



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :
N° de série :

Faculté des Sciences et Technologies
Département des Sciences et Technologie

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine: *Sciences et Technologies*

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique

Par:

RECHOUM Lokmane Elhakim

HADJ SAID Bahmed

Thème

Diagnostic et commande des convertisseurs multicellulaires

Soutenu publiquement le : /06/2018

Devant le jury :

Mr. CHERIF Salah	MAA	Univ. Ghardaïa	Président
Mr. BECHOUAT Mehcene	MAA	Univ. Ghardaïa	Examineur
Mr. BOUARROUDJ Noureddine	MAA	Univ. Ghardaïa	Examineur
Mr. BENCHAAABANE Achour	MAA	Univ. Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2017/2018

REMERCIEMENTS

Nous remercions **ALLAH** de nous avoir donné la force pour accomplir ce travail.

Nous remercions notre encadreur monsieur **BENCHAABANE** Achour pour leur aide, leur encouragement et leur patience.

Nous remercions chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer notre travail.

Et nous n'oublions pas tous les enseignants du département Génie électrique.

Nous remercions tout le personnel de l'université de Ghardaïa

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

Dédicace

Nous dédions ce mémoire à :

À nos chers parents

À nos frères et sœurs

À nos familles

À notre cher encadreur Mr BENCHAAABANE Achour

À tous nos amis

Table des matières

Table des figures.....	a
Liste du tableau.....	e
Symboles et Abréviations	f
Résumé.....	h
Introduction générale	1

Chapitre I : Présentation et Modélisation Des Convertisseurs Multicellulaires

I.1 Introduction :	3
I.2 Convertisseurs multicellulaires :	3
I.2.1 Apparition des convertisseurs multicellulaires série :	3
I.2.2 Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux :	4
I.2.3 Différentes structures de convertisseurs multi niveaux :	4
I.2.3.1 Le convertisseur multiniveaux en cascade :	4
I.2.3.2 Les convertisseurs multi niveaux à structure NPC:	6
I.2.3.3 La structure multicellulaire :	7
I.3 Modélisation des convertisseurs multicellulaires :	9
I.3.1 Introduction :	9
I.3.2 Les différents modèles:	9
I.3.2.1 Modèle instantané :	9
I.3.2.2 Modèle moyen :	12
I.3.2.3 Modèle harmonique :	13
I.3.3 Deux cellules :	14
I.3.4 Trois cellules :	15
I.3.5 cinq cellules :	16
I.4 Conclusion :	18

Chapitre II : Commande des par mode glissant des convertisseurs multicellulaires

II.1 Introduction:	19
II.2 Stabilité des convertisseurs multicellulaire au sens de Lyapunov :	19
II.2.1 Stabilité classique:	19
II.2.2 Critère de lyapunov :	20
II.2.3Définition des surfaces de commutations à l'aide d'une fonction de Lyapunov	20
II.3 Etude de la commandabilité :	22
II.3.1 Commandabilité du modèle du convertisseur :	22
II.3.2 Commandabilité d'un convertisseur :	23
II.4 Commande par modes glissants :	25
II.4.1 Généralités :	25
II.4.2 Principe :	25
II.4.3. Conception de la commande par mode glissant :	26
II.4.4. Conditions de convergence et d'existence :	27
II.4.5 Avantages et inconvénients :	27
II.5 Application au la commande par modes glissants :	28
II.5.1 Deux cellules :	28
II.5.1.1 Les résultats de la simulation:	29
II.5.2 Trois cellules :	33
II.5.2.1 Les résultats de la simulation:	34
II.5.3 Cinq cellules :	38
II.5.3.1 Les résultats de la simulation:	39
II.6 Etude de robustesse de la commande par mode de glissement:	46
II.6.1. Etude de robustesse de la commande convertisseur deux cellules :	46
II.6.1. Etude de robustesse de la commande convertisseur trois cellules :	46
II.7. Conclusion :	55

Chapitre III : Diagnostic des défauts des convertisseurs multicellulaires

III.1 Introduction :	56
III.2. Intérêt et objectifs du diagnostic :	56
III.3. Formulation du problème de diagnostic :	56
III.3.1. Définitions et généralités sur les défauts :	56
III.3.1.1. Anomalie, défaut, défaillance, panne :	57
III.3.1.2. Classification des défauts :	57
III.3.1.3. Modélisation des défauts :	59
III.3.2. Etapes du diagnostic des défauts :	61
III.4. Méthode de génération de résidu :	63
III.4.1. Identification paramétrique :	63
III.4.2. Espace de parité :	65
III.4.3. Observateurs d'état :	66
III.4.3.1. Observation par mode glissant :	66
III.4.3.1.1 Les étapes de conceptions:	67
III.4.3.2. Observateur d'isolation pour les actionneurs :	68
III.5. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires:	69
III.5.1. Diagnostic de défaut cellule des convertisseurs multicellulaires :	69
III.5.1.1 Application au convertisseur 2 cellules :	69
III.5.1.1.1 Observateur par mode glissant :	70
III.5.1.2 Application au convertisseur 3 cellules:	77
III.5.1.2.1 Observateur par mode glissant:	77
III.6 Conclusion :	88
Conclusion générale :	89
Annexe :	I
Bibliographique :	II

Table des figures

N : Figure	Titre	N:Page
Figure I.1	Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade	5
Figure I.2	Structure d'un convertisseur en cascade polygonal N niveaux.	5
Figure I.3	Bras d'onduleur à structure à N niveaux	7
Figure I.4	Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation.	8
Figure I.5	représentation d'une cellule élémentaire à l'ordre k	10
Figure I.6	Convertisseur à deux cellules	14
Figure I.7	Convertisseur à trios cellules	15
Figure I.8	Convertisseur à cinq cellules	16
Figure II.1	Représentation de l'état énergétique du convertisseur Multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions	26
Figure II.2	Tension flottante V_{c1}	30
Figure II.3	Le courant de la charge i_s	30
Figure II.4	La tension de charge V_s	31
Figure II.5	convergence de surface de glissement S_1	31
Figure II.6	convergence de surface de glissement S_2	32
Figure II.7	Evolution d'interrupteur u_1	32
Figure II.8	Evolution d'interrupteur u_2	32
Figure II.9	Tension flottante V_{c1}	34
Figure II.10	Tension flottante V_{c2}	35
Figure II.11	Le courant de charge i_s	35
Figure II.12	La tension de charge V_s	35
Figure II.13	Convergence de surface de glissement S_1	36
Figure II.14	Convergence de surface de glissement S_2	36
Figure II.15	Convergence de surface de glissement S_3	37
Figure II.16	Evaluation d'interrupteur u_1	37
Figure II.17	Evaluation d'interrupteur u_2	37
Figure II.18	Evaluation d'interrupteur u_3	38
Figure II.19	Tension flottante V_{c1}	40

Figure II.20	Tension flottante V_{c2}	40
Figure II.21	Tension flottante V_{c3}	41
Figure II.22	Tension flottante V_{c4}	41
Figure II.23	Le courant de charge i_s	41
Figure II.24	La tension de charge V_s	42
Figure II.25	Convergence de surface de glissement S_1	42
Figure II.26	Convergence de surface de glissement S_2	43
Figure II.27	Convergence de surface de glissement S_3	43
Figure II.28	Convergence de surface de glissement S_4	43
Figure II.29	Convergence de surface de glissement S_5	44
Figure II.30	Evaluation d'interrupteur u_1	44
Figure II.31	Evaluation d'interrupteur u_2	44
Figure II.32	Evaluation d'interrupteur u_3	45
Figure II.33	Evaluation d'interrupteur u_4	45
Figure II.34	Evaluation d'interrupteur u_5	45
Figure II.35	Tension flottante V_c	46
Figure II.36	Le courant de charge i_s	47
Figure II.37	La tension de charge V_s	47
Figure II.38	Convergence de surface de glissement S_1	47
Figure II.39	Convergence de surface de glissement S_2	48
Figure II.40	Tension flottante V_c	48
Figure II.41	Le courant de charge i_s	49
Figure II.42	Convergence de surface de glissement S_1	49
Figure II.43	Convergence de surface de glissement S_2	49
Figure II.44	Tension flottante V_{c1}	50
Figure II.45	Tension flottante V_{c2}	50
Figure II.46	Le courant de charge i_s	51
Figure II.47	La tension de charge V_s	51
Figure II.48	Convergence de surface de glissement S_1	51
Figure II.49	Convergence de surface de glissement S_2	52
Figure II.50	Convergence de surface de glissement S_3	52
Figure II.51	Tension flottante V_{c1}	53

Figure II.52	Tension flottante V_{c2}	53
Figure II.53	Le courant de charge is	53
Figure II.54	La tension de charge V_s	54
Figure II.55	Convergence de surface de glissement S_1	54
Figure II.56	Convergence de surface de glissement S_2	54
Figure II.57	Convergence de surface de glissement S_3	55
Figure III.1	Boucle de régulation et différents défauts agissants.	57
Figure III. 2	étapes du diagnostic à base de modèle	61
Figure III. 3	Evolution dès la tension V_c et la tension V_c estime	71
Figure III. 4	Evolution des courant I et courant I estimée	71
Figure III. 5	Evolution de V_c avec blocage de $u_1 = 1$	73
Figure III. 6	Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_1 = 1$	73
Figure III. 7	Evolution de I avec blocage de $u_1 = 1$	73
Figure III. 8	Evolution de V_c avec blocage de $u_1 = 0$	74
Figure III. 9	Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_1 = 0$	74
Figure III. 10	Evolution de I avec blocage de $u_1 = 0$	74
Figure III. 11	Evolution de V_c avec blocage de $u_2 = 1$	75
Figure III. 12	Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_2 = 1$	75
Figure III. 13	Evolution de I avec blocage de $u_2 = 1$	75
Figure III. 14	Evolution de V_c avec blocage de $u_2 = 0$	76
Figure III. 15	Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_2 = 0$	76
Figure III. 16	Evolution de I avec blocage de $u_2 = 0$	76
Figure III. 17	Evolution dès la tension V_{c1} et la tension V_{c1} estime	78
Figure III. 18	Evolution dès la tension V_{c2} et la tension V_{c2} estime	78
Figure III. 19	Evolution des courant I et courant I estimée	78
Figure III. 20	Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_1 = 1$	80
Figure III. 21	Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_1 = 1$	81
Figure III. 22	Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_1 = 1$	81
Figure III. 23	Evolution de I avec blocage de $u_1 = 1$	81

Figure III. 24	Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_1 = 0$	82
Figure III. 25	Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_1 = 0$	82
Figure III. 26	Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_1 = 0$	82
Figure III. 27	Evolution de I avec blocage de $u_1 = 0$	83
Figure III. 28	Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_2 = 1$	83
Figure III. 29	Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_2 = 1$	84
Figure III. 30	Evolution de $r(3)$ avec blocage de $u_2 = 1$	84
Figure III. 31	Evolution de I avec blocage de $u_2 = 1$	84
Figure III. 32	Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_2 = 0$	84
Figure III. 33	Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_2 = 0$	85
Figure III. 34	Evolution de $r(3)$ avec blocage de $u_2 = 0$	85
Figure III. 35	Evolution de I avec blocage de $u_2 = 0$	85
Figure III. 36	Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_3 = 1$	86
Figure III. 37	Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_3 = 1$	86
Figure III. 38	Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_3 = 1$	86
Figure III. 39	Evolution de I avec blocage de $u_3 = 1$	87
Figure III. 40	Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_3 = 0$	87
Figure III. 41	Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_3 = 0$	87
Figure III. 42	Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_3 = 0$	88
Figure III. 43	Evolution de I avec blocage de $u_3 = 0$	88

Liste des Tableaux

N : Tableau	Titre	N : page
Tableau II. 1	Paramètres du convertisseur étudié	30
Tableau II. 2	Paramètres du convertisseur étudié	34
Tableau II. 3	Paramètres du convertisseur étudié	40
Tableau III.1	Signature de fonctionnement avec défaut	72
Tableau III. 2	Signature de fonctionnement avec défaut	72
Tableau III. 3	Allocations de résidu	79
Tableau III. 4	Allocations de résidu	80

Symboles et Abréviations

p	nombre de cellules
V_{ck}	tensions flottantes
i_s et I	courant de charge
V_S	tension de sortie
$\hat{V}_{c1}, \hat{V}_{c2}, \hat{V}_{cp},$ \hat{I}_S	estimation des variables d'état
u_i ou sk_i	commande des interrupteurs
E	tension d'entrée
R	résistance de charge
L	inductance de charge
C_i	capacités flottantes
S_i	surfaces de commutation
$V(x)$	fonction de Lyapunov
$W_i(s)$	filtres de robustesse
$G(s)$	fonction de transfert
$\text{Det}(\cdot)$	Déterminant

ملخص

هذا العمل يدرس التشخيص والتحكم و مراقبة المحولات متعددة الخلايا وتستند على قواعد وظيفة ليونوف ، وذلك باستخدام طريقة الوضع المنزلق. الهدف من استخدام تشخيص عيوب الخلايا من المحول متعدد الخلايا باستخدام مراقب لمعرفة العيوب ومقعتها النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة تحقق من صحة الطرق المستخدمة.

