suit:

$$u = -\mathbf{E}(\mathbf{X})^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(x) \end{bmatrix} + \mathbf{E}(\mathbf{X})^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (3)$$

où  $[v_1 \dots v_m]^T$  sont les nouvelles entrées.

La dynamique résultante du système avec la nouvelle commande est facilement obtenue en substituant l'équation (3) dans l'équation (2), elle est donnée par:

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (4)$$

Nous pouvons noter que la relation entrée-sortie dans cette équation est linéaire découplée.

Cela veut dire que le système découplé est un ensemble d'intégrateurs. On peut facilement le commander pour suivre une référence donnée en utilisant seulement, et simplement, un régulateur proportionnel, si les perturbations sont de types échelons, et un PI dans le cas général pour annuler l'erreur statique dans les autres cas non-envisageables.

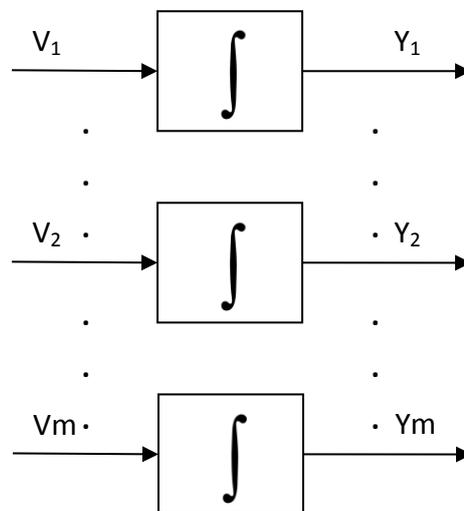


Figure II.10 : Système découplé

### II.3.2 Application de la commande découplante sur le Convertisseur

Considérons le modèle moyen du convertisseur multicellulaire à trois cellules. Nous y constatons que l'entrée apparaît dans la première dérivée de la sortie, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L}x_3 \end{bmatrix} + \mathbf{E}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\mathbf{E}(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} \frac{-x_3}{C_1} & \frac{x_3}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-x_3}{C_2} & \frac{x_3}{C_2} \\ \frac{x_1}{L} & \frac{x_2-x_1}{L} & \frac{E-x_2}{L} \end{pmatrix}$$

Le déterminant de cette matrice est donné par:

$$\det(E(X)) = x_3^2 \frac{E}{LC_1C_2}$$

La matrice est donc inversible ssi  $x_3 = I_s \neq 0$ .

L'équation de la commande (3) donne:

$$u = -\mathbf{E}(\mathbf{X})^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L}x_3 \end{bmatrix} + \mathbf{E}(\mathbf{X})^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\mathbf{E}(\mathbf{X})^{-1} = \begin{pmatrix} -C_1 \frac{E-x_1}{Ex_3} & -C_2 \frac{E-x_2}{Ex_3} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1x_1}{Ex_3} & -C_2 \frac{E-x_2}{Ex_3} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1x_1}{Ex_3} & \frac{C_2x_2}{Ex_3} & \frac{L}{E} \end{pmatrix}$$

La dynamique résultante est alors:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

La dynamique de l'erreur, dans le cas d'un régulateur PI, est donnée par:

$$\ddot{e}_j + K_I \dot{e}_j + K_P e_j = 0$$

Avec:

$$e_j = x_j^{ref} - x_j = \begin{cases} V_{C_j}^{ref} - V_{C_j} & \text{pour } j = 1, \dots, p-1 \\ I_s^{ref} - I_s & \text{pour } j = p \end{cases}$$

Les gains  $K_I$  et  $K_P$  sont déterminés par placement de pôles dans le demi-plan gauche, i.e., une poursuite asymptotique de la référence.

### II.3.3 Résultats de la Simulation

Nous avons simulé la commande par feedback linearisation avec les paramètres suivant :

$$E = 1500, R = 10\Omega, C_1 = C_2 = 40\mu F, L = 0.5mH$$

$$K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 5$$

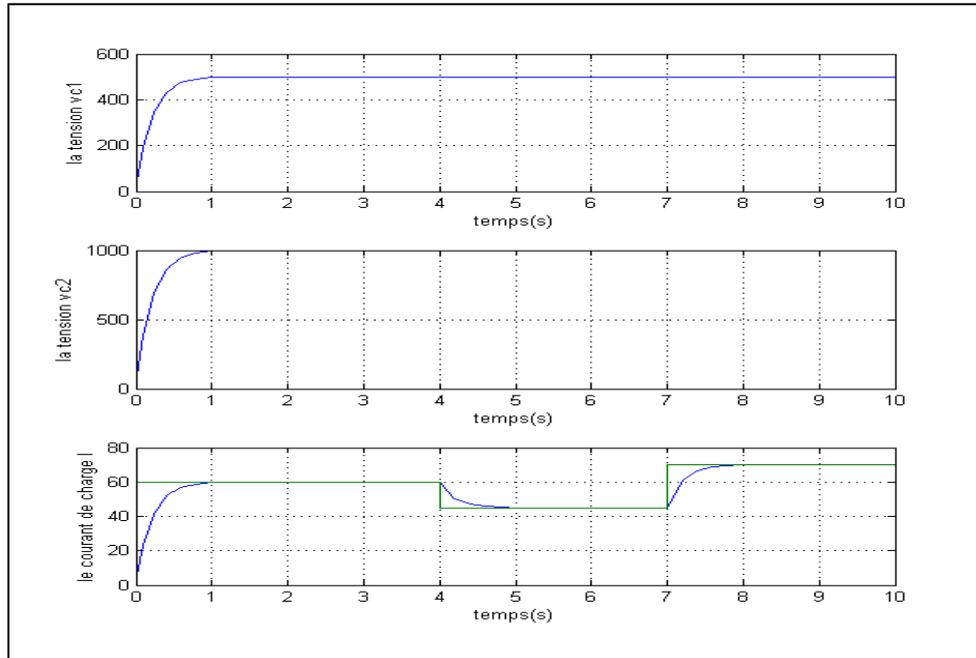


Figure II.11: Tensions internes (Vc1, Vc2) et courant de charge (I) avec changement de référence

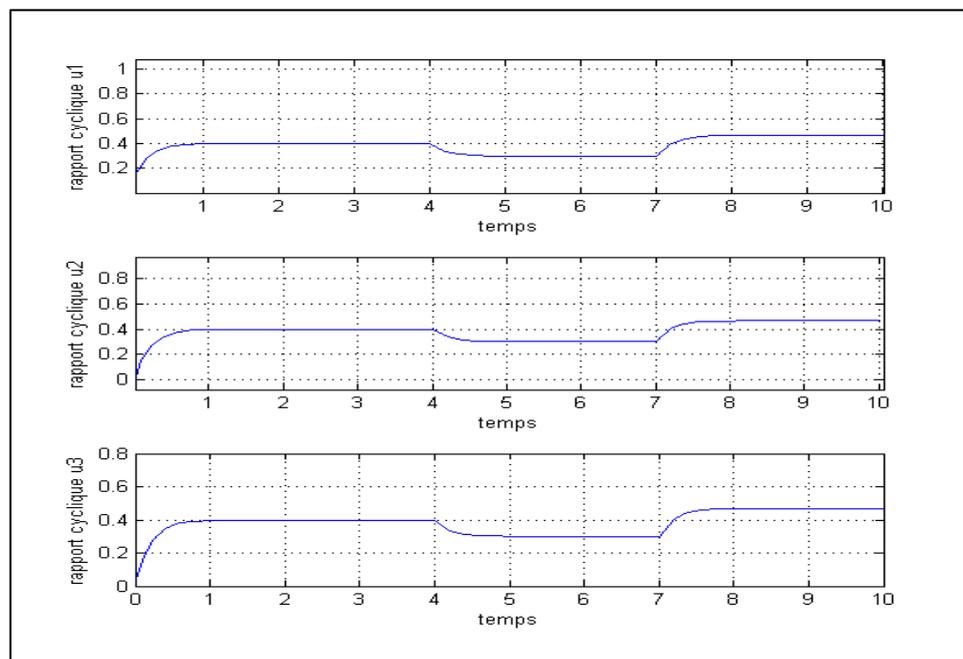


Figure II.12 : Evolution des rapports cycliques

Nous remarquons une excellente poursuite des valeurs de référence pour  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$  et  $I$  et cela malgré les changements imposés sur  $I_{ref}$ , ces variations n'affecte pas les tensions internes du convertisseur on a donc un bon découplage des grandeurs d'état.

Pour simuler la commande précédente, synthétisée à base du modèle moyen, sur le modèle instantané qui représente mieux le comportement du système réel, il faut prévoir deux fonctions:

- Générer les commande des interrupteurs à partir des rapports cycliques obtenus à la sortie du régulateur non linéaire avec la technique MLI.
- Caculer, à chaque période de découpage, les valeurs moyennes des grandeurs mesurées (tensions flottantes et le courant de sortie) pour les injectées à l'entrée du régulateur.

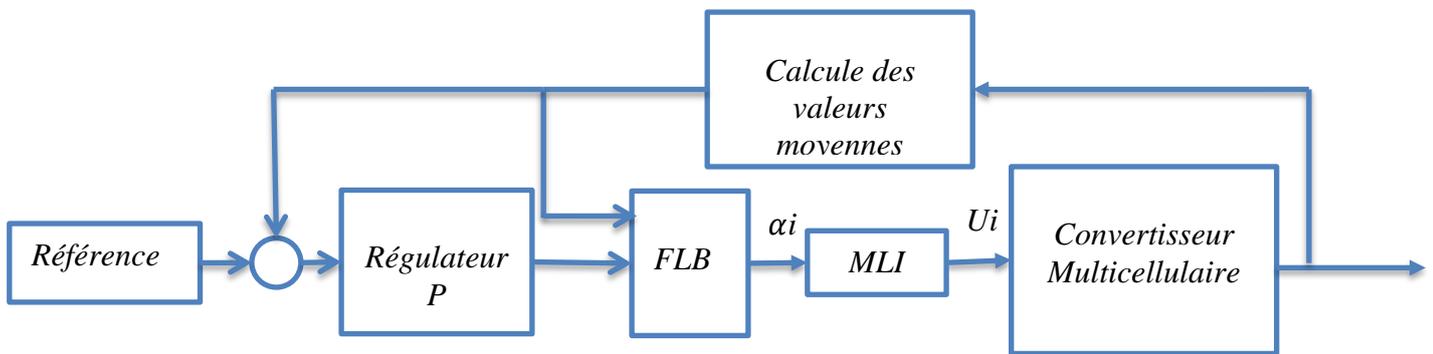


Figure II.13 : Schemas de principe de régulation par Feedback

Pour les mêmes données ( $I_{ref}=60A$ ) la simulation sur le modèle instantané donne :

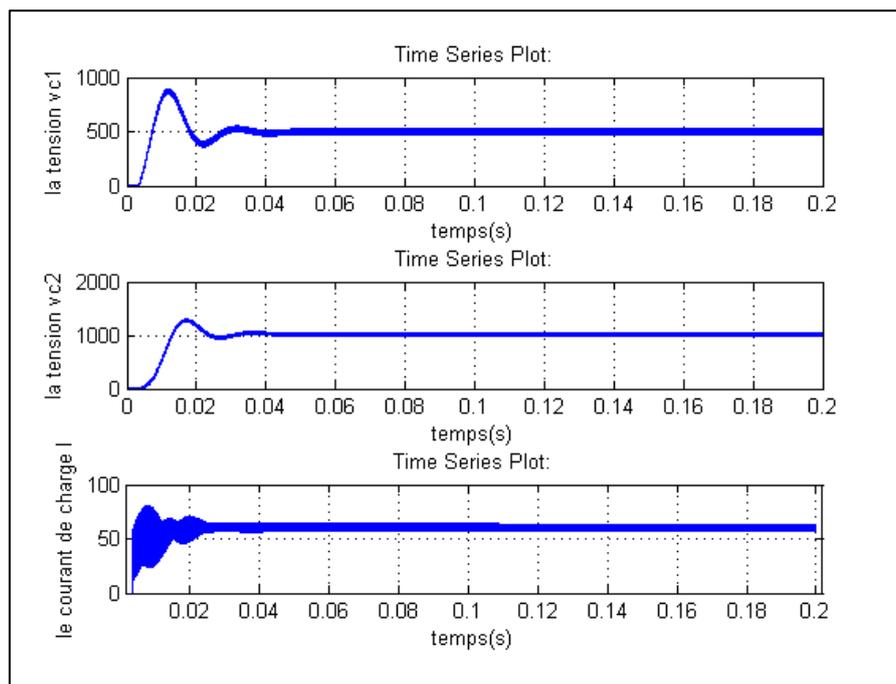
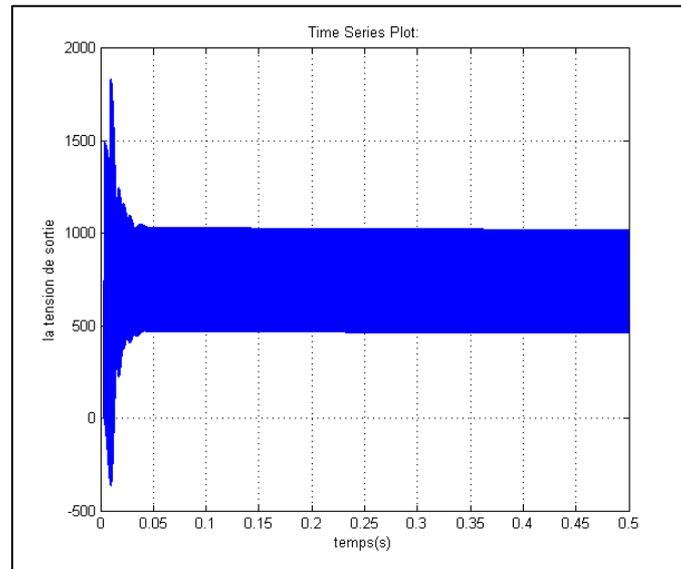