الكلمات المفتاحية : التشخيص ، محولات متعددة الوسائط ، المراقب ، التحكم ، وضع الانزلاق

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire traite du diagnostic et commande des convertisseurs multicellulaires à base de la fonction de Lyapunov, en utilisant le mode glissant. L'objectif du diagnostic des défauts cellules du convertisseur multicellulaire en utilisant un observateur par mode glissant méthode de génération de résidu est utilisée pour connaître les indicateurs des défauts la prise de décision et la localisation. Les résultats ainsi obtenus par simulation valident les méthodes utilisées.

Mots clés : Diagnostic, convertisseurs multicellulaires, observateur, commande, mode eglissant

Abstract

The work presented in this memory deals with the diagnosis and control of multicellular converters based on the Lyapunov function, using the sliding mode. The purpose of the diagnosis of cell defects of the multicellular converter using an observer by sliding mode residue generation method is used to know the indicators of the defects in decision making and location. The results thus obtained by simulation validate the methods used.

Key words: Diagnosis, Multicell Converters, Observer, Control, Sliding Mode

Introduction générale

L'électronique de puissance a connu un développement technologique important, grâce à l'évolution des semi-conducteurs. Beaucoup de ces systèmes, tels que les convertisseurs multicellulaires basés sur l'association en série des cellules élémentaires de commutation, constituent des systèmes hybrides. Apparue au début des années 1990 [1]

La nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique de l'énergie et cette difficulté à augmenter les calibres en tension des composants des semi-conducteurs a conduit à l'élaboration d'une nouvelle structure de convertisseur statique [2].

Parmi les différentes techniques utilisées, une structure semblait vouer à un avenir très prometteur, les convertisseurs multicellulaires. En effet cette structure permet la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension par l'association en série de cellules de commutation, mais également d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en terme d'harmonique [3].

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

Les convertisseurs multicellulaires sont très sensibles à la défaillance des semi-conducteurs de puissance. Elle diminuerait les performances du système et l'obligerait à se déconnecter du réseau. De plus, si le défaut n'est pas détecté rapidement et ensuite compensé, il peut conduire à la destruction du convertisseur. Donc pour réduire ces risques, une détection de défaut ainsi qu'une isolation et une accommodation du défaut doivent être mises en œuvre très rapidement afin que le convertisseur multicellulaire puisse continuer à fonctionner dans des conditions nominales, en attendant une future opération de maintenance

Ce mémoire Contient a trois chapitres

Le premier chapitre dans la première partie représente les structures des convertisseurs multicellulaires et leurs différents, Après nous avons consacré le deuxième partie à la modélisation et l'analyse des convertisseurs multicellulaires. Notre étude concerne les convertisseurs multicellulaires à deux et à trois cellules.

Dans le deuxième chapitre nous examinons une stratégie de commande basée sur la théorie de LYAPUNOV en utilisant la technique des modes glissants. Le principe est de trouver des surfaces de commutation selon lesquelles on change l'état des interrupteurs, de telle sorte à assurer la stabilité du système et l'équilibrage des tensions des condensateurs, les performances sont évaluées, par simulation, à travers la commande des tensions flottantes et du courant de charge autour de leurs valeurs de référence [4]. Ce type de commande est appliqué pour des convertisseurs à deux, à trois et à cinq cellules débitant sur une charge R.L.

Le troisième chapitre présente le diagnostic des systèmes puis l'application du diagnostic de défauts aux convertisseurs multicellulaires. Dans la partie diagnostic des systèmes, on montre l'intérêt du diagnostic et les différentes méthodes utilisées. Nous allons utiliser la méthode d'observateur pour la génération de résidu. Cette méthode est basée sur l'estimation d'état, par l'observateur par mode de glissement. L'erreur d'estimation est utilisé comme un résiduel pour la détection et l'isolation des défauts.

Finalement une conclusion générale achève ce mémoire.

Chapitre I :

Présentation et Modélisation

Convertisseurs

Multicellulaires

Chapitre I : Présentation et Modélisation Des Convertisseurs Multicellulaires

I.1 Introduction :

Ce chapitre permettra d'une part de représenter l'intérêt et l'apparition des convertisseurs multicellulaires et leurs différentes structures (cascade, NPC, et La structure multicellulaire) d'autre part la modélisation instantanée des convertisseurs multicellulaires à deux, trois et cinq cellules.

I.2 Convertisseurs multicellulaires :

I.2.1 Apparition des convertisseurs multicellulaires série :

La mise en série des interrupteurs semblait être une solution pour les applications à grande puissance pour lesquelles la technologie n'offrait pas d'autres alternatives .En effet ce fut le cas du hacheur (9kV) embarqué dans le TGV espagnol (A.V.E) en 1990 pour adapter la tension continue (3kV) délivrée par le réseau ferré espagnol. Dans ce système, la fonction « Interrupteur commandé » était conçue par la mise en série de n interrupteurs de calibre plus petit. Pour fonctionner correctement, les interrupteurs mis en série de ce convertisseur doivent commuter simultanément.

Cependant, le synchronisme des commutations étant impossible à obtenir, lors du blocage, le premier semi-conducteur ouvert doit supporter toute la tension. De même, lors de l'amorçage, le dernier semi-conducteur amorcé doit supporter toute la tension. Ce problème a été résolu en ajoutant un circuit R.C.L sur chaque interrupteur. Mais il reste que ce principe de fonctionnements présente plusieurs inconvénients : réduction du nombre de degré de liberté, ajout d'un circuit dissipatif et augmentation des pertes engendrées [5].

Le convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Thierry A. Meynard et Henri Foch [6].

I.2.2 Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux :

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [7].

I.2.3 Différentes structures de convertisseurs multi niveaux :

De nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux ont déjà été imaginées et mises en œuvre. nous allons en présenter les principales.

I.2.3.1 Le convertisseur multiniveaux en cascade :

En 1975, les auteurs ont proposé dans un convertisseur multiniveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées.

La figure I.1 montre le schéma de base d'un convertisseur à N niveaux en cascade formé par l'association en série de $(N - 1)/2$ ponts à deux niveaux. La tension V_S en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $(N - 1) / 2$ tensions en sortie de ces ponts.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue E_C (figure I.2). Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont.

Il est à noter cependant que pour ces deux structures, l'encombrement et, par conséquent, l'augmentation du coût de l'installation restent des handicaps pénalisants. En effet, pour l'obtention d'une tension à N niveaux, il faudra disposer de $(N - 1) / 2$ ponts monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension

Continue égale à la valeur maximale de la tension de sortie de bras divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire) [8].

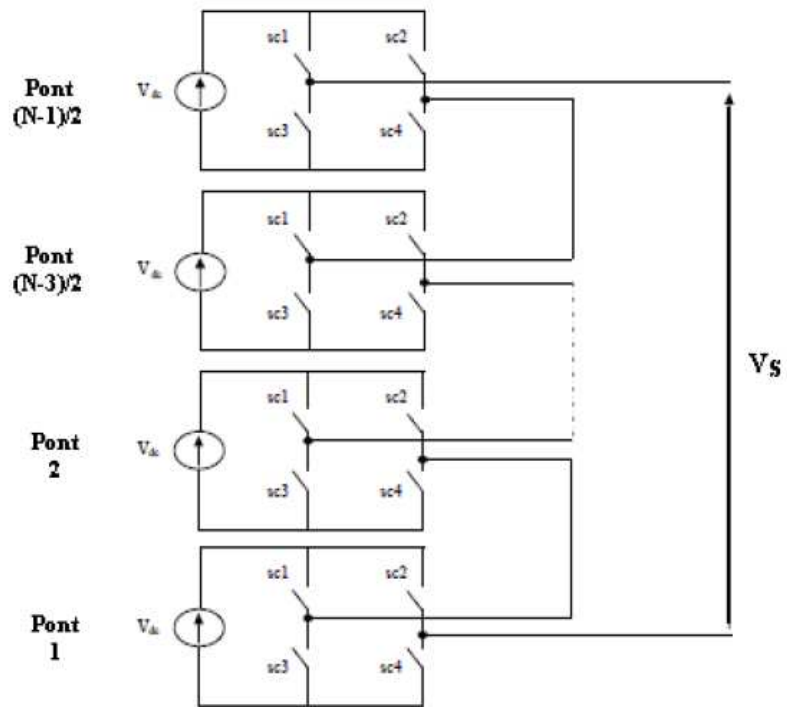


Figure I.1. : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade [8].

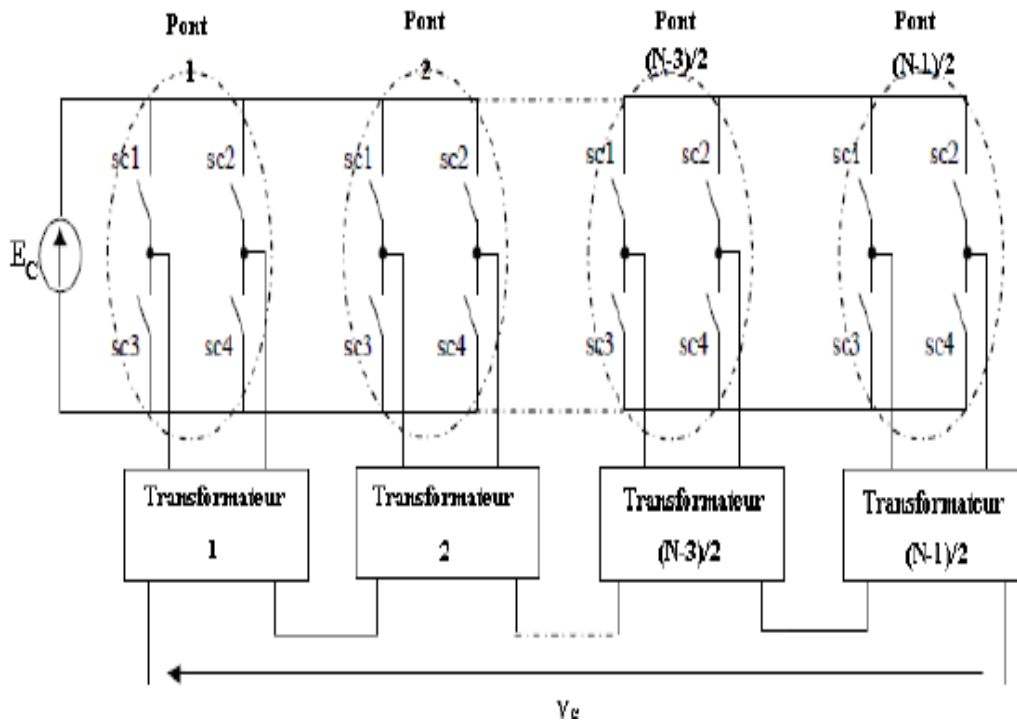


Figure I.2 : Structure d'un convertisseur en cascade polygonal N niveaux [8].

I.2.3.2 Les convertisseurs multi niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped) :

Est l'une des premières structures apparues vers la fin des années 1970. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectée à des points milieux capacitifs. La figure (I.3) présente la structure correspond à un onduleur monophasé à N niveaux.

Une série de $N-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieux capacitifs ayant des potentiels de tensions qui vont de $E_c/(N-1)$, $2 \cdot E_c/(N-1)$,... jusqu'à $(N-2)E_c/(N-1)$. Des niveaux intermédiaires sur la tension de sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $S_{C_1}, \overline{S_{C_1}}, S_{C_2}, \overline{S_{C_2}}, \dots, S_{C_{n-1}}, \overline{S_{C_{n-1}}}$, des interrupteurs de puissance) [9].

Les avantages les plus importants de cette structure sont:

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel au nombre de niveaux) et donc adapté pour les applications haute tension.

Par contre, l'inconvénient de cette structure est :

- Le déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important [10].

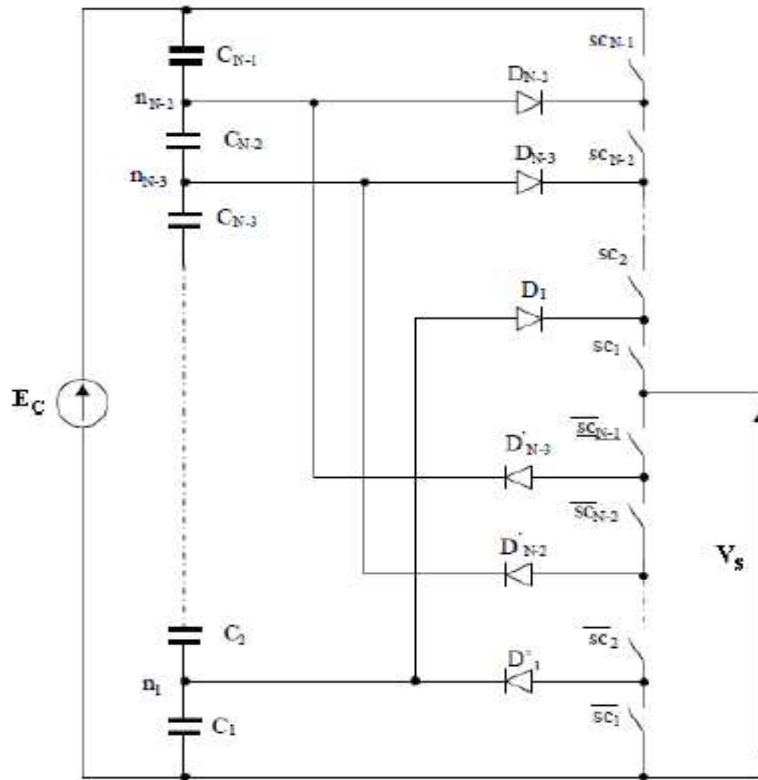


Figure I.3. Bras d'onduleur à structure à N niveaux [10].

I.2.3.3 La structure multicellulaire :

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. Plusieurs brevets ont été déposés à ce sujet [11].

La structure multicellulaire est représentée sur la Figure I.4 Elle peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi-point ou en pont complet. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $(p-1)$ condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu [12] [13].

Pour le $k^{\text{ème}}$ condensateur on a :

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

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

La structure multicellulaire est représentée sur la figure I.4.

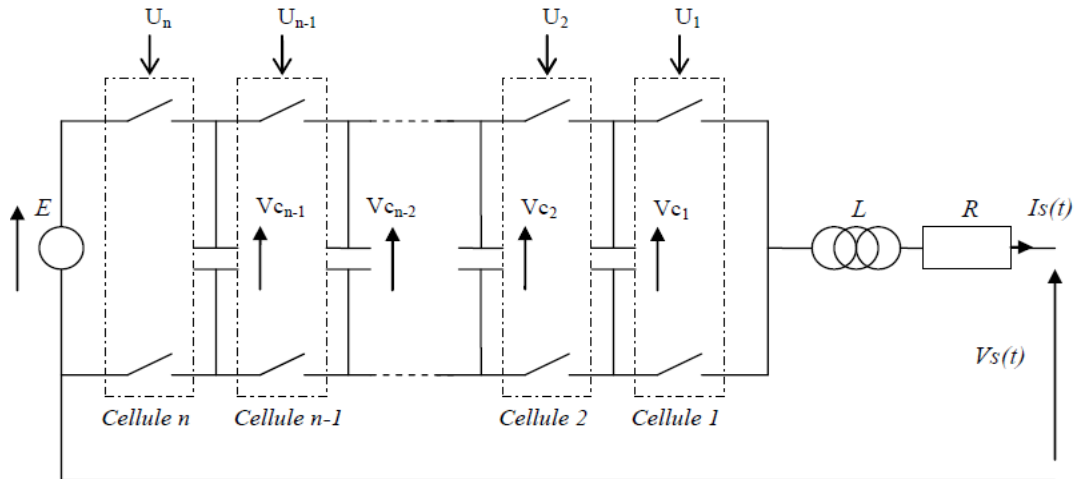


Figure I.4. Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation [13] .

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 :

$$\Rightarrow U_k = 1 \quad \Leftrightarrow \text{L'interrupteur du haut de la } k^{\text{ème}} \text{ cellule est passant,}$$

et l'interrupteur du bas est bloqué.

$$\Rightarrow U_k = 0 \quad \Leftrightarrow \text{L'interrupteur du haut de la } k^{\text{ème}} \text{ cellule est bloqué,}$$

et l'interrupteur du bas es 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 :

$$V_s(t) = (U_1 + U_2 + \dots + U_k + \dots + U_p) \cdot \frac{E}{p} \quad (\text{I.2})$$

I.3 Modélisation des convertisseurs multicellulaires :

I.3.1 Introduction :

La modélisation est une phase primordiale et incontournable en automatisme. le modèle doit représenter fidèlement les différents phénomènes physiques et les différentes dynamiques présentes sous forme d'équation mathématique, afin de pouvoir faire l'analyse du système et la synthèse d'une loi de commande conforme.

La modélisation des convertisseurs multicellulaires doit décrire la dynamique des divers modes. Cette modélisation est établie en termes d'équations d'état puisque la commande est basée sur le concept de stabilité de Lyapunov et en termes de formulation temporelle afin de valider les espaces d'état accordés à chaque mode.

Les convertisseurs multicellulaires peuvent être résolus analytiquement dû à leur modélisation linéaire, mais les efforts pour trouver les solutions agrandissent avec la dimension de l'espace d'état, avec le nombre de variables discrètes et avec la complexité des frontières de commutations.

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs fournissent $2p-1$ degrés de libertés (p rapports cycliques et $p-1$ déphasages). Selon les degrés délibérés utilisés pour la définition d'une stratégie de commande [14].

I.3.2 Les différents modèles :

Trois types de modèles ont été développés: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique.

I.3.2.1 Modèle instantané :

Le modèle instantané d'un convertisseur multicellulaire 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 bloque) du convertisseur.

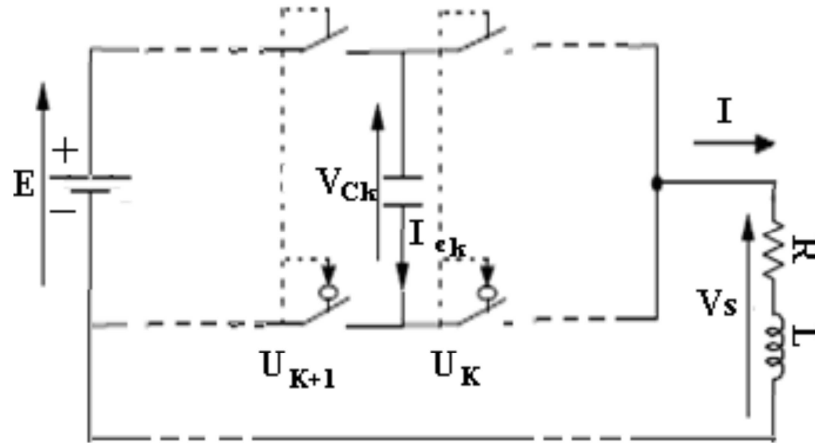


Figure I.5 : représentation d'une cellule élémentaire à l'ordre k [10].

Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules ($U_k, \overline{U_K}$) et ($U_{k+1}, \overline{U_{k+1}}$) 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}

$$I(t)_{ck} = (U_{K+1} - U_K) \cdot I(t) \quad (\text{I.3})$$

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

$$I(t)_{ck} = C_K \cdot \frac{dV(t)_{cK}}{dt} \quad (\text{I.4})$$

Donc il vient :

$$\frac{dV(t)_{cK}}{dt} = \frac{(U_{K+1} - U_K)}{C_K} \cdot I(t) \quad (\text{I.5})$$

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 « $\overline{U_K}$ ». Ces tensions sont définies par :

$$V(t)_{U_k} = -(V(t)_{k+1} - V(t)_k) \cdot U_k \quad (\text{I.6})$$

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

$$V_S(t) = \sum_{k=1}^p V(t)_{U_K} = \sum_{k=1}^p \left(V(t)_{C_K} - V(t)_{C_{K-1}} \right) \cdot U_k \quad (\text{I.7})$$

Avec : $V_{C_0} = 0$ et $V_{C_p} = E$

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

$$\frac{dI(t)}{dx} = \frac{V_s(t)}{L} - \frac{R}{L} \cdot I(t) \quad (\text{I.8})$$

Par substitution de l'équation (I.7) dans l'équation (I.8) nous trouvons :

$$\frac{dI(t)}{dt} = -\frac{V(t)_{C_1}}{L}(u_2 - u_1) - \frac{V(t)_{C_2}}{L}(u_3 - u_2) - \dots - \frac{V(t)_{C_{p-1}}}{L}(u_p - u_{p-1}) - \frac{R}{L} \cdot I(t) + \frac{E}{L} \cdot u_p \quad (\text{I.9})$$

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

$$\Sigma \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1) \cdot i_s \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}}(u_p - u_{p-1}) \cdot i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{V_{C_1}}{L}(u_2 - u_1) - \frac{V_{C_2}}{L}(u_3 - u_2) - \dots - \frac{V_{C_{p-1}}}{L}(u_p - u_{p-1}) - \frac{R}{L} \cdot i_s + \frac{E}{L} \cdot u_p \end{array} \right. \quad (\text{I.10})$$

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

$$\dot{X} = AX + G(X) U \quad (\text{I.11})$$

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

$$\text{Tels que : } A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \text{ et } G(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{c_1} & -\frac{i_s}{c_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{i_s}{c_{p-1}} & \frac{i_s}{c_{p-1}} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L} & \dots & \frac{v_{cp-1} - v_{cp-2}}{L} & \frac{E - v_{cp-1}}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Comme le vecteur X intervient dans la matrice G , le modèle donc est non linéaire présentant un couplage entrées sorties. Son inconvénient majeur est que la commande est discontinue vu que, dans le cas idéal, la commande des interrupteurs passe de 0 à 1 en un temps nul. Toutes les commandes en amplitude (ou l'état des interrupteurs est défini en fonction du courant et de la tension), dont la commande par mode glissant, des convertisseurs multicellulaires sont basées sur ce modèle. [10]

I.3.2.2 Modèle moyen :

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

$$\langle \dot{X} \rangle = A\langle X \rangle + G(\langle X \rangle)U \quad (\text{I.13})$$

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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1}(\alpha_1 - \alpha_2).x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2}(\alpha_2 - \alpha_3).x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}}(\alpha_{p-1} - \alpha_p).x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L}(\alpha_2 - \alpha_1).x_1 - \frac{1}{L}(\alpha_3 - \alpha_2).x_2 - \dots - \frac{1}{L}(\alpha_p - \alpha_{p-1}).x_{p-1} - \frac{R}{L}.x_p + \frac{E}{L}\alpha_p \end{array} \right. \quad (\text{I.14})$$

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

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.

I.3.2.3. 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.

Son principe est de déterminer à partir de la connaissance des signaux de commande (α_i et $\phi_i, i = 1, \dots, p$) la phase et l'amplitude des harmoniques aux bornes des interrupteurs du bas.

L'harmonique de la tension de sortie est donc obtenue en sommant ces tensions, on détermine les harmoniques du courant dans la charge qui permettent de déterminer l'évolution des tensions des condensateurs.

L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A(\alpha, \phi)X + B(\alpha, \phi)E \quad (\text{I.15})$$

α , est le vecteur des rapports cycliques et ϕ , est le vecteur de phase et X , le vecteur d'état.

Chacun de ces trois modèles 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. [15].

Nous allons maintenant appliquer le modèle instantané à un convertisseur à deux cellules, à trois cellules et à cinq cellules

I.3.3 Deux cellules :

La Figure I.6 représente le schéma du convertisseur 2 cellules qui sera modélisé par la suite.

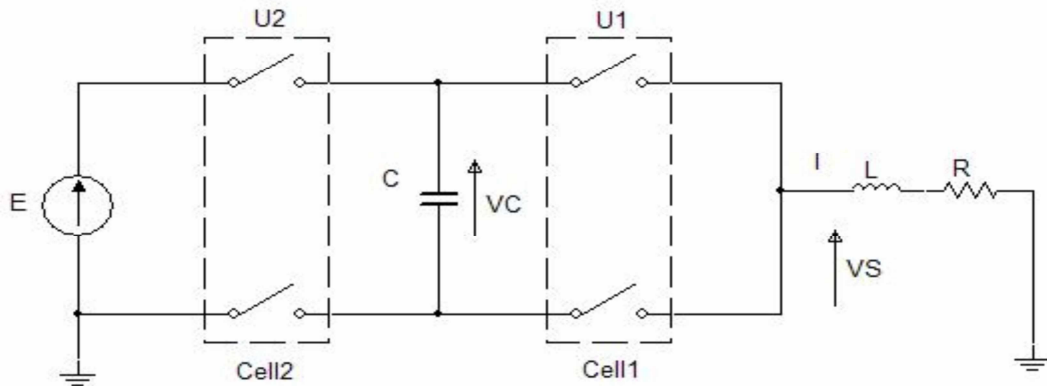


Figure I.6: Convertisseur à deux cellules [13].

A partir des équations (I.10), le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\Sigma \begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} (u_2 - u_1) i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{V_C}{L} (u_2 - u_1) - \frac{R}{L} i_s + \frac{E}{L} u_2 \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Sous la forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_C \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(u_2 - u_1)}{C} \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \cdot u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La modélisation décrit le comportement du système pour mieux tracer une stratégie de commande du modèle (maintenir le courant de charge I et la tension flottante autour des valeurs des références suivantes) :

$$I(t) = I_{ref} \quad ; \quad V_{ref} = \frac{E}{2} \quad (\text{I.18})$$

La tension de sortie V_S aux bornes de la charge devient :

$$V_S(t) = (u_1 + u_2) \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{I.19})$$

I.3.4 Trois cellules :

La **Figure I.7** représente le schéma du convertisseur 3 cellules qui sera modélisé par la suite.