Figure II.14: Tensions internes et Courant de charge (I)

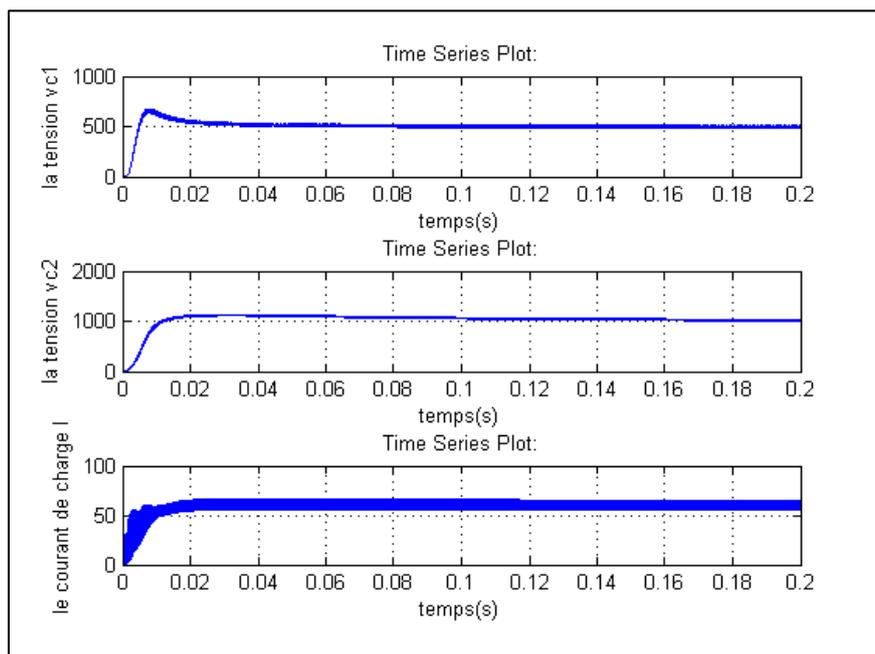


**Figure II.15 :** Tension de sortie  $V_s$

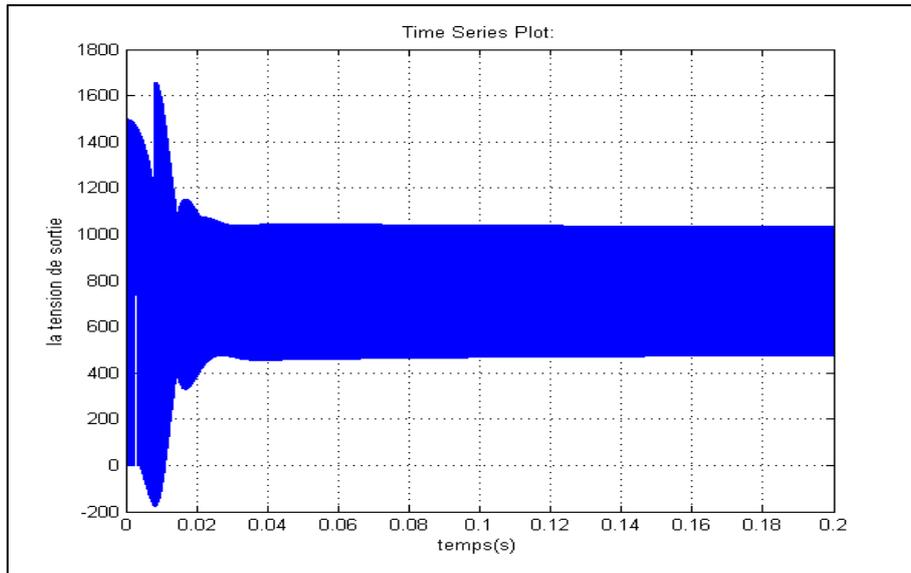
Nous remarquons que le système évolue vers l'état d'équilibre caractérisé par des tensions flottantes  $VC1$ ,  $VC2$  ayant pour composante continue respectivement  $E/3$  et  $2E/3$ . Aussi, nous remarquons qu'il y a une bonne poursuite de  $I_{ref}$  avec un dépassement de 30% et tout cela avec des temps de réponse acceptables. Enfin, la tension  $V_s$  a pour valeur moyenne 600V.

### II.3.4. Test de robustesse

- a) Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur les paramètres de la charge ( $L,R$ ) et +20% sur la tension d'entrée  $E$  :



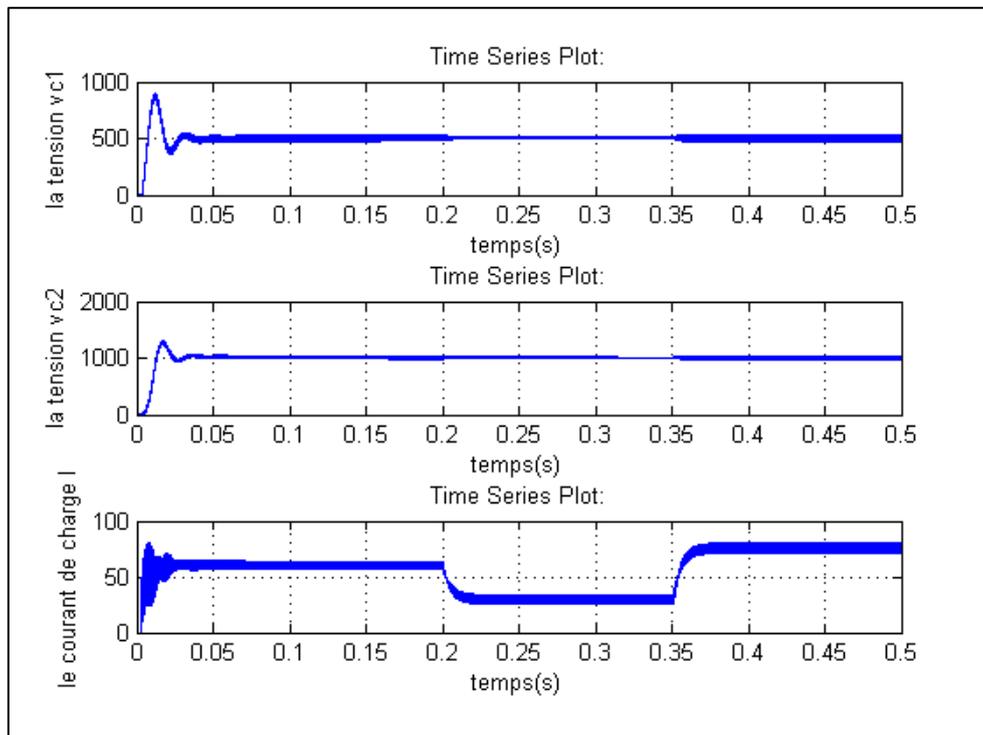
**Figure II.16:** Influence sur le courant et les tensions internes



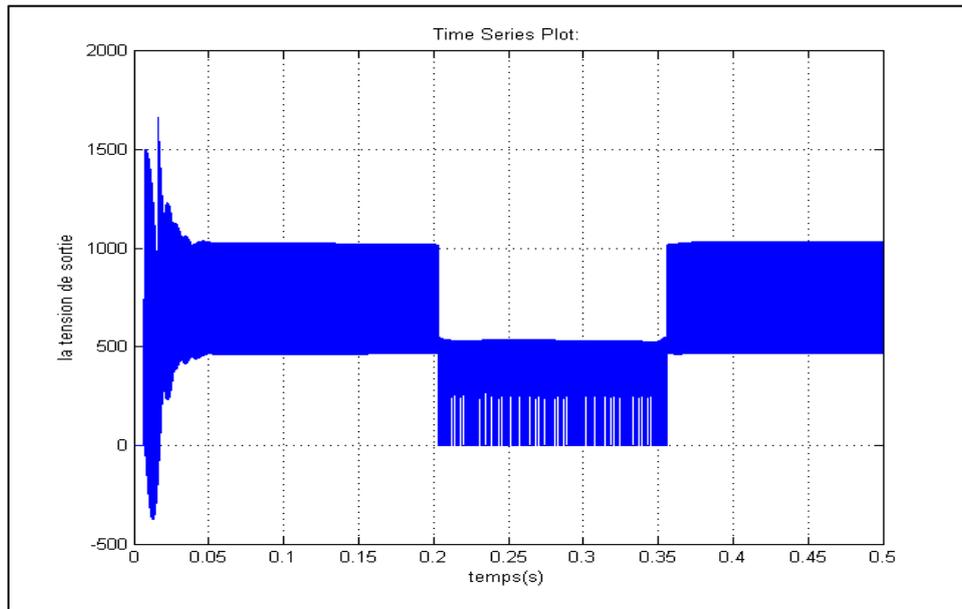
**Figure II.17** : Influence sur la tension de sortie

Ces variations n'ont quasiment aucune influence sur la réponse du système. En effet, le système évolue toujours vers l'état d'équilibre.

- b) Simulation avec changement de référence : initialement  $I_{ref} = 60A$  nous introduisant un changement à  $t=0.2s$  avec  $I_{ref} = 35$  puis à  $t=0.35s$  pour  $I_{ref} = 75A$



**Figure II.18** : influence du changement de référence sur les



**Figure II.19 :** Influence du changement de référence sur a tension de sortie

Nous remarquons que le système suit parfaitement les références données ( $I_{ref} = 30A$  à partir de 0.2s puis  $I_{ref}=75A$  à partir de 0.35s) et cela n'a pas grande influence sur l'évolution des tensions internes.

## II.4. Commande hybride du convertisseur

Dans le cas du convertisseur multicellulaire à trois cellules nous distinguons 8 modes donnés par  $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_8\}$ . La dynamique continue pour chaque mode est donnée par :

$$f_q(X) = A(q)X + b(q)$$

Avec

$$X = [V_{c1} V_{c2} I]$$

Les systèmes hybrides sont généralement modélisés en utilisant des automates hybrides. L'idée est simple: un mode "machine" finie est construit en combinant les changements continus de l'Etat, décrits par des équations différentielles appelées "modes" et les changements d'état discrets modélisés à l'aide de transitions, selon l'état de la performance de table d'actions possibles entre les modes. En raison de leur nature, les convertisseurs multicellulaires appartiennent à la catégorie des "Rectifieurs Systèmes".

La commande hybride consiste à choisir les transitions appropriées entre les différents modes afin d'obtenir de bonnes performances. Nous devons décider dans quelles conditions la séquence de control change d'un mode à un autre.