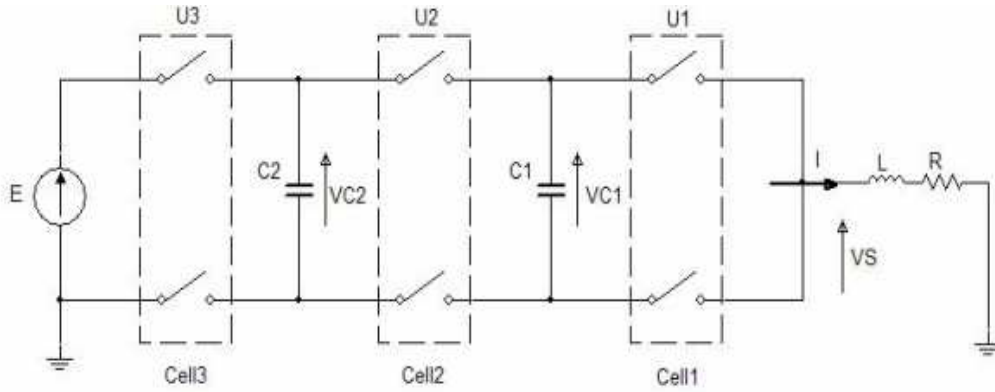


Figure I.7: Convertisseur à trois cellules [13].

A partir des équations (I.10), le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\Sigma \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) i_s \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (u_3 - u_2) i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{V_{C1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{V_{C2}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{R}{L} i_s + \frac{E}{L} u_3 \end{array} \right. \quad (\text{I.20})$$

Sous la forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(u_2 - u_1)}{c_1} \\ 0 & 0 & \frac{(u_3 - u_2)}{c_2} \\ \frac{-(u_2 - u_1)}{L} & \frac{-(u_3 - u_2)}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \cdot u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Toujours, le but à atteindre est de contrôler les variables d'états V_{C1}, V_{C2}, I autour des valeurs de références suivantes :

$$I(t) = I_{ref} \quad ; \quad V_{c1_{ref}} = \frac{E}{3} \quad ; \quad V_{c2_{ref}} = \frac{2E}{3} \quad (I.22)$$

La tension de sortie V_S aux bornes de la charge devient :

$$V_S(t) = (u_1 + u_2 + u_3) \cdot \frac{E}{3} \quad (I.23)$$

I.3.5 Cinq cellules :

La Figure I.8 représente le schéma du convertisseur 5 cellules qui sera modélisé par la suite.

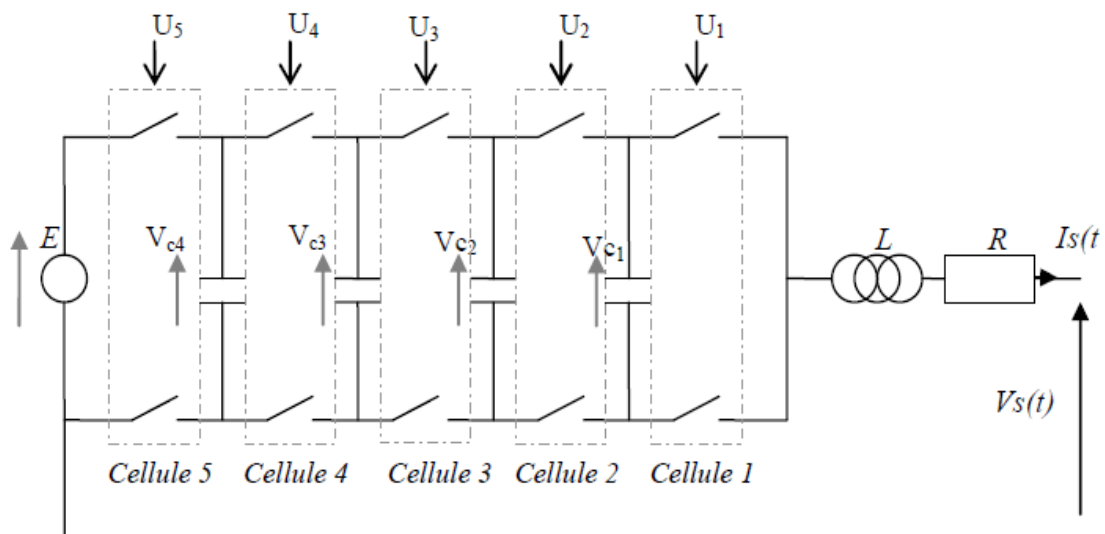


Figure I.8: Convertisseur à cinq cellules [13].

A partir des équations (I.10), le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\Sigma \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).i_s \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).i_s \\ \frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{1}{C_3}(u_4 - u_3).i_s \\ \frac{dV_{C4}}{dt} = \frac{1}{C_4}(u_5 - u_4).i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{V_{C1}}{L}(u_2 - u_1) - \frac{V_{C2}}{L}(u_3 - u_2) - \frac{V_{C3}}{L}(u_4 - u_3) - \frac{V_{C4}}{L}(u_5 - u_4) - \frac{R}{L}.i_s + \frac{E}{L}.u_5 \end{array} \right. \quad (I.24)$$

Sous la forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{V}_{C3} \\ \dot{V}_{C4} \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_3}(u_4 - u_3) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_4}(u_5 - u_4) \\ -\frac{1}{L}(u_2 - u_1) & -\frac{1}{L}(u_3 - u_2) & -\frac{1}{L}(u_4 - u_3) & -\frac{1}{L}(u_5 - u_4) & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_{C4} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L}.u_5 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander les tensions flottantes

$V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}, V_{C4}$ et le courant de charge I autour des valeurs de référence :

$$I = I_{ref} \quad ; \quad V_{c1ref} = \frac{E}{5} \quad ; \quad V_{c2ref} = \frac{2.E}{5} \quad ; \quad V_{c3ref} = \frac{3.E}{5} \quad ; \quad V_{c4ref} = \frac{4.E}{5}$$

La tension de sortie V_S aux bornes de la charge devient :

$$V_S(t) = (u_1 + u_2 + u_3 + u_4 + u_5). \frac{E}{5} \quad (I.26)$$

I.4 Conclusion :

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

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

Chapitre II :
Commande par mode
glissant des
Convertisseurs
multicellulaires

Chapitre II : Commande par mode glissant des convertisseurs multicellulaires

II.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous intéresserons de chercher une loi de commande par mode glissant basée sur l'exploitation de la méthode de stabilité de Lyapunov , le principe est de trouver des surfaces de commutation selon lesquelles on change l'état des interrupteurs, de telle sorte à assurer la stabilité du système et l'équilibrage des tensions des condensateurs, après nous appliqué ce type de la commande pour des convertisseurs à deux ,trois et cinq cellules, finalement nous avons étudé le teste de robustesse de la commande.

II.2 Stabilité des convertisseurs multicellulaire au sens de Lyapunov :

Dans cette partie, nous allons d'abord présenter les notions fondamentales introductives à la stabilité des systèmes.

II.2.1 Stabilité classique :

Un problème important dans le domaine des systèmes à commutation est la recherche de critères de stabilité, avant d'aborder cet aspect, quelques concepts fondamentaux de la théorie de la stabilité seront rappelés.

D'une manière intuitive, la stabilité est la propriété d'un système de revenir à sa position d'équilibre lorsqu'il en est écarté ponctuellement.

Considérons un système non linéaire autonome invariant dans le temps :

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

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

Définition :

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

- stable si : $\forall \varepsilon > 0 \exists \delta = \delta(\varepsilon) > 0$ tel que :

$$\|x(0) - x^*\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - x^*\| < \varepsilon, \forall t \geq 0; \quad (\text{II.2})$$

- asymptotiquement stable si x^* est stable et peut être choisi tel que :

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

- exponentiellement stable s'il existe trois réels positifs c , k et γ tels que

$$\forall \|x(0) - x^*\| < c, \|x(t) - x^*\| < k \cdot \|x(0) - x^*\| \cdot e^{-\gamma t}, \quad (\text{II.4})$$

- globalement asymptotiquement stable si x^* est stable et $\forall x(0) \in \Omega \subset R^n$

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

Par translation, le point d'équilibre peut être ramené à l'origine ($x^* = 0$), ce qui simplifie souvent l'étude de la stabilité [17].

II.2.2. Critère de Lyapunov :

Théorème

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

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

- V est défini positive.
- \dot{V} est défini négative.
- $\lim_{t \rightarrow \infty} V(x) = \infty$.

Alors l'origine de l'espace est globalement asymptotiquement stable [15].

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

Considérons une fonction scalaire V telle que :

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

La matrice Q est la matrice des éléments passifs :

$$Q = \text{diag}(C_1, \dots, C_{m-1}, L) \quad (\text{II.7})$$

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 toutes les valeurs de Δx (donc la fonction de V est globalement défini positive).

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

Pour des références constantes, Δx est égale à x

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q \Delta (A x + G(x)u) \quad (\text{II.9})$$

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.

$$U_{R_0}^T = [u_{1eq}, \dots, \dots, u_{peq}] \quad (\text{II.10})$$

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

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

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

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

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 :

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

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

$$\Delta x^T Q G(x) \Delta u < 0 \quad (\text{II.14})$$

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

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

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

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 :

$$S_i(x) = - \Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.17})$$

L'état de chaque interrupteur est défini par :

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

II.3. Etude de la commandabilité :

II.3.1. Commandabilité du modèle du convertisseur :

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

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

Il faut noter que l'ordre du système d'état est p , l'étude de la commandabilité va être effectuée à partir de ces matrices qui vont nous permettre d'obtenir une expression générale de la matrice de commandabilité Q , cette matrice s'obtient par la concaténation de la matrice G et des matrices $A^i.B$, i variant de 1 à $p-1$.

L'analyse des matrices montre que les $p-1$ premières lignes sont nulles donc non linéairement indépendantes. Ce qui implique que la matrice Q sera de rang p si et seulement si la matrice G est de rang p .

La forme de la matrice G met en évidence qu'elle sera de rang p si et seulement si la grandeur i_s représentant le courant de charge est différente de 0 . le système est donc toujours commandable sauf dans le cas où i_s est nul [19].

II.3.2. Commandabilité d'un convertisseur :

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

Pour deux cellules :

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

Avec : g_1, g_2 les vecteur (1x2) de la forme affine de l'équation (I.12), nous avons :

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

$$Det = \frac{-i_s \cdot E}{C_1 \cdot L} \neq 0, \text{ si } i_s \neq 0 \quad (\text{II.22})$$

Pour trois cellules :

$$Det (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) \neq 0 \quad (\text{II.23})$$

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

$$Det (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) = Det \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \frac{E-v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$Det = \frac{E \cdot i_s^2}{C_1 \cdot C_2 \cdot L} \neq 0, \text{ si } i_s \neq 0 \quad (\text{II.25})$$

Pour cinq cellules :

$$Det (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x) \ g_4(x) \ g_5(x)) \neq 0 \quad (\text{II.26})$$

Avec : $g_1 \ g_2 \ g_3 \ g_4 \ g_5$ les vecteur (1x5) de la forme affine de l'équation (I.12), nous avons

$$Det (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x) \ g_4(x) \ g_5(x)) =$$

$$Det \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{i_s}{c_3} & \frac{i_s}{c_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{i_s}{c_4} & \frac{i_s}{c_4} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \frac{v_{c3}-v_{c2}}{L} & \frac{v_{c4}-v_{c3}}{L} & \frac{E-v_{c4}}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$Det = \frac{i_s^4 \cdot [E \cdot (1 + C_1 \cdot C_2 + C_2 \cdot C_3) + v_{c2} \cdot (1 - C_1 \cdot C_2) - v_{c3} \cdot (2 + C_2 \cdot C_3)]}{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot L} \neq 0.$$

$$\text{si } i_s \neq 0 \quad (\text{II.28})$$

II.4 Commande par mode glissant :

II.4.1 Généralités :

Différentes stratégies de commande en été imaginées et réalisées expérimentalement, certaines d'entre eux assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur multicellulaire comme le cas de la commande par modes glissants, dont l'état des commutateurs est défini en fonction de l'espace d'état occupé par les grandeurs observées (les tensions flottantes et le courant).

La commande par modes glissants s'applique aux systèmes commandés en « tout ou rien », pour lesquels au moins l'une des grandeurs contrôlant le système est à valeurs discrètes.

Les convertisseurs statiques rentrent tout à fait dans ce cadre, puisque leurs interrupteurs sont commandés de manière binaire (ils sont soit passants soit bloqués), la commande par modes de glissants peut donc leur être appliquée.

II.4.2 Principe :

La commande par modes glissants est un type de commande à structure variable qui est synthétisée de manière à contraindre le système à rester sur une surface de glissement voulue, la surface de glissement est sélectionnée de telle sorte que l'objectif soit réalisé que ce soit la stabilisation du système ou la poursuite de trajectoire [20].

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

A tout instant, le vecteur d'état est : $X = (V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{p-1}}, I_L)^T$ associe à l'état énergétique du système une position dans l'espace d'état à p dimensions, où chaque dimension représente une variable d'état, commander l'état du convertisseur signifie être capable de se déplacer dans cet espace d'état, de manière à atteindre un point donné par les composantes du vecteur de référence X_{ref} , à partir d'un point initial donné par X_0 (Figure II.1).

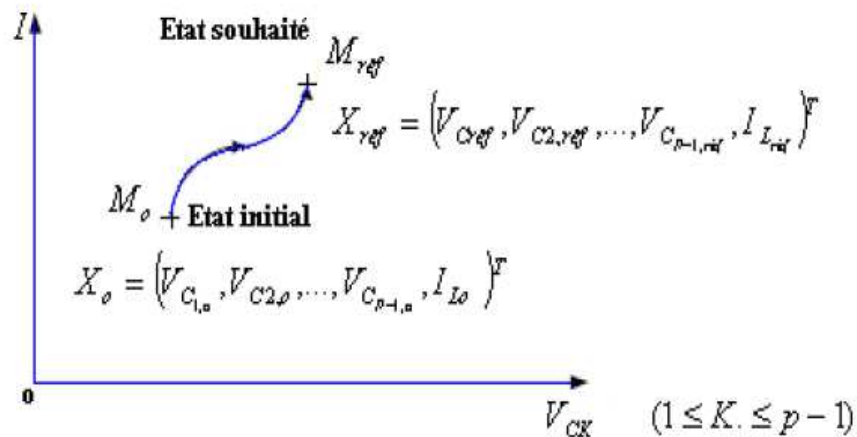


Figure II.1 Représentation de l'état énergétique du convertisseur Multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions [20].

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.

II.4.3. Conception de la commande par mode glissant :

La structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence, cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a un rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle [21].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

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

II.4.4. Conditions de convergence et d'existence :

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation, il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

- **La fonction discrète de commutation**

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

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{II.29})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \quad (\text{II.30})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x) S(x) > 0 \quad (\text{II.31})$$

- **La fonction de Lyapunov**

C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système, la loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$, l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

II.4.5 Avantages et inconvénients :

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

1. tout d'abord, le comportement dynamique résultant peut être déterminé par le choix d'un espace d'état adéquat.
2. Ensuite, la réponse du système en boucle ouverte ou fermée est totalement insensible à une classe particulière d'incertitudes paramétriques, ce qui fait de cette méthode une commande très robuste.

3. De plus, elle a l'avantage d'être facile à mettre en œuvre même dans le cas de systèmes non linéaires. La commande par modes glissants permet également d'utiliser les mêmes paramètres quel que soit l'effet voulu contrairement à une correction P.I.D.

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

En revanche, le principal inconvénient de cette technique de commande vient du fait qu'elle soit basée sur une utilisation discontinue du système, c'est-à-dire que la commande générera une multitude de fréquences afin de suivre sa consigne. Il faudra donc prendre des précautions afin de ne pas polluer le réseau électrique placé en amont. Les convertisseurs statiques, tel qu'un multicellulaire, sont adaptés à ce type de commande vue les organes internes (semi-conducteurs de puissance) [21].

II.5 Application de la commande par modes glissants :

II.5.1 Deux cellules :

La structure de conversion est celle de la figure (I.6), l'équation d'état instantanée du convertisseur est définie par l'équation (II.32). Le vecteur d'état contient le tension flottante V_{c1} ainsi que le courant de charge I , le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs K_1, K_2 .

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{i_S}{c_1} & \frac{i_S}{c_1} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{E-v_{c1}}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=2} g_k(x) u_k \quad (\text{II.33})$$

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

La synthèse présentée dans le paragraphe précédent donnait l'expression générale des fonctions de commutation, elles s'expriment en fonction du champ de vecteur g_i associé à la Commande $i^{ème}$, notons S_i la fonction de commutation associée à u_k , l'expression de S_i est celle définie dans (II.17).

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

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

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \text{ et } \Delta x^T = \left[v_{c1} - \frac{E}{2} \quad i - I_{ref} \right] \quad (II.35)$$

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

$$\begin{cases} S_1(x) = -\Delta x^T Q g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{2} \cdot i_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T Q g_2(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c1}) - \frac{E}{2} \cdot i_s \end{cases} \quad (II.36)$$

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

$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{2 \cdot I_{ref}}{E} \cdot v_{c1} - i_s \\ S_2(x) = \frac{2 \cdot I_{ref}}{E} \cdot (E - v_{c1}) - i_s \end{cases} \quad (II.37)$$

II.5.1.1 Les résultats de la simulation :

Pour illustrer l'efficacité de la commande proposée, considérons le convertisseur à 2 cellules, connecté à une charge RL, représenté par la figure I.6, la surface de glissement est définie par fonctions (II.37).

Les paramètres du convertisseur sont regroupés dans le **Tableau II. 1** et la période choisie est égale à 0.01ms.

Tableau II. 1 Paramètres du convertisseur étudié

Paramètres du convertisseur	valeurs
E	1200 V
L	1.5 mH
C_1	40 μ F
R	10 Ω

Notre objectif est de commander le tension de condensateur V_{C1} et de tension de référence $\frac{E}{2}$ et le courant de charge I doit atteindre la valeur $I_{ref} = 40$ A.

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

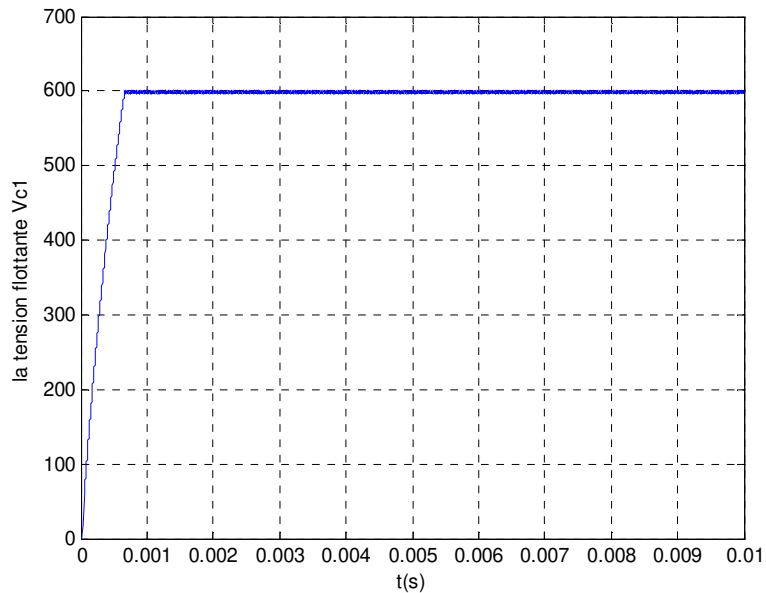
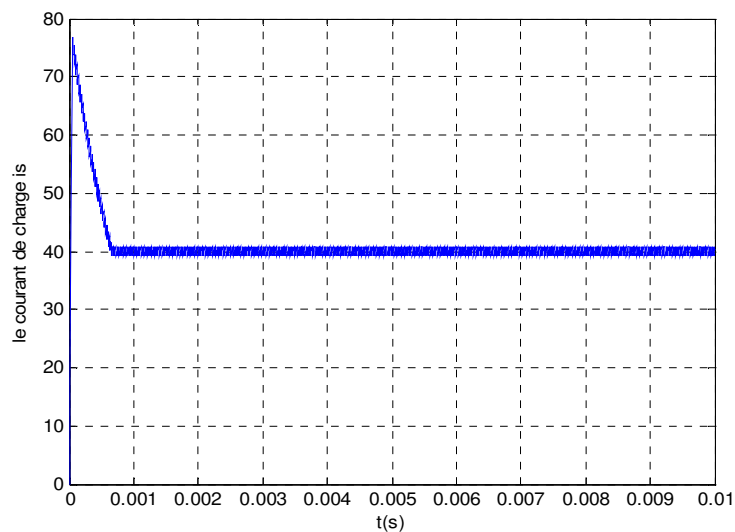
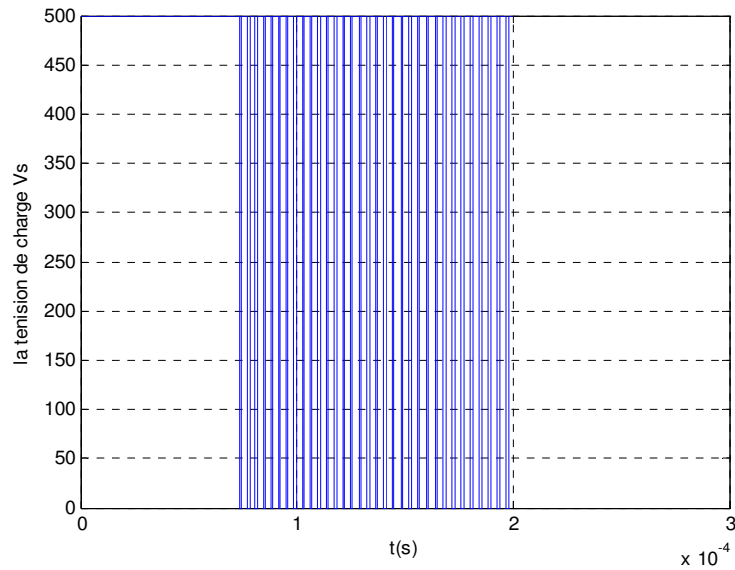
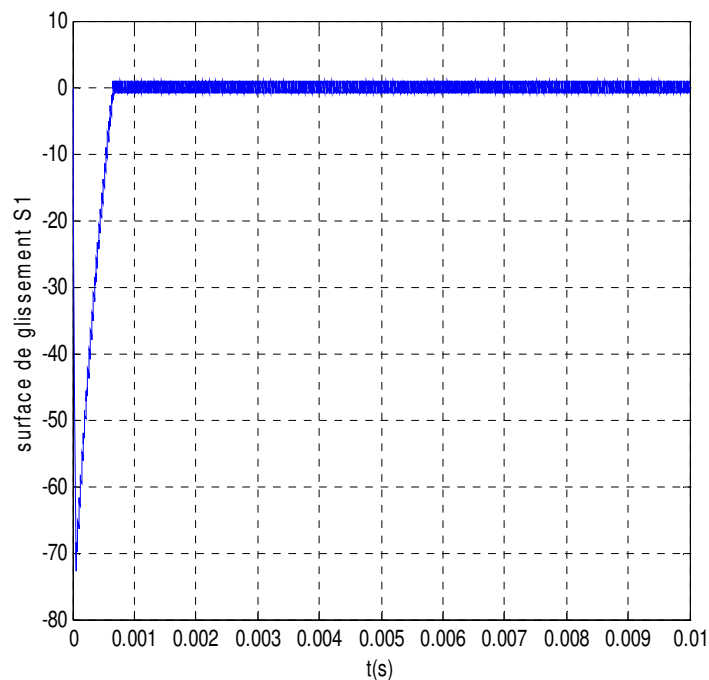
**Figure II.2** Tension flottante V_{C1} 

Figure II.3 Le courant de la charge i_s **Figure II.4** La tension de charge V_s

Par la suite, on donne les représentations graphiques des surfaces de glissement, ainsi l'évolution de la commande des interrupteurs :

**Figure II.5** convergence de surface de glissement S1

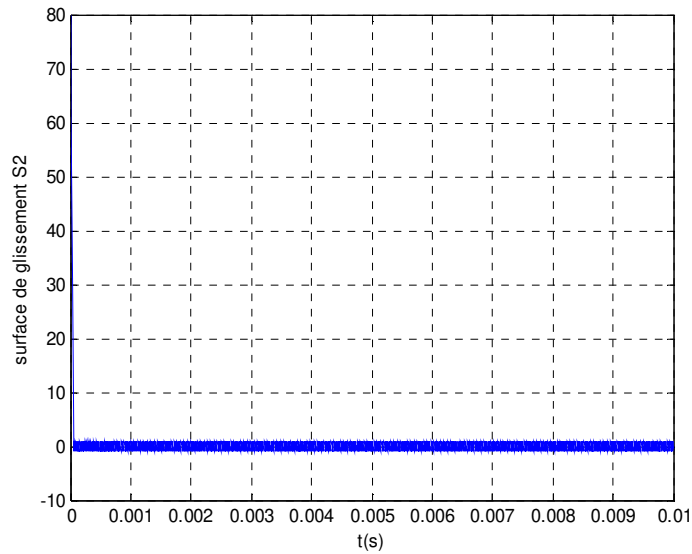


Figure II.6 convergence de surface de glissement S2

Pour les surfaces de glissement, on voit que les deux surfaces convergent dans un temps fini, ces surfaces oscillent autour du zéro ce qui explique le bon choix de ces dernières

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

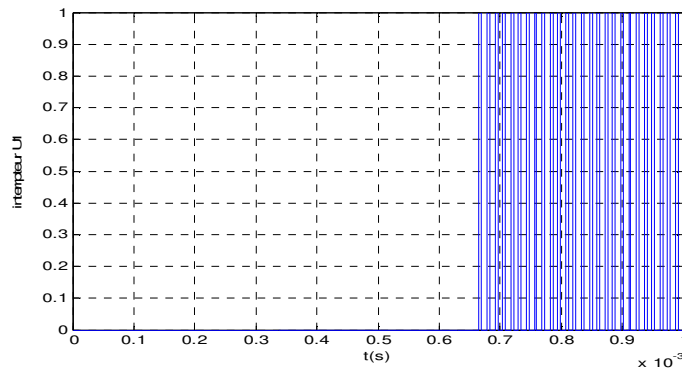


Figure II.7 Evolution d'interrupteur u1

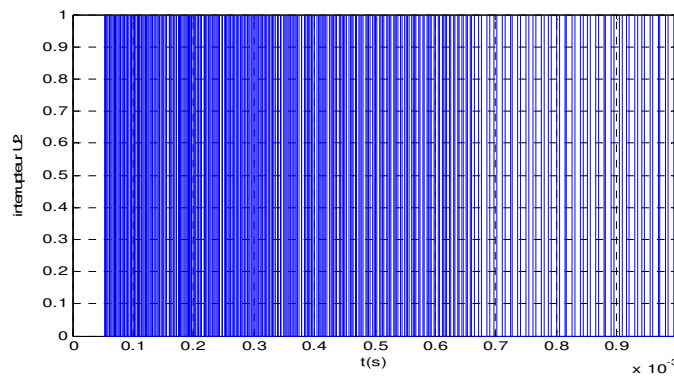


Figure II.8 Evolution d'interrupteur u2

Les commandes des interrupteurs prennent l'état 0 ou 1, dans le régime permanent elles varient rapidement, donc la commande est très actif, ce qui explique l'effet chattering dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement

II.5.2 Trois cellules :

La structure de conversion est celle de la figure (I.7), l'équation d'état instantanée du convertisseur est définie par l'équation (II.38), le vecteur d'état contient les tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} ainsi que le courant de charge, le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 .