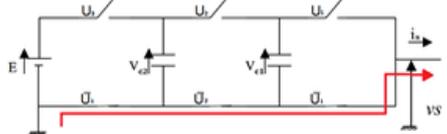
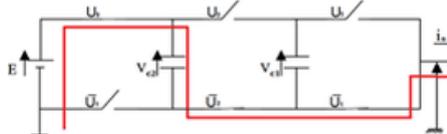
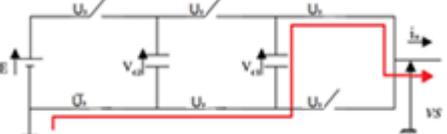
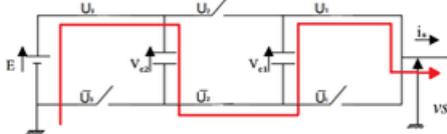
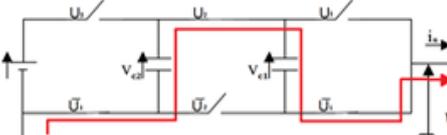
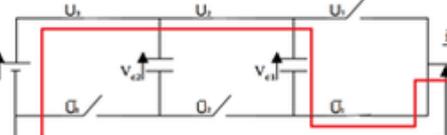
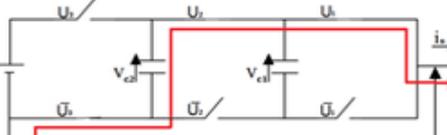
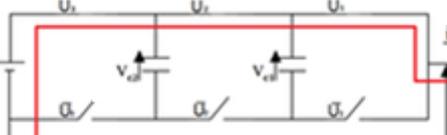
 $f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} X$ <p>mode <math>q_1 = (u_3 = 0, u_2 = 0, u_1 = 0)</math></p>	 $f_{q_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$ <p>mode <math>q_5 = (u_3 = 1, u_2 = 0, u_1 = 0)</math></p>
 $f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} X$ <p>mode <math>q_2 = (u_3 = 0, u_2 = 0, u_1 = 1)</math></p>	 $f_{q_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$ <p>mode <math>q_6 = (u_3 = 1, u_2 = 0, u_1 = 1)</math></p>
 $f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} X$ <p>mode <math>q_3 = (u_3 = 0, u_2 = 1, u_1 = 0)</math></p>	 $f_{q_7}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$ <p>mode <math>q_7 = (u_3 = 1, u_2 = 1, u_1 = 0)</math></p>
 $f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix}$ <p>mode <math>q_4 = (u_3 = 0, u_2 = 1, u_1 = 1)</math></p>	 $f_{q_8}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$ <p>mode <math>q_8 = (u_3 = 1, u_2 = 1, u_1 = 1)</math></p>

Tableau II.20: Représentations des 8 modes de fonctionnement du convertisseur 3 cellules



$$\begin{aligned}
 T(1,3): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(3,1): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(1,5): & [(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(5,1): & [(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(2,4): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(4,2): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(2,6): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(6,2): & [(V_{c2} > V_{c2ref}^+)] \\
 T(3,4): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)] \\
 T(4,3): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(3,7): & [(V_{c2} < V_{c2ref}^-)] \\
 T(7,3): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(4,8): & [(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(8,4): & [(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(5,6): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(6,5): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)] \\
 T(5,7): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(7,5): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(6,8): & [(V_{c1} < V_{c1ref}^-)(V_{c2} > V_{c2ref}^+)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(8,6): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I > I_{ref}^+)] \\
 T(7,8): & [(V_{c1} > V_{c1ref}^+)(I < I_{ref}^-)] \\
 T(8,7): & [(V_{c2} < V_{c2ref}^-)(I > I_{ref}^+)]
 \end{aligned}$$

Les conditions de transitions ci-dessus ont été établies afin d'amener le vecteur d'état  $X$  à l'intérieur d'une région autour des références souhaitées  $X = [V_{c1ref} \ V_{c2ref} \ I]^T$ .

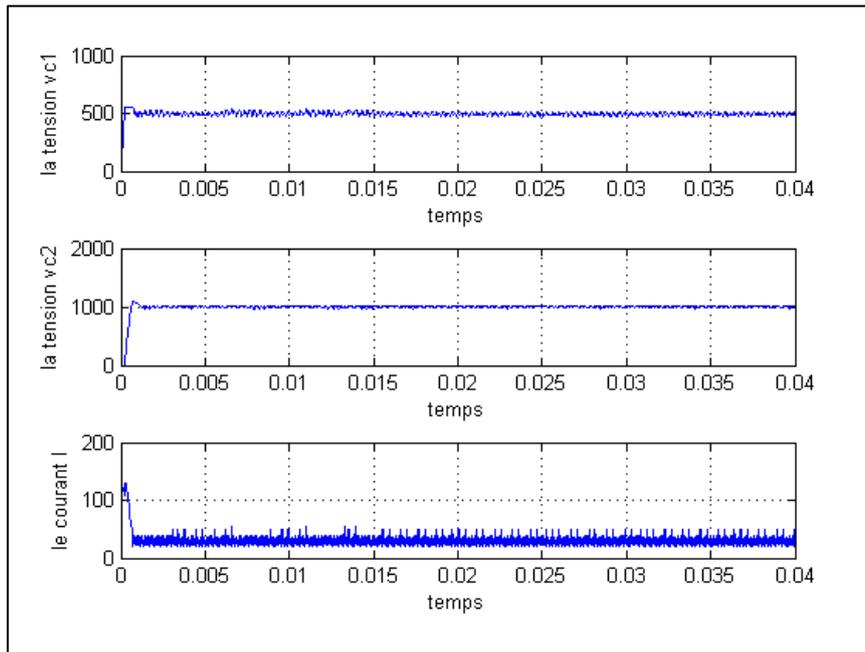
Quand un état de transition est satisfait, le système passe d'un mode à un autre mode.

#### II.4.1. Résultats de simulation

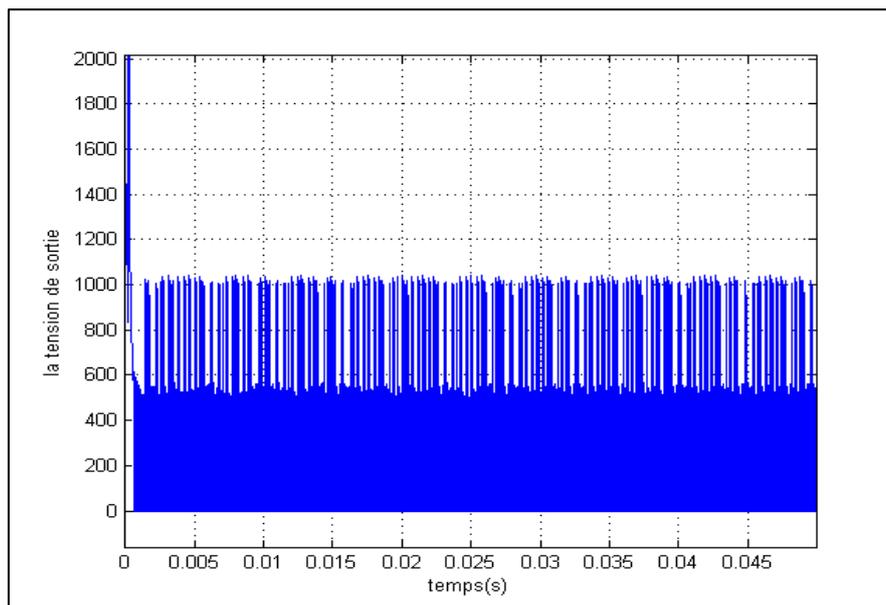
Nous avons simulé la commande avec les paramètres suivant :

$$E = 1500, R = 10\Omega, C_1 = C_2 = 40\mu F, L = 0.5mH$$

$$\begin{cases}
 I_{ref} = 30A \\
 V_{c2ref} = 500 \\
 V_{c1ref} = 1000
 \end{cases}$$



**Figure II.22** : Tensions internes ( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ) et du courant de charge ( $I$ )



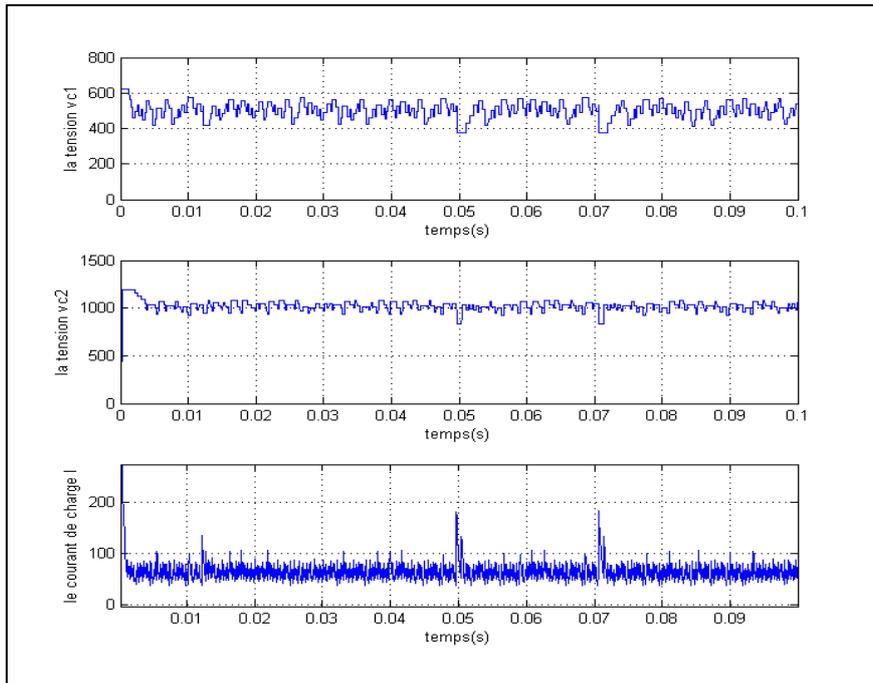
**Figure II.23** : Tension de sortie  $V_s$

Nous remarquons que les tensions internes convergent vers les valeurs de références avec de bons temps de réponses et dépassements tant dit que le courant et la tension de sortie subissent un grand dépassement en début de réponse malgré une convergence vers les valeurs de références en régime permanent.

#### II.4.2. Tests de robustesse

- a) Nous introduisons une variation parametrique de 50% sur les parametres du

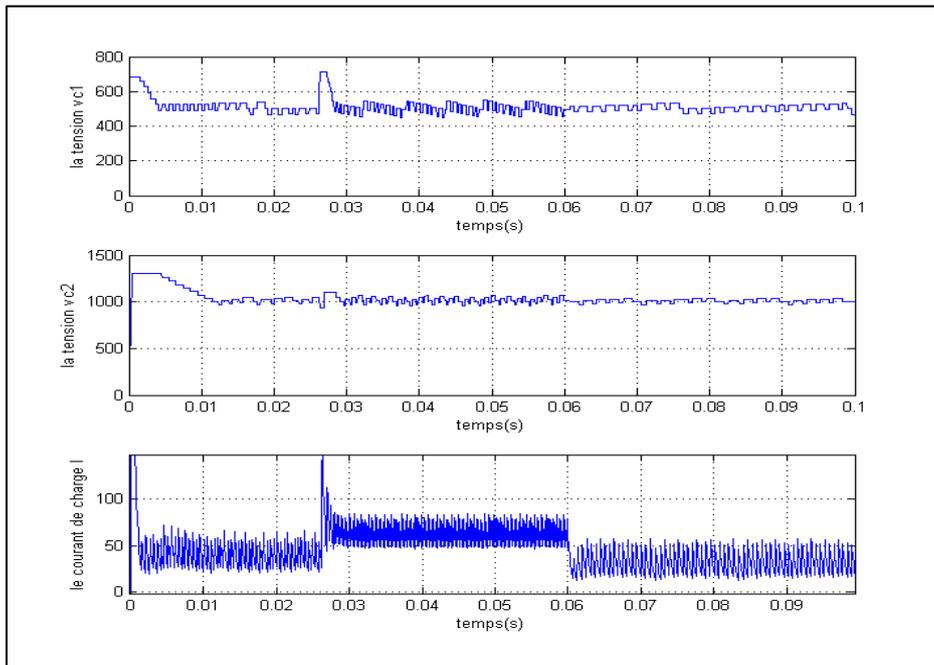
convertisseur (L,R) et +20% sur la tension d'entrée E



**Figure II.24:** Influence des changements paramétriques.

Ces variations n'ont quasiment aucune influence sur la réponse du système. En effet, le système évolue toujours vers l'état d'équilibre.

- b) Simulation avec changement de référence : initialement  $I_{ref} = 45A$ , nous introduisant un changement de référence à  $t = 0.027s$   $I_{ref} = 75A$  puis à  $t = 0.06s$   $I_{ref} = 30A$



**Figure II.25 :** Influence du changement de référence.

Nous remarquons que le système suit parfaitement le changement de référence est cela

en oscillant autour des les références données ( $I_{ref} = 75A$  à partir de  $0.027s$  puis  $I_{ref}=30A$  à partir de  $0.06s$ ) et cela n'a pas grande influence sur l'évolution des tensions internes.

## Conclusion

Nous avons exposé dans ce chapitre quatre types de commande du convertisseur : une commande directe en boucle ouverte qui se base sur la modulation de largeur d'impulsion. Puis deux commandes en boucle fermée la 1<sup>ère</sup> s'appuie sur la stratégie de commande par mode glissant et la 2<sup>ème</sup> sur la stratégie de commande découplant par Feedback Linearisation. Enfin, nous avons exposé une commande hybride basée sur la commutation entre les modes du modèle hybride afin d'effectuer une régulation du courant de charge et les tensions internes autour de leurs valeur de référence.

L'objectif du chapitre suivant sera la synthèse des observateurs qui s'adaptent avec la structure du convertisseur et qui seront par la suite utilisés pour le diagnostic des convertisseurs multicellulaire.

## Chapitre III

# Observations dans l'ensemble Commande-Convertisseur

Un grand nombre de processus physique peuvent se modéliser par un système d'équations différentielles du premier ordre. Le modèle obtenu, appelé modèle d'état du système, fait intervenir un certain nombre de variables internes qui sont souvent inconnues soit par des raisons pratique ou bien économiques.

Le diagnostic de défaut d'un système physique modélisé sous forme d'état, consiste à étudier la cohérence comportementale du modèle vis-à-vis du système réel. Une des approches permettant de réaliser ceci, consiste à comparer les variables mesurées avec les variables calculées (estimées) à partir du modèle lorsque celui-ci est soumis aux mêmes signaux d'entrée que ceux du système réel. Le système permettant d'obtenir ces estimations est appelé un observateur. Un observateur est donc un système dynamique prenant pour entrées les signaux connus du système sur lequel il est implanté et dont les sorties convergent vers une estimation des variables d'état de ce système.