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{C_1} & \frac{i_s}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{C_2} & \frac{i_s}{C_2} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \frac{E-v_{c2}}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=3} g_k(x) u_k \quad (\text{II.39})$$

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

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \text{ et } \Delta x^T = \left[v_{c1} - \frac{E}{3} \quad v_{c2} - \frac{2E}{3} \quad i - I_{ref} \right] \quad (\text{II.40})$$

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

$$\begin{cases} S_1(x) = -\Delta x^T Q g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{3} \cdot i_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T Q g_2(x) = I_{ref} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - \frac{E}{3} \cdot i_s \\ S_3(x) = -\Delta x^T Q g_3(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c2}) - \frac{E}{3} \cdot i_s \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

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

$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} \cdot v_{c1} - i_s \\ S_2(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - i_s \\ S_3(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} \cdot (E - v_{c2}) - i_s \end{cases} \quad (II.42)$$

II.5.2.1 Les résultats de la simulation :

Pour illustrer l'efficacité de la commande proposée, considérons le convertisseur à 3 cellules, connecté à une charge RL, représenté par la figure (I.7), la surface de glissement est définie par les fonctions (II.42).

Les paramètres du convertisseur sont regroupés dans le **Tableau II. 2** et la période choisie est égale à 0.01ms.

Tableau II. 2 Paramètres du convertisseur étudié

Paramètres du convertisseur	valeurs
E	1300 V
L	1.5 mH
C_1, C_2	50 μ F
R	10 Ω

Notre objectif est de commander les tensions des condensateurs V_{C1}, V_{C2} à des tensions de références $\frac{E}{3}$ $\frac{2.E}{3}$ et le courant de charge I doit atteindre la valeur $I_{ref} = 50$ A.

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

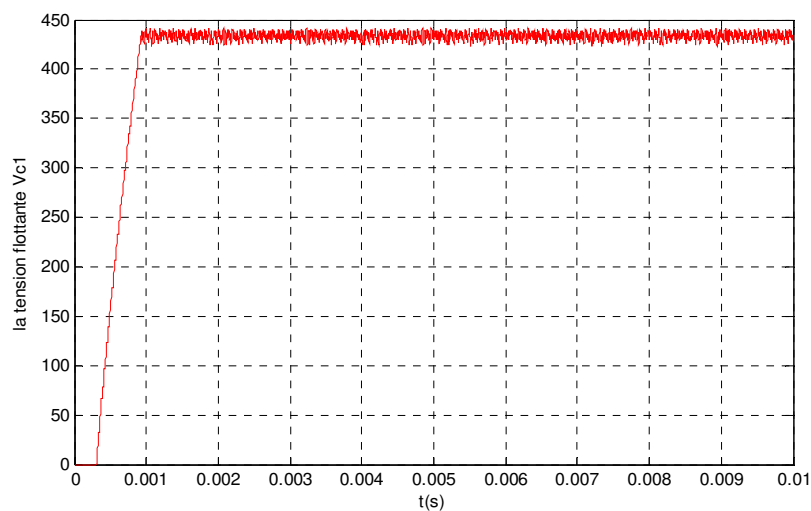


Figure II.9. Tension flottante V_{c1}

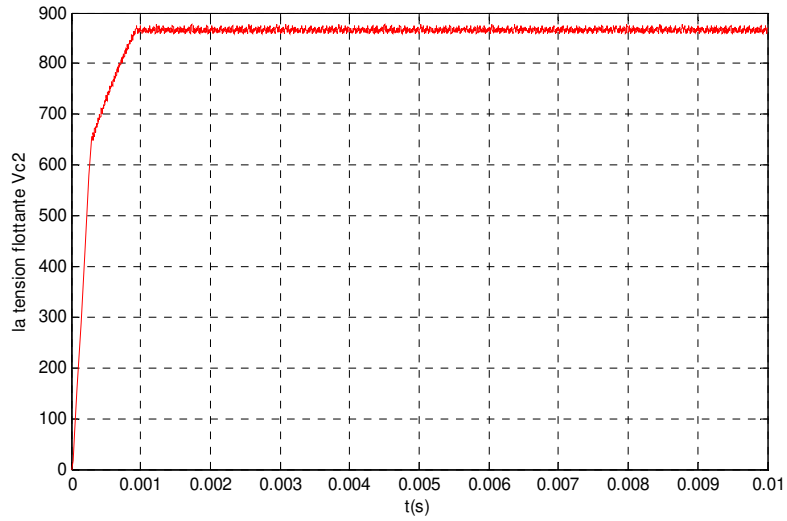


Figure II.10. Tension flottante V_{c2}

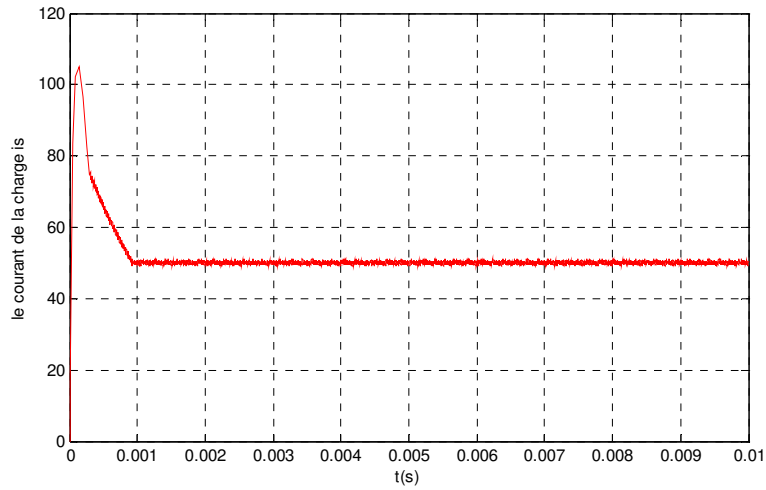


Figure II.11. Le courant de charge i_s

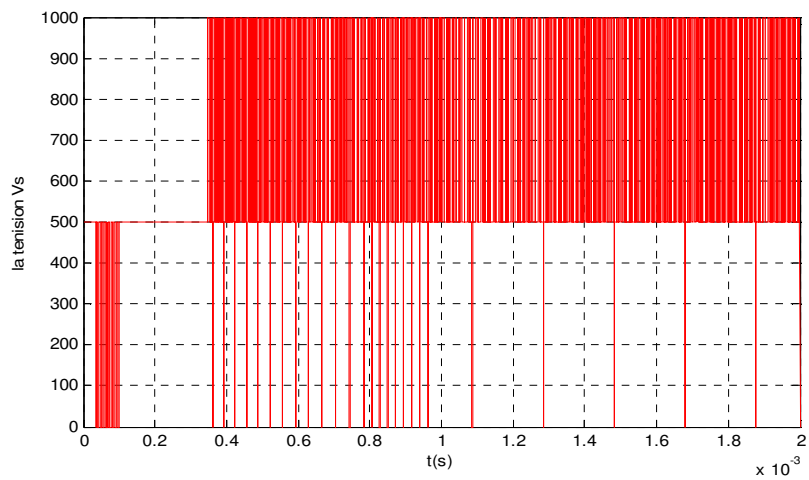


Figure II.12 La tension de charge V_s

Les deux tensions V_{c1}, V_{c2} croient rapidement et se stabilisent bien à des valeurs $\frac{E}{3} \cdot \frac{2.E}{3}$ sans erreur statique, le courant I s'asservit bien à $I_{ref} = 50$ A lui aussi sans erreur statique et les performances transitoires sont très bonnes, le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de commande par mode de glissement synthétisé.

Par la suite, on donne les représentations graphiques des surfaces de glissement, ainsi l'évolution de la commande des interrupteurs :

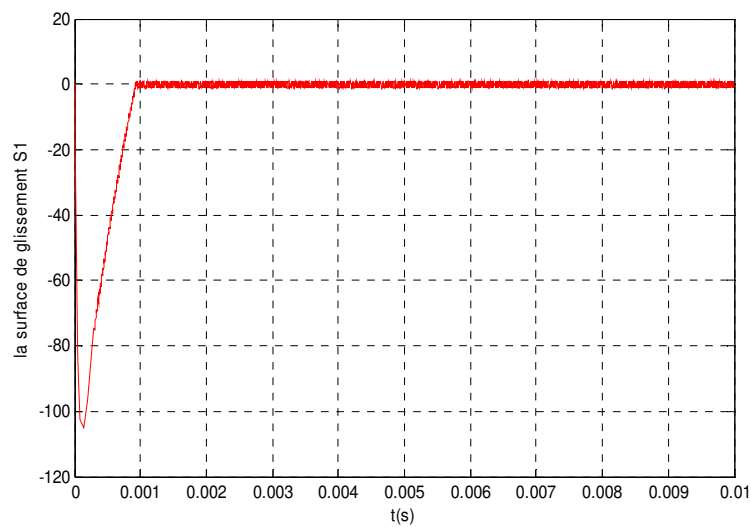


Figure II.13. Convergence de surface de glissement S_1

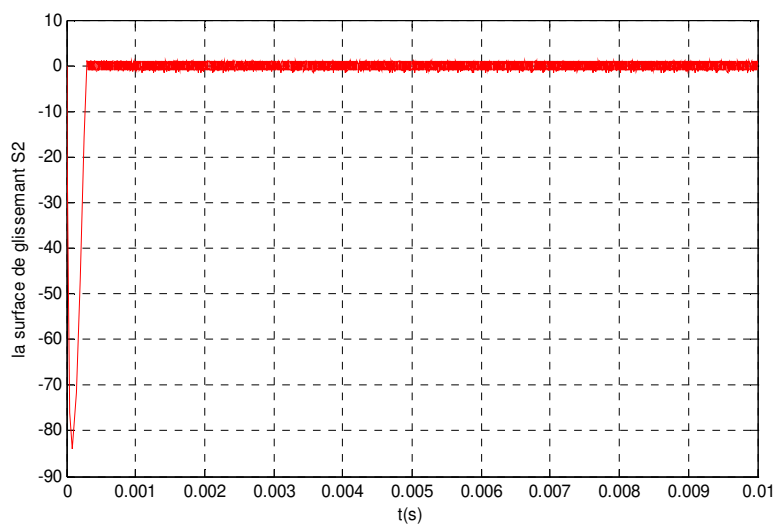


Figure II.14. Convergence de surface de glissement S_2

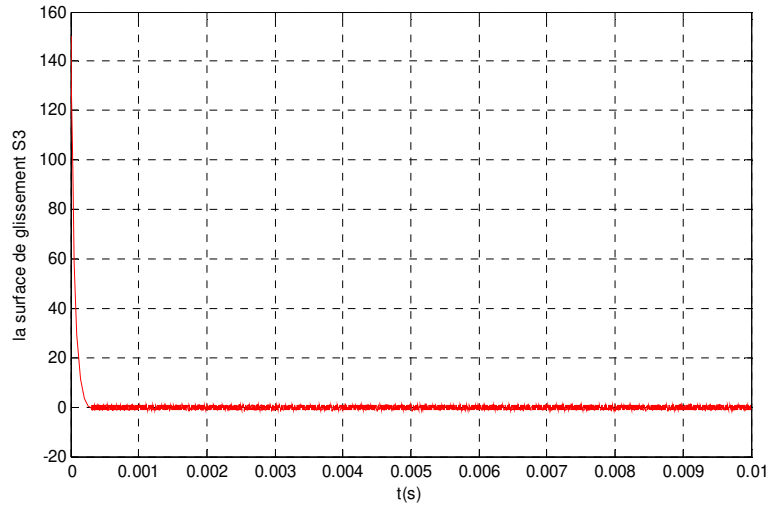


Figure II.15. Convergence de surface de glissement S_3

Pour les surfaces de glissement, on voit que les trois surfaces convergent dans un temps fini, environ un dixième du temps de simulation, dans le régime établi, ces surfaces oscillent autour du zéro ce qui explique le bon choix de ces dernières.