### III.1. Philosophie de l'observateur

La problématique de recherche mise en jeu est identique à celle du second chapitre. Il est en effet nécessaire de contrôler activement les tensions internes du CMC, afin d'assurer un fonctionnement sécurisé et optimal de la topologie. Ce dernier repose actuellement sur la mesure directe des tensions condensateurs, ce qui implique un coût significatif (mesures différentielles, etc.) compte tenu des niveaux de tension en présence pour les applications considérées. Le besoin de développer une méthode d'observation à la fois performante et robuste est donc tout à fait justifiée. Afin de répondre aux exigences du contrôle actif, la technique développée doit reproduire de manière quasi-analogique le comportement des tensions internes à l'échelle du phénomène de commutation.

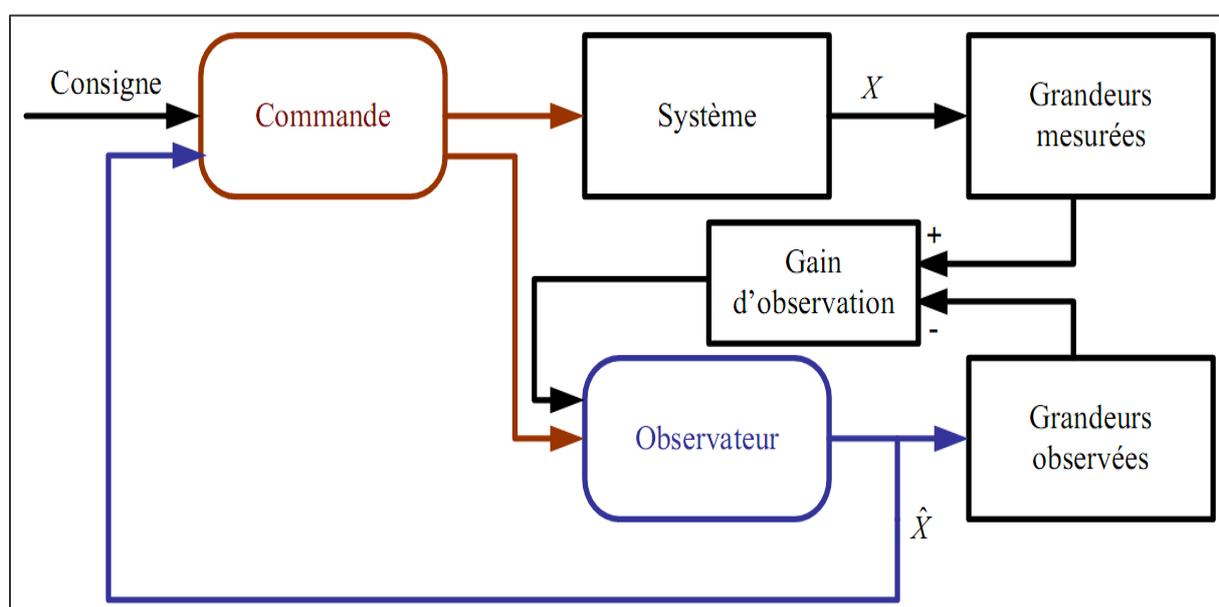


Figure III.1 : Schéma de principe d'un observateur

#### III.1.1. Travaux antérieur

Des travaux antérieurs ont été menés sur l'observation des tensions intermédiaires d'un convertisseur multicellulaire série par Rhéda Bensaid lors de sa thèse au sein du LEEI en vue d'implanter une commande sans capteurs en boucle fermée [8]. L'enjeu était d'observer les tensions internes par simple mesure des courants de phase.

Les méthodes d'observation développées au cours de ce précédent travail de recherche sont également adaptées au convertisseur multicellulaire superposé. Les deux structures utilisent des condensateurs flottants pour répartir la contrainte en tension sur les interrupteurs de puissance et possèdent des caractéristiques communes. L'objectif de ce paragraphe est d'effectuer un résumé concis des conclusions de cette étude.

Les trois modèles du convertisseur multicellulaire série, présentés au paragraphe I.1.3 du chapitre I, ne permettent pas d'observer les tensions intermédiaires :

- Le modèle moyen remplace chaque grandeur du système par sa valeur moyenne sur une période de découpage. La dynamique d'évolution des tensions condensateurs est beaucoup plus importante ; ce modèle ne permet donc pas l'observation des tensions internes.
- Dans le cas d'un convertisseur à 3 cellules ou plus, le modèle instantané ne permet pas de conclure quant à l'observabilité du système par mesure de  $I$ , car les ordres de commande changent plusieurs fois d'état durant une période de découpage.
- Le vecteur d'état du modèle harmonique est composé des  $(m-1)$  tensions aux bornes des condensateurs flottants et ne fait pas intervenir le courant de charge. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser ce modèle pour observer les tensions condensateurs par la mesure de  $I$ .

Cette constatation a donc stimulé le développement d'un nouveau modèle, le modèle moyen sur un tiers de période de découpage. Ce dernier, synthétisé pour un convertisseur multicellulaire 4 niveaux, est facilement généralisable et permet d'observer les tensions internes par la mesure du courant de charge. Il a ensuite été utilisé pour synthétiser deux observateurs non linéaires discrets : un observateur déterministe de Luenberger et un filtre de Kalman récursif. Ces deux techniques doivent être exécutées en temps réel et sont relativement gourmandes en temps de calcul, de par les opérations matricielles à effectuer.

C'est pourquoi un troisième observateur a été considéré. L'observateur à modes glissants repose sur l'utilisation du modèle instantané du convertisseur et les notions de systèmes à structures variables. Cette technique, a montré en simulation des performances dynamiques intéressantes, une certaine immunité au bruit de mesure, ainsi qu'une robustesse paramétrique.

## **III.2. Observation des convertisseurs multicellulaires**

Pour les convertisseurs multicellulaires, l'action d'observation consiste généralement à observer en temps réel les tensions des condensateurs à potentiels flottants à partir de la mesure du courant de charge et de la tension d'alimentation du bus continu. Le contrôle de ces tensions est très important parce que d'une part il conditionne la survie du convertisseur en garantissant une répartition équilibrée des contraintes en tensions pour éviter les surtensions aux bornes des semi-conducteurs de puissance de chaque cellule de commutation, et d'autre part il améliore la qualité spectrale de la tension à la sortie du convertisseur. Ce contrôle nécessite donc la connaissance de ces tensions aux bornes des condensateurs.

L'observabilité du système a été étudiée en détails dans [8].

## III.2.1. Observateur par Mode Glissant

### III.2.1.1. Principe de fonctionnement de l'observateur

La synthèse des observateurs à mode glissant est basée sur la théorie des systèmes à structure variable introduite par Filipov dans les années 60 et Utkin à la fin des années 70.

Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger vers une variété  $s$  de dimension  $(n-p)$  dite surface de glissement ( $p$  étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité 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 selon une dynamique d'ordre  $(n-p)$ .

Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ( $e = x - \hat{x}$ ). A partir de leurs valeurs initiales, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en 2 étapes:

- 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) :  $e = y - \hat{y}$ , 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  $e(y) = 0$ , 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).

### III.2.1.2. Dimensionnement de l'observateur

Soit le système défini par l'équation :

$$\dot{x} = f(x, u), x \in \mathbb{R}^n$$

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

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - \mathcal{L}_i \text{sing}(e_i)$$

Pour toutes ces équations, les variables considérées sont:

$\hat{x}$  Représente l'estimée du vecteur d'état  $x$ .

$u$  est le vecteur commande.

$f(\hat{x}, u)$  est l'estimée de la fonction  $f(x, u)$  à l'aide des  $\hat{x}$ .

$\mathcal{L}_i$  Les correctives de l'observateur.

$e_i = \hat{y}_i - y_i$  L'erreur d'observation.

L'observateur par mode glissant appliqué au convertisseur trois cellules [9] prendra la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{V}_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1)\hat{I} - \mathcal{L}_1 \cdot \text{sign}(s) \\ \frac{d\hat{V}_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (u_p - u_{p-1})\hat{I} - \mathcal{L}_2 \cdot \text{sign}(s) \\ \frac{d\hat{I}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} + \frac{E}{L} u_3 - \frac{\hat{V}_{c1}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{\hat{V}_{c2}}{L} (u_2 - u_1) - \mathcal{L}_3 \cdot \text{sign}(s) \end{array} \right.$$

Avec :

- $S = I - \hat{I}$  qui représente notre surface de glissement
- $\hat{V}_{c1}, \hat{V}_{c2}, \hat{I}$  Les estimées des états.
- $\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2, \mathcal{L}_3$  représentent les gains correctifs d'observation

Les conditions de convergence ont été développées dans [10] et nous prendrons pour les gains correctifs les valeurs suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{L}_1 = -\frac{\mathcal{L}_3}{\tau} \cdot L(u_2 - u_1) \\ \mathcal{L}_2 = -\frac{\mathcal{L}_3}{\tau} \cdot L(u_3 - u_2) \\ \mathcal{L}_3 > |\Delta f|_{max} \end{array} \right.$$

Avec :  $\tau = \mathcal{L}_3 \cdot L / (dV/dt)$

L'observateur à modes glissants doit respecter deux conditions [11] :

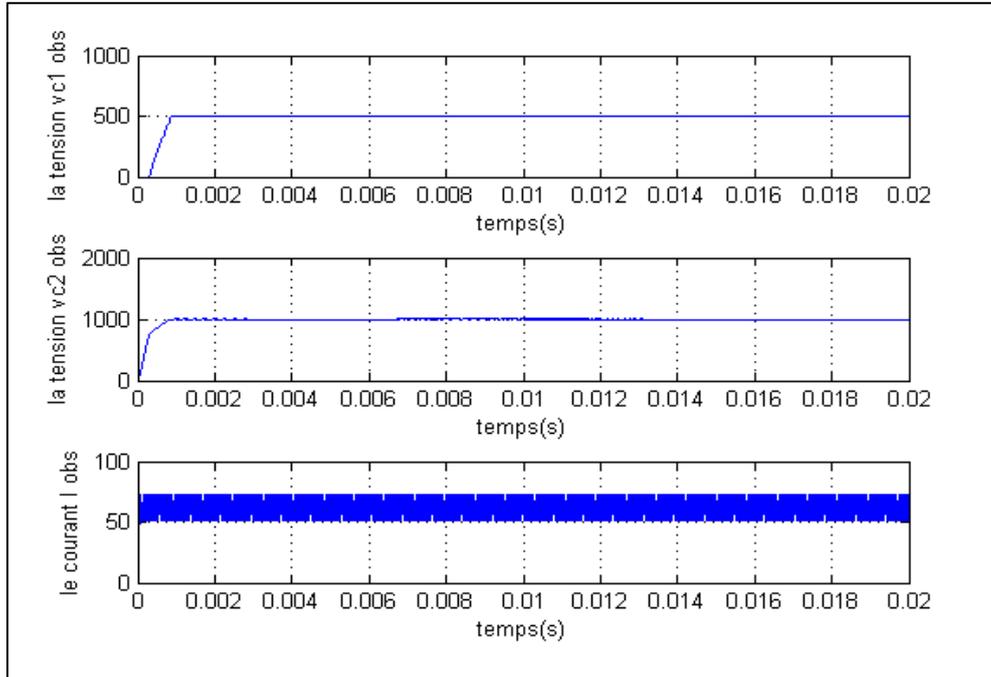
- La première concerne le mode d'atteinte et garantit l'attractivité de la surface de glissement  $s(x)=0$  de dimension  $p$ . Cette dernière est attractive si la fonction de Lyapunov :  $V(x) = s^T * s$  vérifie :  $\dot{V}(x) < 0$  quand  $s \neq 0$
- Durant le mode de glissement, les termes correctifs agissent de sorte à satisfaire les conditions d'invariance suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{s}(x) = 0 \\ s(x) = 0 \end{array} \right.$$

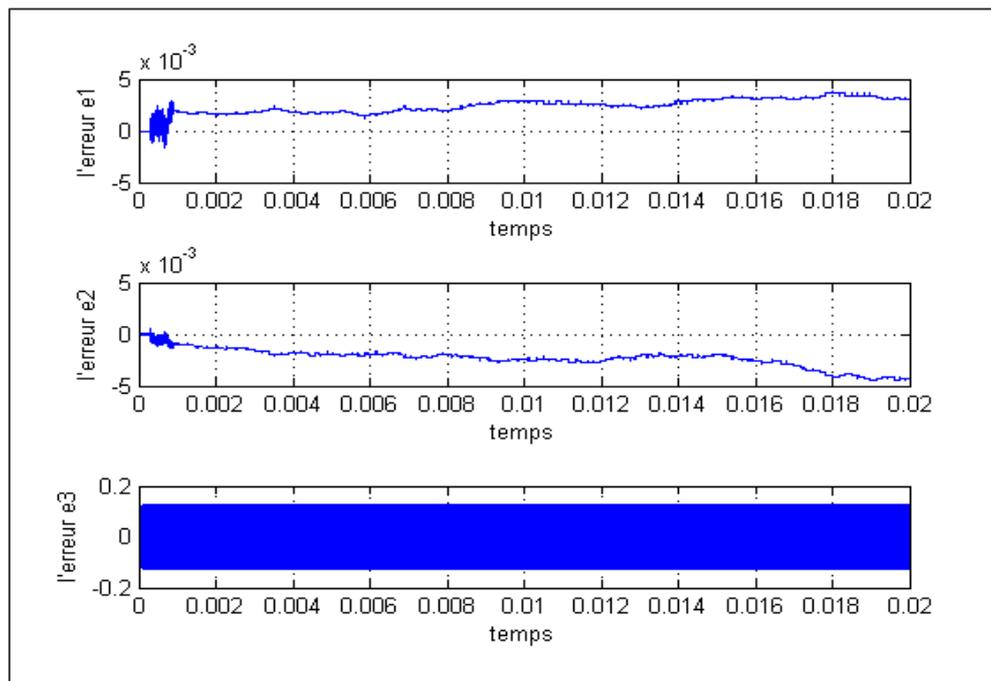
Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites : le système d'ordre  $n$  devient un système équivalent d'ordre  $(n-p)$ . Ces critères permettent la synthèse de l'observateur à modes glissants et déterminent son fonctionnement.