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

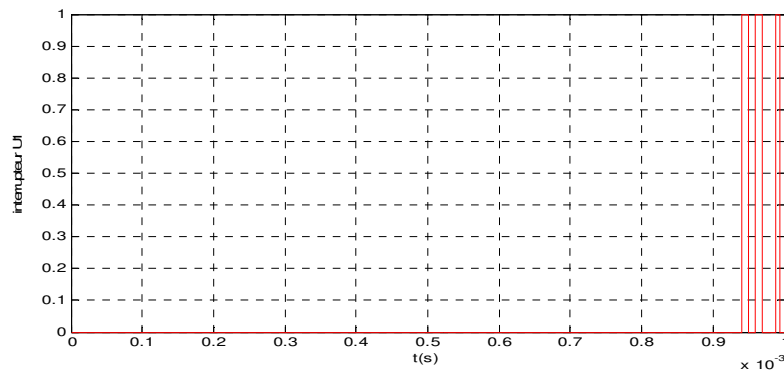


Figure II.16. Evaluation d'interrupteur u_1

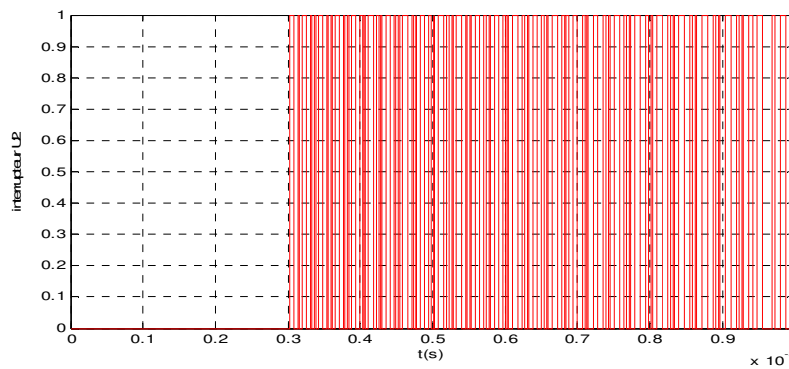


Figure II.17. Evaluation d'interrupteur u_2

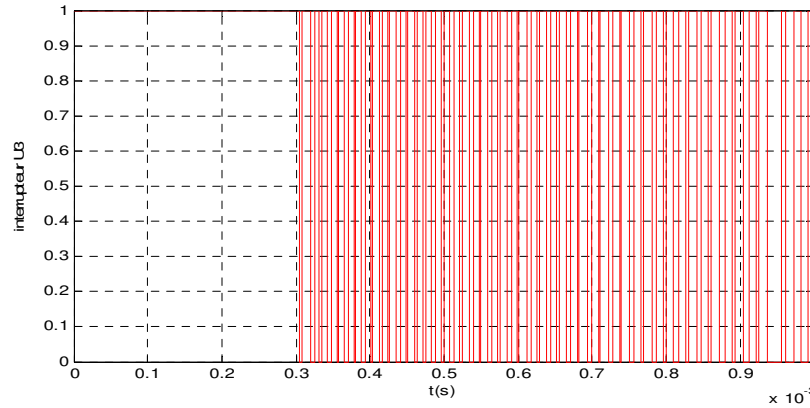


Figure II.18. Evaluation d'interrupteur u_3

Les commandes des interrupteurs prennent l'état 0 ou 1. Dans le régime permanent elles varient rapidement, donc la commande est très active, ce qui explique l'effet chattering dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

II.5.3 Cinq cellules :

La structure de conversion est celle de la figure (I.8), l'équation d'état instantanée du convertisseur est définie par l'équation (II.43), le vecteur d'état contient les tensions flottantes V_{C1}, V_{C2}, V_{C3} et V_{C4} ainsi que le courant de charge I , le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs K_1, K_2, K_3, K_4 et K_5 .

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{V}_{C3} \\ \dot{V}_{C4} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{c_1} & \frac{i_s}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{i_s}{c_2} & \frac{i_s}{c_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{i_s}{c_3} & \frac{i_s}{c_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{i_s}{c_4} & \frac{i_s}{c_4} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L} & \frac{v_{c3}-v_{c2}}{L} & \frac{v_{c4}-v_{c3}}{L} & \frac{E-v_{c4}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=5} g_k(x)u_k \quad (II.44)$$

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

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L \end{bmatrix} \text{ et} \quad \Delta x^T = \left[V_{c1} - \frac{E}{5} \quad V_{c2} - \frac{2.E}{5} \quad V_{c3} - \frac{3.E}{5} \quad V_{c4} - \frac{4.E}{5} \quad I - I_{ref} \right] \quad (\text{II.45})$$

Après calcul on obtient les fonctions de commutations S_1, S_2, S_3, S_4 et S_5 comme le montre le Système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(x) = -\Delta x^T Q g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{5} \cdot i_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T Q g_2(x) = I_{ref} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - \frac{E}{5} \cdot i_s \\ S_3(x) = -\Delta x^T Q g_3(x) = I_{ref} \cdot (v_{c3} - v_{c2}) - \frac{E}{5} \cdot i_s \\ S_4(x) = -\Delta x^T Q g_4(x) = I_{ref} \cdot (v_{c4} - v_{c3}) - \frac{E}{5} \cdot i_s \\ S_5(x) = -\Delta x^T Q g_5(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c4}) - \frac{E}{5} \cdot i_s \end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(x) = \frac{5.I_{ref}}{E} \cdot v_{c1} - i_s \\ S_2(x) = \frac{5.I_{ref}}{E} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - i_s \\ S_3(x) = \frac{5.I_{ref}}{E} \cdot (v_{c3} - v_{c2}) - i_s \\ S_4(x) = \frac{5.I_{ref}}{E} \cdot (v_{c4} - v_{c3}) - i_s \\ S_5(x) = \frac{5.I_{ref}}{E} \cdot (E - v_{c4}) - i_s \end{array} \right. \quad (\text{II.47})$$

II.5.3.1 Les résultats de la simulation :

Pour illustrer l'efficacité de la commande proposée, considérons le convertisseur à 5 cellules, connecté à une charge RL, représenté par la figure (I.8), la surface de glissement est définie par les fonctions (II.47)

Les paramètres du convertisseur sont regroupés dans le **Tableau II. 3** et la période choisie est égale à 0.01ms

Tableau II. 3 Paramètres du convertisseur étudié

Paramètres du convertisseur	valeurs
E	1500 V
L	1.5 mH
C_1, C_2, C_3, C_4	40 μ F
R	10 Ω

Notre objectif est de commander les tensions des condensateurs $V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}, V_{C4}$ à des tensions de références $\frac{E}{5}, \frac{2.E}{5}, \frac{3.E}{5}, \frac{4.E}{5}$ et le courant de charge I doit atteindre la valeur