### III.2.1.3. Résultats de simulation

Pour les mêmes paramètres utilisée lors de la simulation de la commande, et on utilisant la commande par mode glissant les résultats de simulation :



**Figure III.2 :** Les estimées des états



**Figure III.2:** Les erreurs d'observation

Nous remarquons que les erreurs d'observation convergent tous vers zéro.

### III.2.1.4. Tests de robustesse

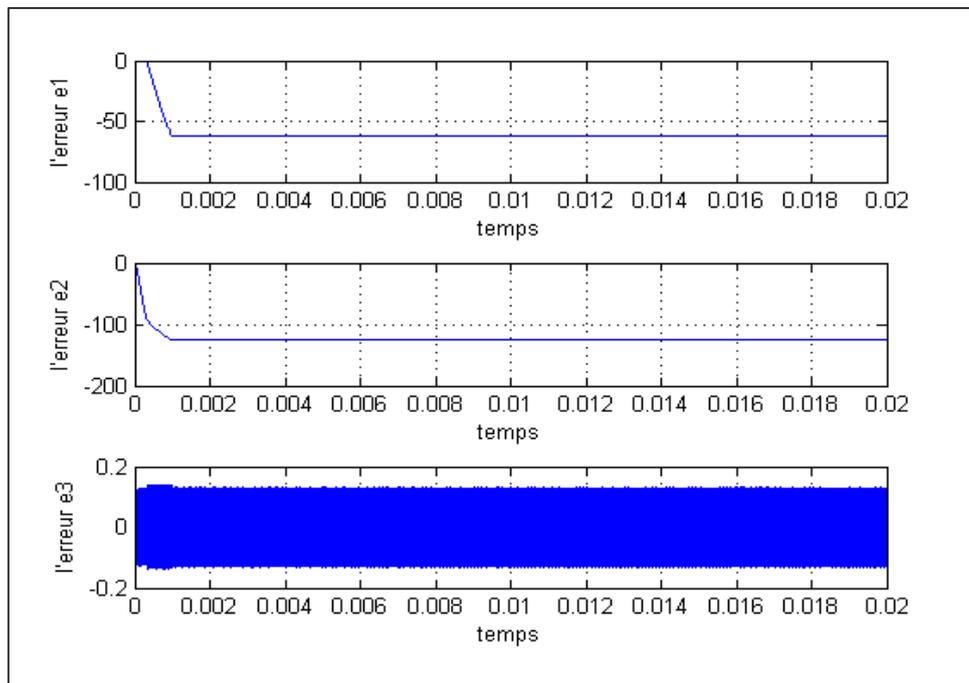
L'objectif de cette section est à présent d'apprécier la robustesse de l'observateur à modes glissants face à des variations paramétriques du convertisseur et de la charge.

Les modifications sont effectuées au niveau du système réel, auquel l'observateur n'est donc plus adapté. Une seule variation est réalisée à chaque fois et nous supposons que la mesure du courant de charge n'est ni bruitée ni erronée.

Nous évaluons dans ce qui suit la robustesse de l'observateur par rapport aux variations paramétriques et nous ferons la même chose pour les deux autres observateurs. Pour cela, nous réalisons des simulations sous les mêmes conditions qu'auparavant, mais en considérant des erreurs paramétriques sur la tension d'entrée, et les paramètres de la charge, l'inductance et la résistance l'une indépendamment de l'autre ainsi que les valeurs des condensateurs  $C1$  et  $C2$ .

#### a) Variations des paramètres du convertisseur : capacités

Nous testons la robustesse de l'observateur par rapport aux capacités  $C1$  et  $C2$ , Nous introduisons une variation de 50% sur les 2 capacités.



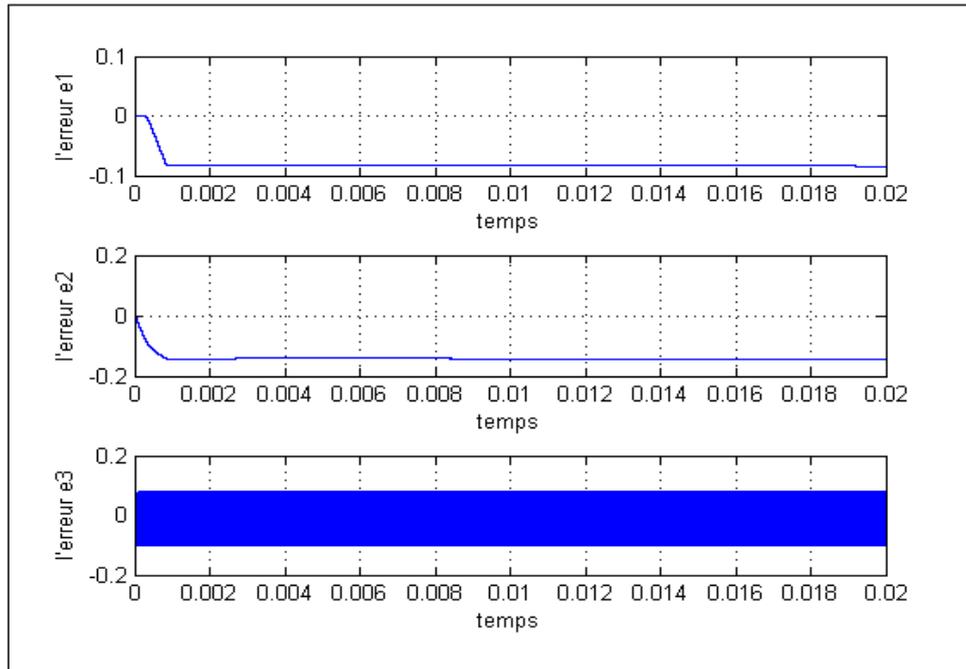
**Figure III.4 :** Erreurs d'observation en présence de variations sur les capacités

Nous remarquons que les erreurs d'observation des tensions ( $e1$ ,  $e2$ ) ne convergent plus vers 0, alors que l'erreur d'observation sur le courant ( $e3$ ) converge et oscille autour de 0 avec

un max de 0.2. L'observateur par mode glissant n'est donc pas robuste face aux variations sur les condensateurs.

### b) Variations des paramètres de la charge : résistance

Nous testons la robustesse de l'observateur par rapport à la résistance de charge, Nous introduisons une variation de 50% sur la valeur de la résistance.



**Figure III.5** : Erreurs d'observation en présence de variations sur la résistance

Nous constatons que la dynamique de convergence est pratiquement la même, les erreurs d'observation converge vers zéro. L'observateur est robuste vis-à-vis des variations paramétriques sur la valeur de la résistance de la charge.

### c) Variations des paramètres de la charge : inductance

Nous testons la robustesse de l'observateur par rapport à l'inductance Nous introduisons une variation de 50% sur l'inductance.

Nous constatons que la dynamique de convergence des erreurs d'observation n'est pas très affectée par cette variation paramétrique, l'erreur d'observation sur les tensions ( $e_1$ ,  $e_2$ ) converge vers une valeur acceptable et l'erreur d'observation sur le courant ( $e_3$ ) oscille autour de 0 avec un max de 0.2. L'observateur est alors robuste vis-à-vis des variations paramétriques sur la valeur de l'inductance de la charge.

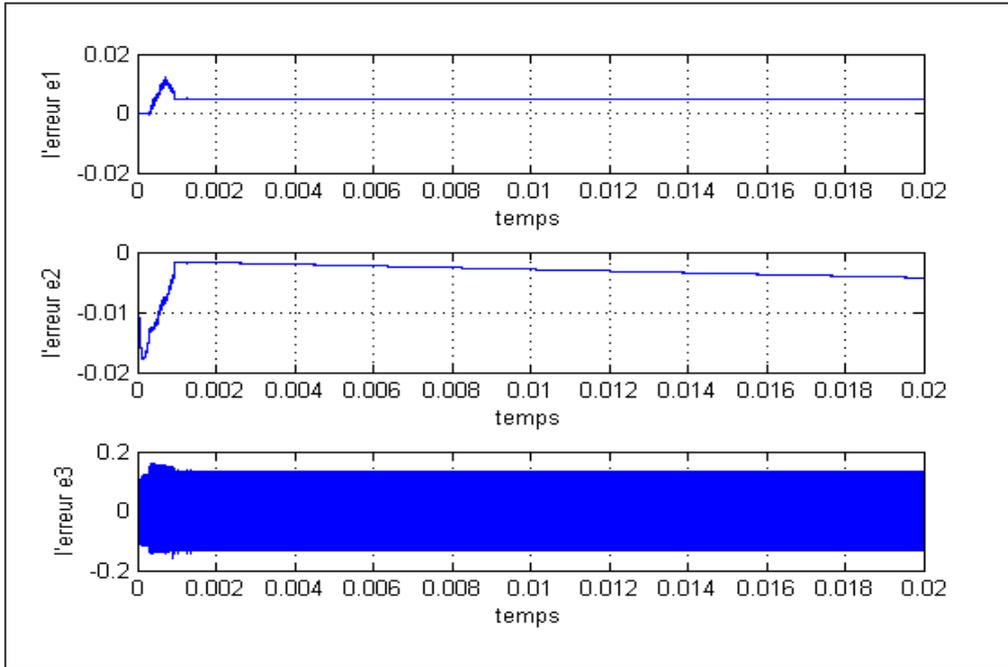


Figure III.6 : Erreurs d'observation en présence de variations sur l'inductance

**d) Variation des paramètres de l'ensemble (R, L, E)**

Nous testons la robustesse de l'observateur par rapport à l'ensemble résistance, inductance et tension d'entrée, Nous introduisons une variation sur la résistance +50%, l'inductance +50%et la tension d'entrée +10%

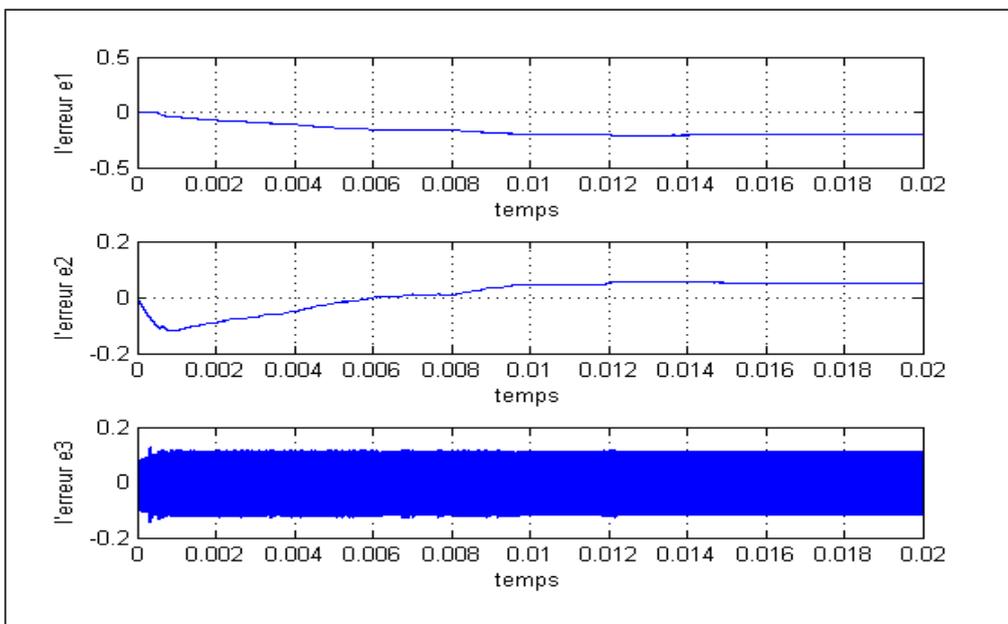


Figure III.7 : Erreurs d'observation en présence de variations sur l'ensemble (R, L, E)

Nous remarquons que l'erreur sur les tensions (e1, e2) converge vers une valeur acceptable et l'erreur sur le courant (e3) converge oscille autour de 0. L'observateur est robuste vis-à-vis même des variations paramétriques sur l'ensemble résistance, inductance et tension d'entrée.

## III.2.2. Observateur mode glissant d'ordre supérieur

### III.2.2.1. Principe de l'observateur

En pratique l'utilisation des modes glissante d'ordre 1 introduit de fortes oscillations a haut fréquences, communément appelé phénomène de broutement ou de *chattering* qui est dû à la présence de la fonction signe présent dans l'équation de l'observateur. Pour remédier à ce problème, nous remplaçons la fonction signe par des fonctions plus lisses comme la fonction sigmoïde ou la fonction saturation pour éliminer le problème de chattering. Malheureusement l'utilisation de ces fonctions réduit considérablement la robustesse de l'observateur par mode de glissement. Pour garder la robustesse et éliminer en même temps le phénomène de chattering. Les chercheurs ont proposé d'utiliser l'observateur par mode glissant d'ordre 2.

### III.2.2.2. Dimensionnement de l'observateur

L'observateur par mode glissant d'ordre supérieur pour le convertisseur à 3 cellules :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{V}_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1)\hat{I} + Z1 \\ \frac{d\hat{V}_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (u_p - u_{p-1})\hat{I} + Z2 \\ \frac{d\hat{I}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} + \frac{E}{L} u_3 - \frac{\hat{V}_{c1}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{\hat{V}_{c1}}{L} (u_2 - u_1) + Z3 \end{array} \right.$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_i = \mathcal{L}_i |e_i|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{x}_i) + V_i \\ \dot{V}_i = \alpha_i \text{sign}(\tilde{x}_i) \end{array} \right.$$

Ou :  $(\alpha_i > k_i \tilde{x}_i)$  et  $(\mathcal{L}_i > 4\sqrt{\alpha_i})$

$k_i$  sont les constantes de Lipschitz positive

### III.2.2.3. Résultats de simulation

Pour les mêmes paramètres utilisés dans le chapitre I, les résultats de la simulation sont les suivants :

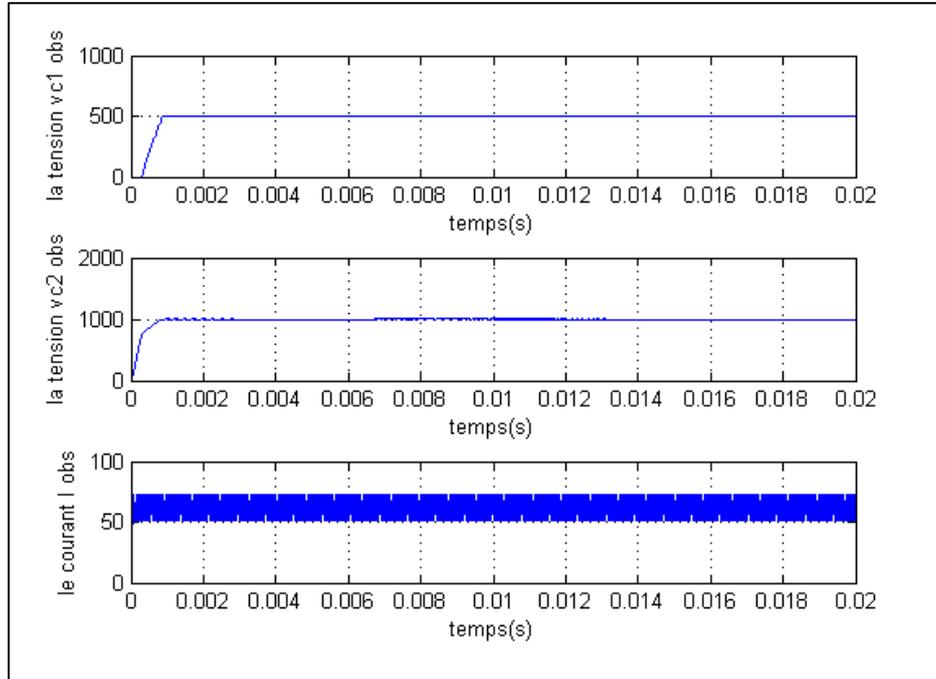


Figure III.8 : Les estimées des états

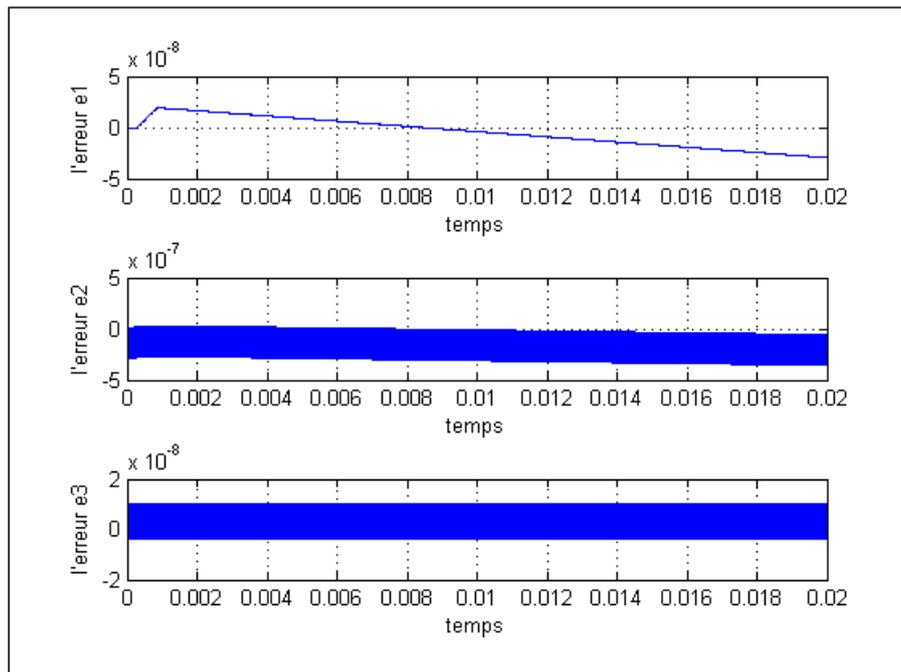


Figure III.9 : Les erreurs d'observation

Nous remarquons que les erreurs d'observation convergent vers zéro (de l'ordre de  $10^{-8}$ )

### III.2.2.4. Tests de robustesse

#### a) Variations des paramètres du convertisseur : capacités

Nous introduisons une variation de 50% sur les valeurs des deux capacités C1 et C2.

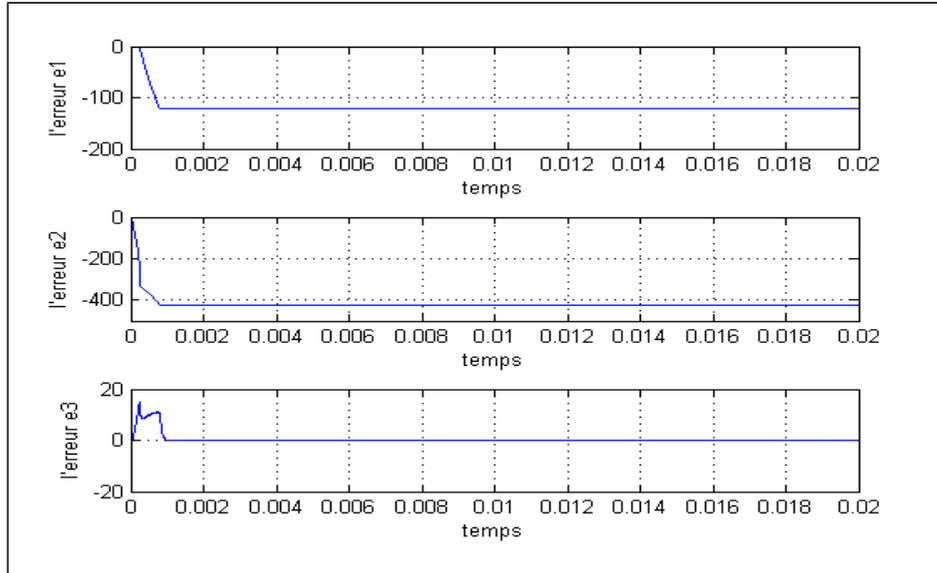


Figure III.10 : Erreurs d'observation en présence de variations sur les capacités

Nous remarquons que les erreurs sur les tensions internes (e1, e2) sont assez grandes et ne convergent plus vers 0. L'observateur par mode glissant d'ordre 2 n'est donc pas robuste face aux variations sur les condensateurs.

#### b) Variations des paramètres de la charge : résistance

Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur la valeur de la résistance,

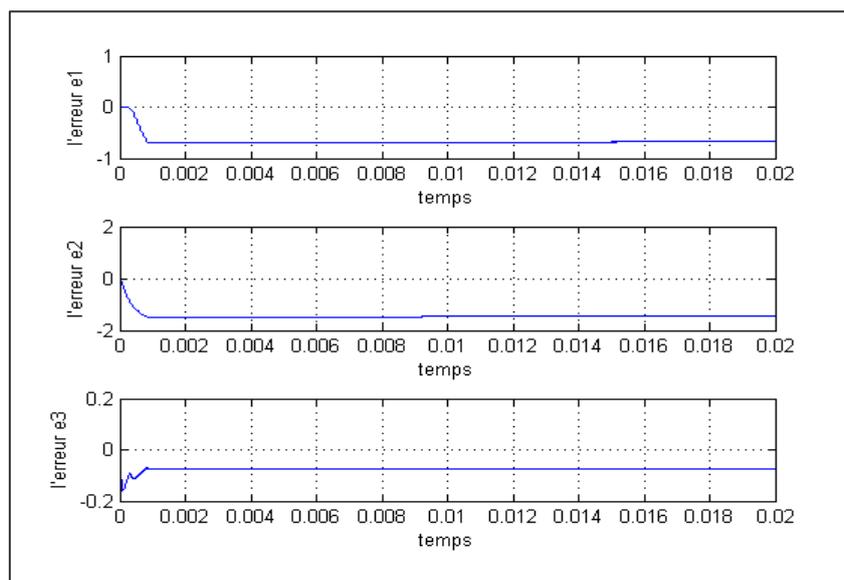


Figure III.11 : Erreurs d'observation en présence de variations sur la résistance

Nous remarquons que les erreurs ( $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ ) convergent vers des valeurs acceptables, l'observateur est robuste face aux variations sur la résistance de la charge.

### c) Variations des paramètres de la charge : inductance

Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur la valeur de l'inductance.

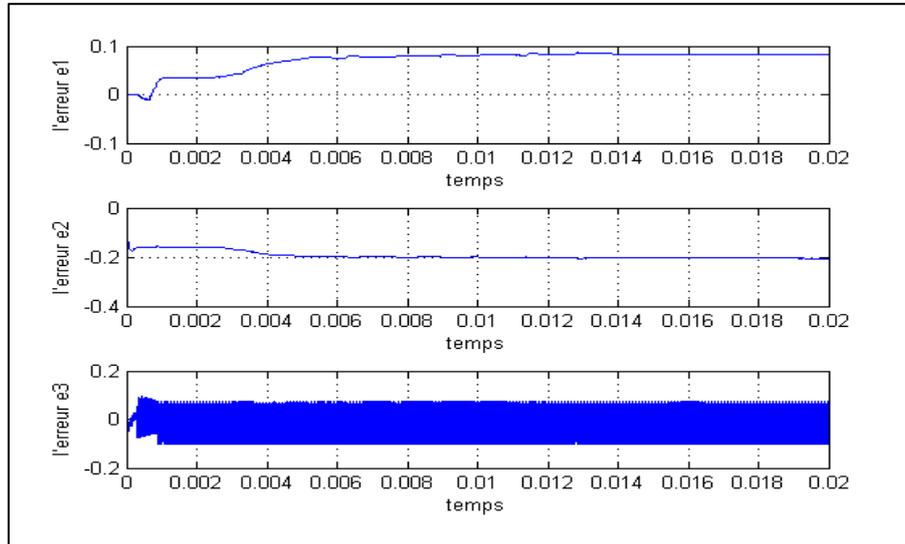


Figure III.12 : Erreurs d'observation en présence de variations sur l'inductance

Nous remarquons que l'erreur sur les tensions ( $e_1$ ,  $e_2$ ) converge vers des valeurs acceptable et que l'erreur sur le courant ( $e_3$ ) oscille autour de 0. L'observateur est robuste face aux variations sur l'inductance de la charge.

### d) Variation des paramètres de l'ensemble (R, L, E)

Nous introduisons une variation de +50% sur la l'inductance et la résistance et une variation de +10% sur la tension d'entrée :

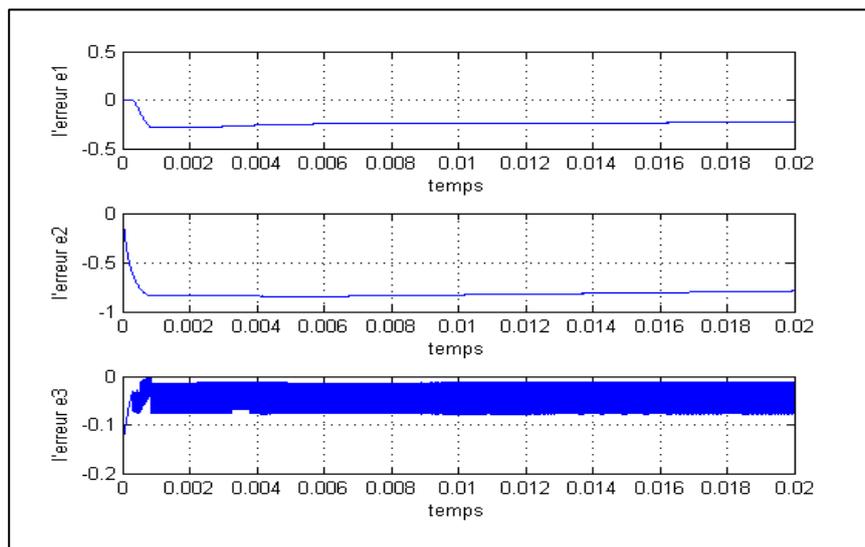


Figure III.13 : Erreurs d'observation en présence de variations sur l'ensemble (R, L, E)

Nous remarquons que l'erreur sur les tensions ( $e_1$ ,  $e_2$ ) converge vers une valeur acceptable et l'erreur sur le courant ( $e_3$ ) oscille autour  $-0.05$ . L'observateur est alors robuste vis-à-vis des variations paramétriques sur l'ensemble résistance, inductance et tension d'entrée.

### III.2.3. Observateur adaptatif

#### III.2.3.1. Principe de fonctionnement

Soit le système affine en l'état suivant [12] :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(u(t)).x(t) + g(u(t), y(t)). \\ y(t) = C.x(t) \end{cases}$$

La matrice  $A$  est dépendante de la commande  $u$  et la fonction  $g(u(t), y(t))$  est une injection entrée-sortie.

Si l'entrée  $u$  est persistante, dans le sens qu'il existe  $\alpha, \beta, T > 0$  et  $t_0 > 0$  et tel que pour toute condition initiale  $x_0$  nous avons :

$$\alpha I \leq \int_t^{t+1} \varphi_{u,x_0}(\tau, t) C^T C \varphi_{u,x_0}(\tau, t) d\tau \leq \beta I$$

Avec  $\varphi_{u,x_0}$  est la matrice de transition du système :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(u)x \\ y = Cx \end{cases}$$

Alors l'observateur exponentiel pour le système affine est donnée est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(u(t))\hat{x}(t) + g(u(t), y(t)) - P^{-1}C^T(\hat{y}(t) - y(t)) \\ \dot{P}(t) = -\gamma P(t) - A^T(u(t))P(t) - P(t)A(u(t)) + 2C^T C \\ \hat{y}(t) = \hat{x}(t) \end{cases}$$

Nous notons que  $\gamma$  doit être positif constant et suffisamment large tel que pour toute matrice symétrique positive  $P(0)$ , la condition suivante est vérifiée :

$$\forall t > t_0, \exists \delta, \sigma > 0: \sigma I < P(t) < \delta I$$

Pour prouver la convergence exponentielle de l'observateur, nous considérons l'erreur d'estimation  $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ . Sa dynamique est donnée par :

$$\dot{e}(t) = (A(u(t)) - P^{-1}C^T C)e(t)$$

Considérons maintenant la fonction candidate de Lyapunov  $V(e(t)) = e(t)^T P e(t)$ , sa dérivée tout au long de la dynamique d'erreur est donnée par :

$$\dot{V}(e(t)) = \gamma V(e(t))$$

Alors nous pouvons conclure que l'observateur considéré converge exponentiellement.

### III.2.3.2. Dimensionnement de l'observateur

L'analyse du fonctionnement du système pour différentes configurations a été faite dans [14], nous pouvons conclure que, sur une période d'échantillonnage, les deux tensions ne sont pas observables en même temps. Pour que ça soit le cas, il faut raisonner, au moins, sur deux périodes d'échantillonnage. Il n'est pas possible donc de construire un observateur adaptatif sur la base du modèle moyen du convertisseur.

Pour remédier à ce problème, l'idée est de considérer deux modèles affines d'ordre 2 interconnectés et construire l'observateur sur la base de ces modèles. Ceci va nous ramener à écrire le modèle du système de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = r_1 \frac{1}{C_1} \hat{I} \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot I + \frac{E}{L} u_3 - r_1 \frac{V_{c1}}{L} - r_2 \frac{V_{c2}}{L} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c2}}{dt} = r_2 \frac{1}{C_1} \hat{I} \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot I + \frac{E}{L} u_3 - r_1 \frac{V_{c1}}{L} - r_2 \frac{V_{c2}}{L} \end{array} \right.$$

Cependant, pour ces deux systèmes, nous pouvons distinguer deux vecteurs d'états notés  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  et la forme affine compacte du convertisseur à trois cellules de commutations sera donnée par :

$$\begin{cases} \dot{X}_1(t) = A(r_2)X_1(t) + B_2(r, u, y) + H_1(r_2, X_2) \\ \dot{X}_2(t) = A(r_1)X_2(t) + B_1(r, u, y) + H_2(r_1, X_1) \\ y(t) = Cx_i(t) \end{cases}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_i = \begin{pmatrix} I \\ V_{ci} \end{pmatrix} \\ A(r_i) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{r_i}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ H_1(r_1, X_1) = -\frac{r_2}{L} \begin{pmatrix} V_{c2} \\ 0 \end{pmatrix}, H_2(r_2, X_2) = -\frac{r_1}{L} \begin{pmatrix} V_{c1} \\ 0 \end{pmatrix} \\ B(r, u, y) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} I + \frac{E}{L} u_3 \\ r_i \frac{I}{C_i} \end{pmatrix} \\ c = (1 \ 0) \end{array} \right.$$

Pour construire l'observateur sur la base de ces modèles, il faut vérifier les conditions suivantes :

La première étape consiste à vérifier que les entrées  $q_i$  sont régulièrement persistantes [12]. Si une entrée est régulièrement persistante, elle permet d'exciter suffisamment le système pour obtenir les informations nécessaires à la reconstruction des variables non mesurées à l'aide de l'observateur conçu. Ce nouveau concept de persistance régulière pour les systèmes dynamiques hybrides est équivalent à la notion d'observabilité  $Z(T_N)$  [15].

Cette notion de  $Z(T_N)$  observabilité a été définie dans [14] comme suit :

Considérons la classe de systèmes hybrides suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, q) \\ y = h(t, x, q) \end{cases}$$

Où  $x$  est l'état continu,  $q$  est présenté par la séquence de commande prenant uniquement des valeurs discrètes.  $Q$  est un ensemble fini, les fonctions  $f$  et  $h$  sont deux champs de vecteurs suffisamment dérivables. Pour cette classe de système, la notion d'observabilité est fortement liée à la séquence de commande  $q$ , nous avons alors besoin de définir la notion suivante :

La fonction  $z=Z(t, x, u)$  est  $Z(TN)$  observable le long de la trajectoire de temps hybride  $TN$  si pour toutes les trajectoires  $(t, x_i(t), u_i(t))$ ,  $(i=1,2)$  définies dans l'intervalle de temps  $[t_{ini}, t_{end}]$ , l'égalité  $h^1 = h^2$  implique  $Z(t, x^1) = Z(t, x^2)$ .

La deuxième étape revient à vérifier que les fonctions  $H_1(r_1, X_1)$  et  $H_2(r_2, X_2)$  sont globalement Lipschitz par rapport à  $X_2$  et  $X_1$  respectivement. Cette condition est vérifiée car ces deux fonctions sont linéaires.

L'observateur sera ensuite donné par:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1(t) = A(r_1)Z_1(t) + B_1(r, u, y) + H_1(r_2, X_2) + |r_1|P_1^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_1(t) = |r_1| - \gamma_1 P_1 - A^T(r_1)P_1 - P_1 A(r_1) + 2C^T C \\ \dot{Z}_2(t) = A(r_2)Z_2(t) + B_2(r, u, y) + H_2(r_1, X_1) + |r_2|P_2^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_2(t) = |r_2| - \gamma_2 P_2 - A^T(r_2)P_2 - P_2 A(r_2) + 2C^T C \\ \hat{y}(t) = CZ_i(t) \end{cases}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} Z_i = \begin{pmatrix} I \\ V_{ci} \end{pmatrix} \\ A(r_i) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{r_i}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ H_1(r_1, Z_1) = -\frac{r_2}{L} \begin{pmatrix} \hat{V}_{c2} \\ 0 \end{pmatrix}, H_2(r_2, Z_2) = -\frac{r_1}{L} \begin{pmatrix} \hat{V}_{c1} \\ 0 \end{pmatrix} \\ B(r, u, y) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}u_3 \\ r_i \frac{1}{c_i} \end{pmatrix} \\ c = (1 \ 0) \\ \gamma_1, \gamma_2 > 0 \end{cases}$$

On note  $P_1^{-1}C^T$  et  $P_2^{-1}C^T$  les gains de l'observateur des deux systèmes interconnectés ( $P_1$  et  $P_2$  sont deux matrices définies symétriques positives [12]).

L'analyse de convergence de l'observateur pour chacune des configurations a été démontrée dans [16].

### III.2.3.3. Résultat de simulation

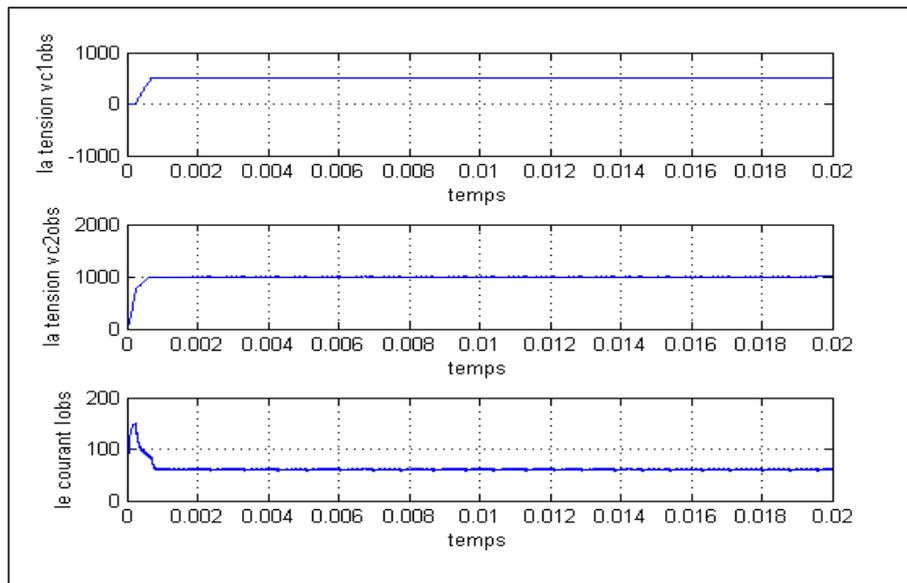


Figure III.14 : Evolution des estimées d'état

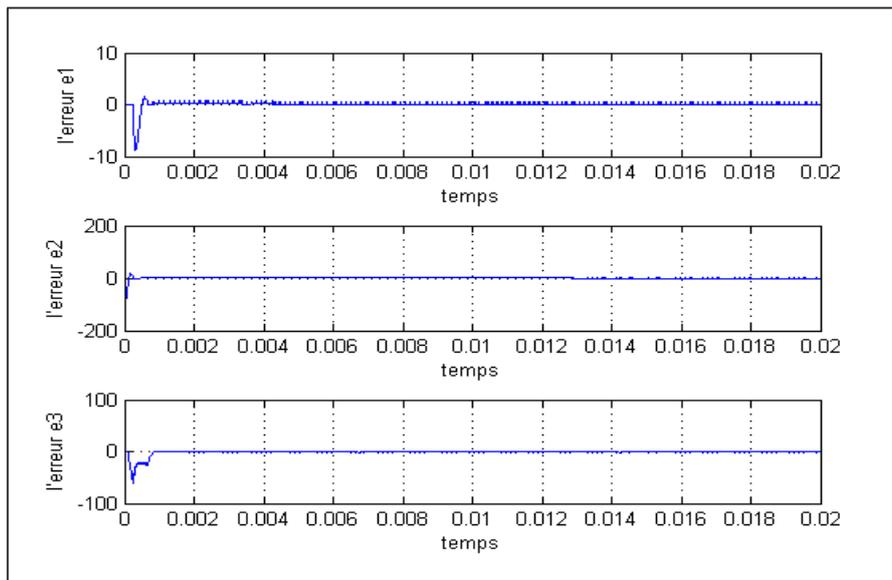


Figure III.15 : Evolution des erreurs d'observation

Nous remarquons que les erreurs d'observation convergent vers zéro malgré un léger dépassement en régime transitoire notamment dans l'estimation du courant.

### III.2.3.4. Tests de robustesse

#### a) Variations des paramètres du convertisseur : capacité

Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur la valeur des deux capacités.

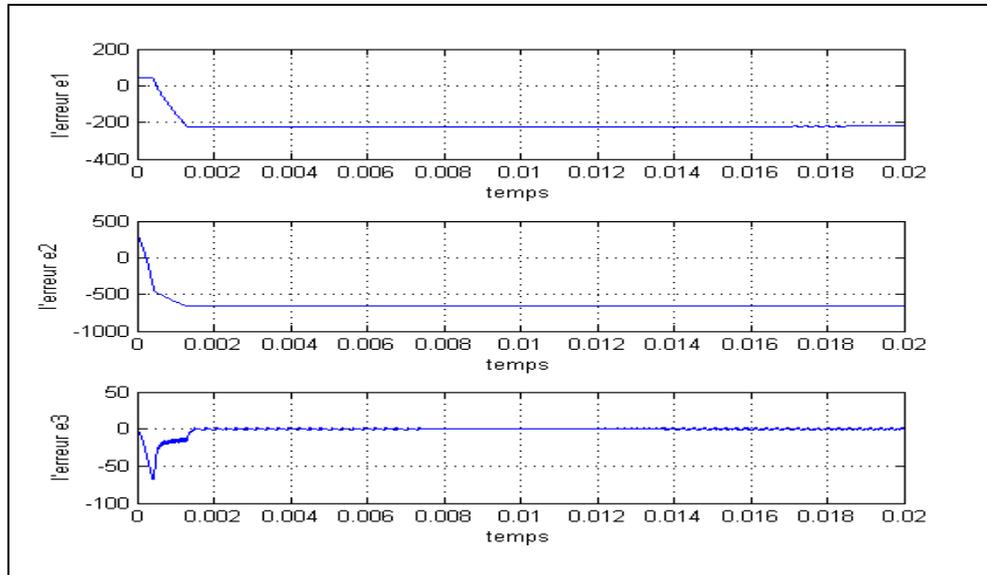


Figure III.16 : Erreurs d'observation en présence de variations sur les capacités

Nous remarquons que les erreurs sur les tensions internes ( $e_1$   $e_2$ ) ne convergent pas vers 0, alors que l'erreur  $e_3$  converge vers 0 l'observateur n'est alors pas robuste face aux variations paramétriques sur les capacités.

#### b) Variations des paramètres de la charge : résistance

Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur la valeur de la résistance,

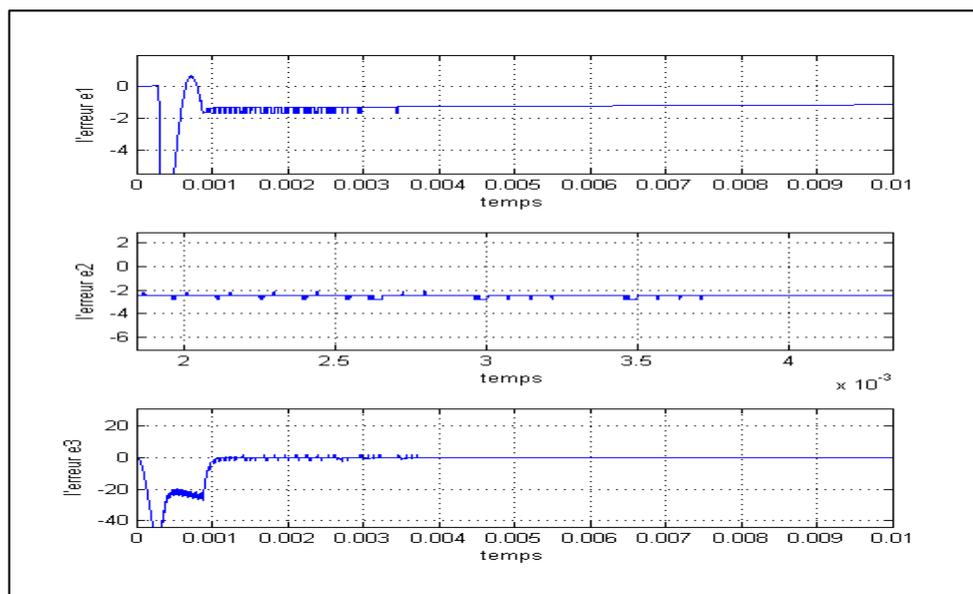
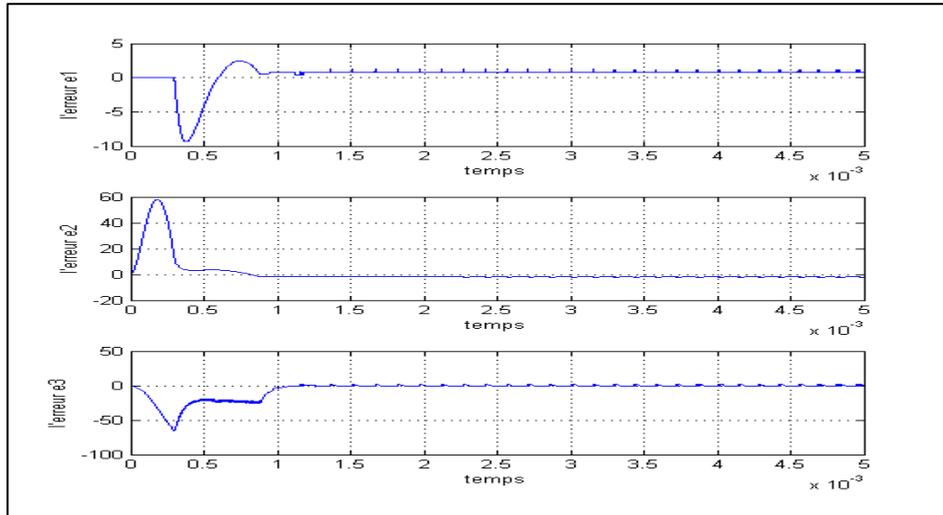


Figure III.17 : Erreurs d'observation en présence de variations sur l'ensemble la résistance

Les erreurs d'observations convergentes vers des valeurs négligeables face aux valeurs de référence, l'observateur a donc une bonne robustesse face aux variations sur la résistance.

**c) Variations des paramètres de la charge : inductance**

Nous introduisons une variation paramétrique de 50% sur la valeur de l'inductance,

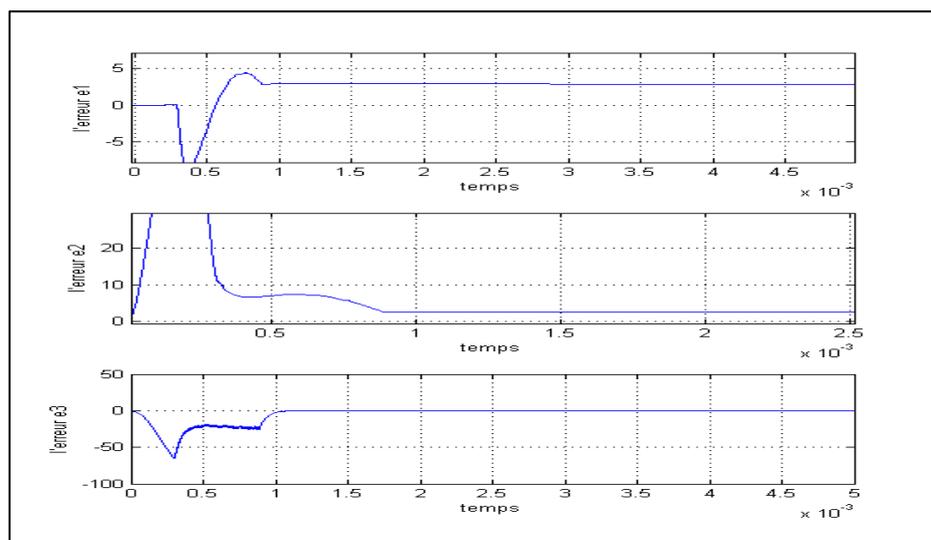


**Figure III.18 :** Erreurs d'observation en présence de variations sur l'inductance

Les erreurs d'observations convergentes vers 0, l'observateur a donc une bonne robustesse face aux variations sur l'inductance de la charge.

**d) variation des paramètres de l'ensemble (R, L, E)**

Nous introduisons une variation de +50% sur la l'inductance et la résistance et une variation de +10% sur la tension d'entrée :



**Figure III.19 :** Erreurs d'observation en présence de variations sur l'ensemble (R, L, E)

Ici aussi, malgré un dépassement en début de réponse, les valeurs de convergence sont négligeables face aux valeurs de référence, l'observateur a donc une bonne robustesse face aux variations sur l'ensemble (R, L, E)

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, trois différentes stratégies d'observateurs ont été développées. L'observateur par mode glissant est basé sur la génération de surface de glissement qu'on a choisi comme étant la différence entre le courant de charge et son estimé. L'observateur par mode de glissement d'ordre un a montré des performances de rapidité de convergence et de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques. Cependant, l'effet chattering constitue l'inconvénient majeur de cette stratégie d'observation. Pour remédier à ce problème, nous avons appliqué l'observateur par mode de glissement d'ordre deux (Super Twisting Algorithm). Les résultats sont nettement améliorés, tout en gardant les propriétés des modes glissants (rapidité et robustesse). Enfin, Le troisième observateur, observateur adaptatif a montré de bonnes performances.

# Conclusion Générale

Le travail que nous avons effectué sur les convertisseurs multicellulaire s'inscrit dans un domaine qui se situe entre l'Electronique de puissance et l'Automatique dans lequel beaucoup de travaux restent à faire, lors de ce travail nous avons développé quelques méthodes de diagnostic des différents défauts qui peuvent apparaître dans le fonctionnement du convertisseur.

Dans un premier temps nous avons vu différents modèle pour le convertisseur multicellulaire, le modèle instantané et le modèle aux valeurs moyennes qui se différencient par la nature de leurs entrées : les signaux de commande des interrupteurs pour le premier et les rapports cycliques pour le second, l'utilité de ces modèles s'insère dans le choix de la stratégie de commande à développer, nous avons aussi pu voir deux autres modèles qui ont déjà fait l'objet d'étude dans la littérature à savoir : le modèle harmonique et le modèle hybride.

Nous avons aussi développés différentes stratégies de commande que ça soit en boucle ouverte comme la M.L.I ou en boucle fermée comme la commande par mode glissant, la commande par feedback linearisation et enfin la commande hybride. Et aussi développés différentes stratégies d'observation, l'observateur par mode glissant, l'observateur par mode glissant d'ordre supérieur et l'observateur adaptatif. Nous avons, pour chaque commande et observateur, effectué des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des changements de référence.

convertisseur multicellulaire et nous avons terminé notre travail par une étude des différent cas de blocage commande.

Les perspectives attendues dans le futur, c'est faire l'expérimentation des résultats obtenus dans ce travail tels que, les différent commande et observateurs synthétisé pour le convertisseur ainsi que le diagnostic et développé une commande tolérante aux défauts on se basant sur le diagnostic fait dans ce mémoire; ainsi élargir la zone d'étude en s'intéressant aux convertisseurs multicellulaires triphasés.

---

---

# Références

- [1] T. Meynard and H.Foch. Multi-level choppers for high voltage applications. EPE Journal, page 45–50, 1992.
- [2] Régis RUELLAND. Apport De La Co-Simulation Dans La Conception De L'architecture Des Dispositifs De Commande Numérique Pour Les Systèmes Electriques. Thèse de doctorat, NP Toulouse, 2002.
- [3] CARRERE P. Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires séries à IGBT : Equilibrage des tensions flottantes. PhD thesis, INP Toulouse, 1996.
- [4] Geoffrey R.Walker B.E.Hons. Modulation and Control of Multilevel converters. PhD thesis, University of Queensland, 1999.
- [5] R.H. Wilkinson T.A. Meynard and H. du T. Mouton. Natural balance of multicell converters. IEEE, mar 2003.
- [6] A. DJEMAI M. de LEON J. BENMANSOUR, K. BENALIA. Hybrid control of a multicellular converter, nonlinear analysis. Hybrid Systems 1 No.1, pages 16–19, mar 2007.
- [7] F. BENBOUZID M.E.H. BOUCHERIT M.S. TADJINE M. BENZINEB, O. TAIBI. Multicell converters hybrid sliding mode control. International Review of Modeling and Simulation 4 No.3, 2011.
- [8] BEJARANO F., GHANES M. , BARBOT J.P. Observability and Observer Design for Hybrid Multicell Choppers. International Journal of Control, to appear, 2010.
- [9] W.LI J.J SLOTINE. Applied nonlinear control. Prentice-Hall International, 1989.
- [10] BENSAID R. Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les Convertisseurs multicellulaires séries. Thèse de doctorat. Toulouse : Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2001.
- [11] J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung. "Variable Structure Control: a Survey". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, issue 1, pp. 2-22, February 1993.
- [12] M. GHANES M., BARBOT J.B., DE LEON J., GLUMINEAU A. A robust output feedback controller of the induction motor drives: new design and experimental validation. International Journal of Control, à paraître, 2010.
- [14] BENMANSOUR K. Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride. Thèse de doctorat, Cergy-Pontoise, Université de Cergy-Pontoise, 2009, 155p.
-