$$I_{ref} = 60 \text{ A}$$

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

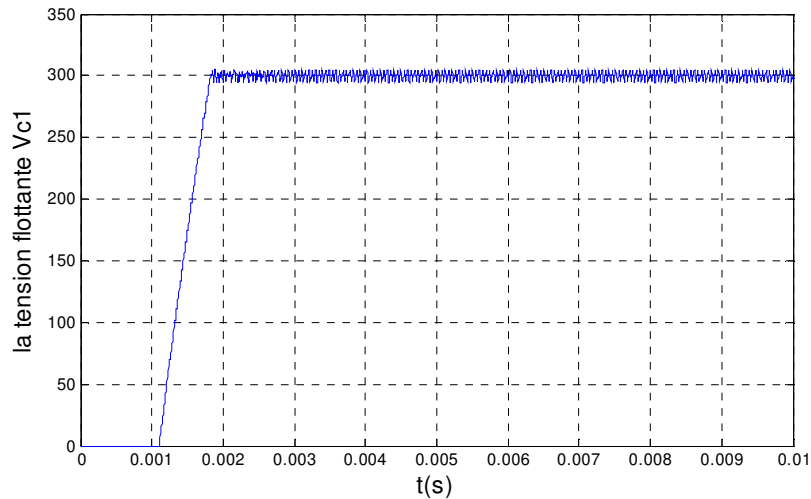


Figure II.19. Tension flottante Vc1

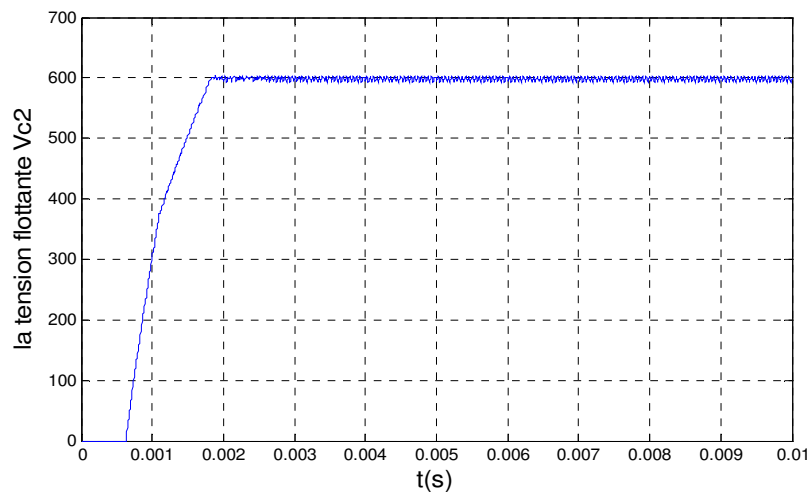


Figure II.20. Tension flottante Vc2

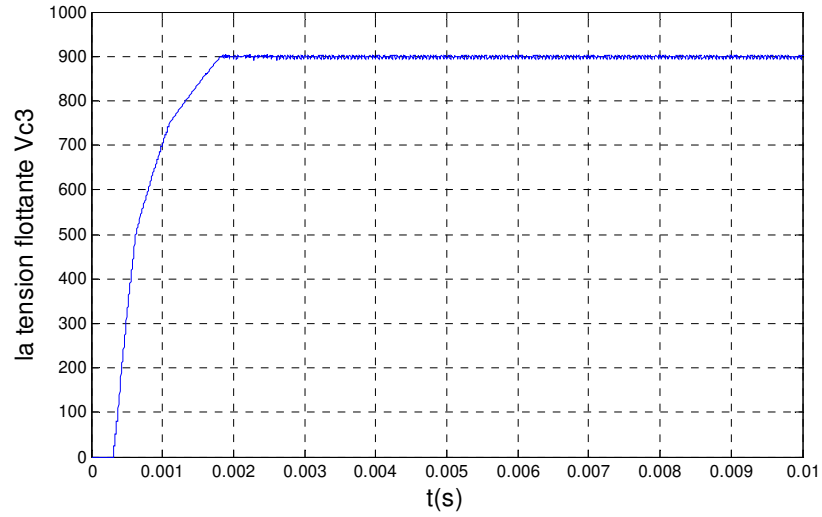


Figure II.21. Tension flottante V_{c3}

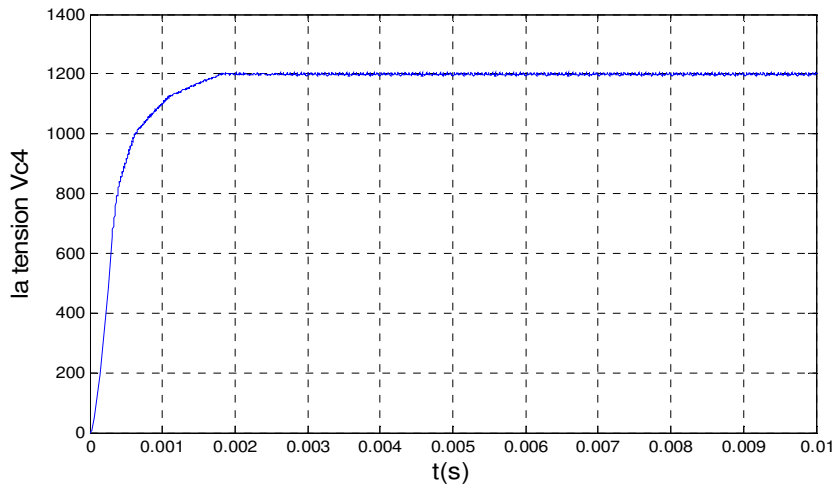


Figure II.22. Tension flottante V_{c4}

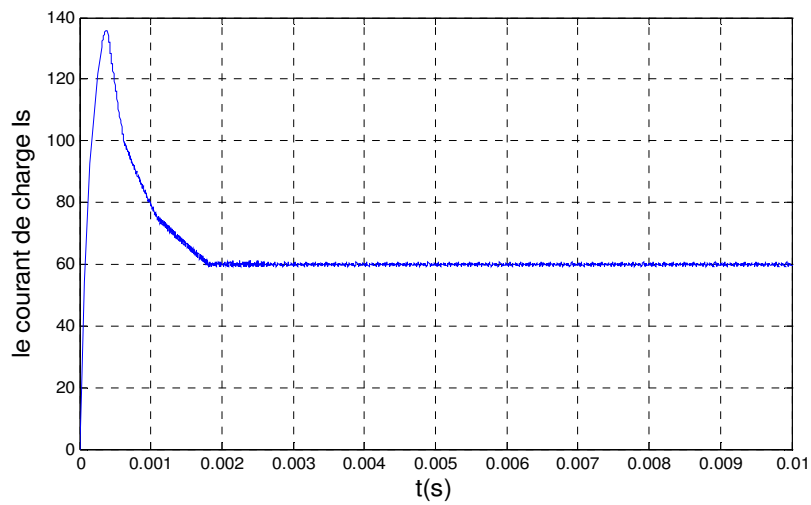


Figure II.23. Le courant de charge I_s

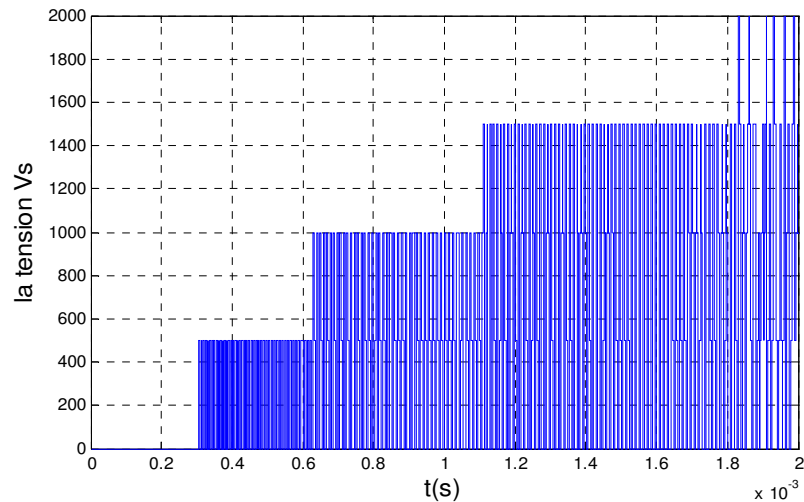


Figure II.24 La tension de charge V_s

Les quatre tensions $V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, V_{c4}$ croient rapidement et se stabilisent bien à des valeurs de référence $\frac{E}{5}, \frac{2.E}{5}, \frac{3.E}{5}, \frac{4.E}{5}$ sans erreur statique, le courant I s'asservi bien à $I_{ref} = 60$ A

lui aussi sans erreur statique et les performances transitoires sont très bonnes, le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de commande par mode de glissement synthétisé.

Par la suite, on donne les représentations graphiques des surfaces de glissement, ainsi l'évolution de la commande des interrupteurs :

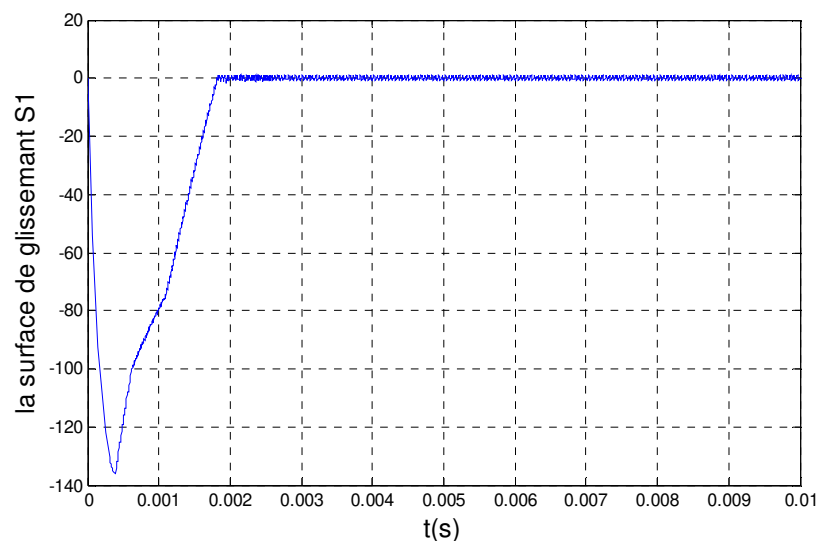


Figure II.25. Convergence de surface de glissement S_1

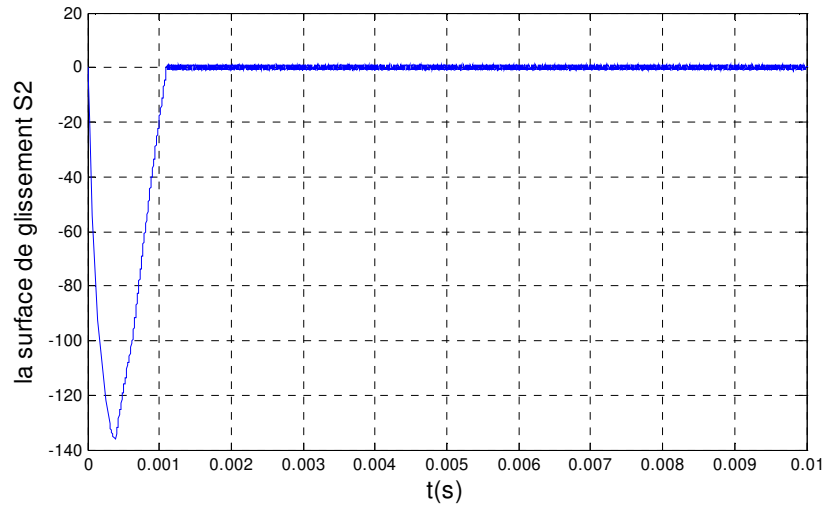


Figure II.26. Convergence de surface de glissement S_2

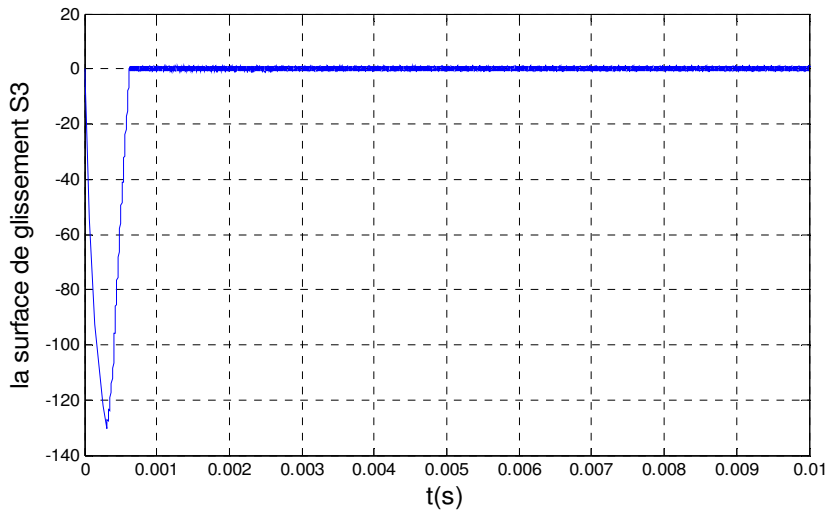


Figure II.27. Convergence de surface de glissement S_3

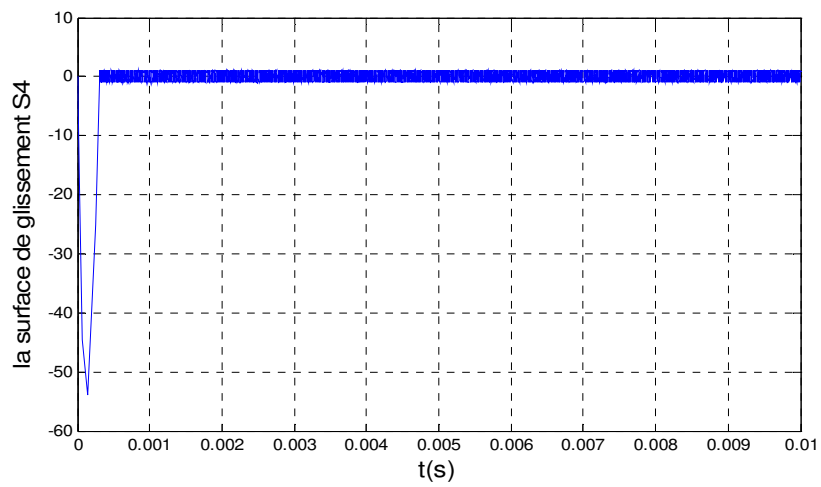


Figure II.28. Convergence de surface de glissement S_4

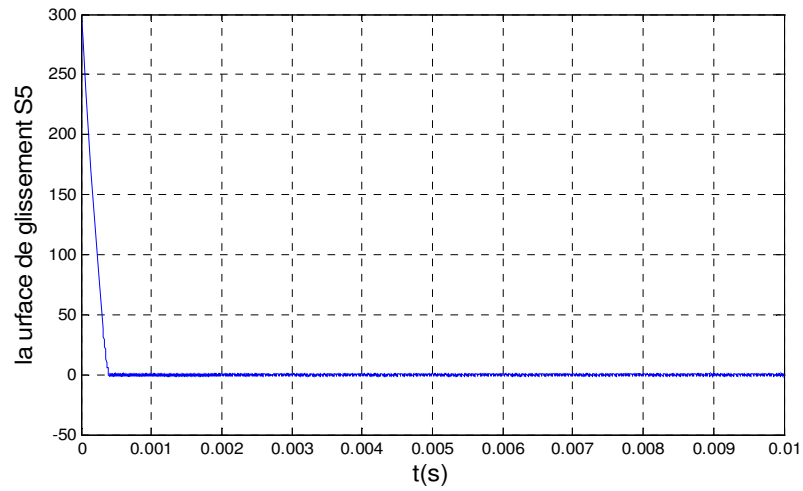


Figure II.29. Convergence de surface de glissement S_5

Pour les surfaces de glissement, on voit que les cinq surfaces convergent dans un temps fini, dans le régime établi, ces surfaces oscillent autour du zéro ce qui explique le bon choix de ces dernières.

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

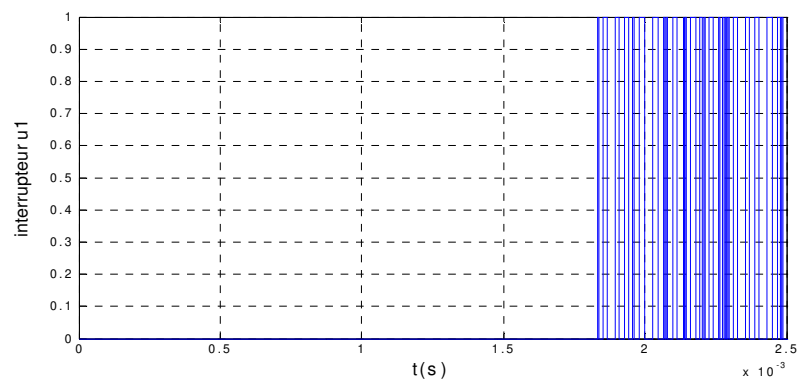


Figure II.30. Evaluation d'interrupteur u_1

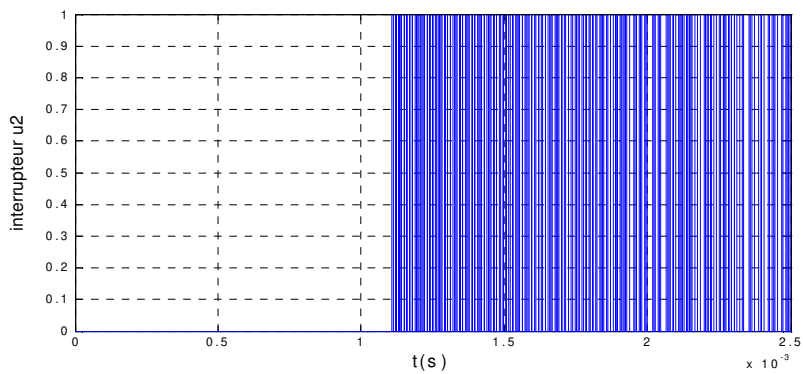


Figure II.31. Evaluation d'interrupteur u_2

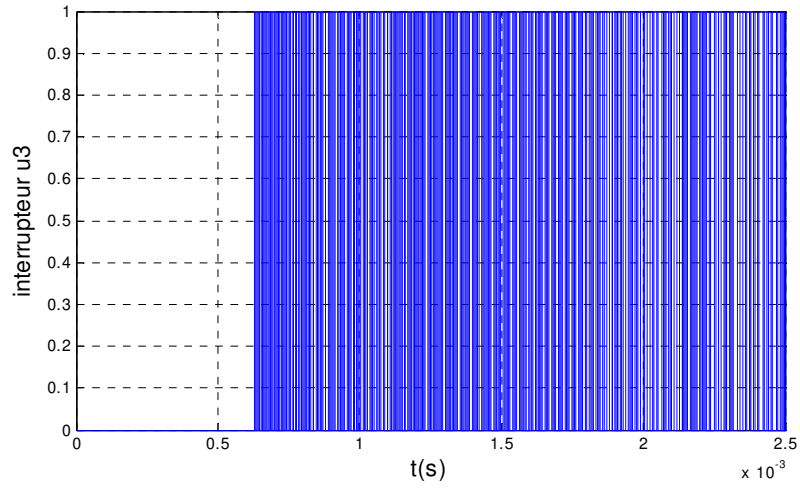


Figure II.32. Evaluation d'interrupteur u_3

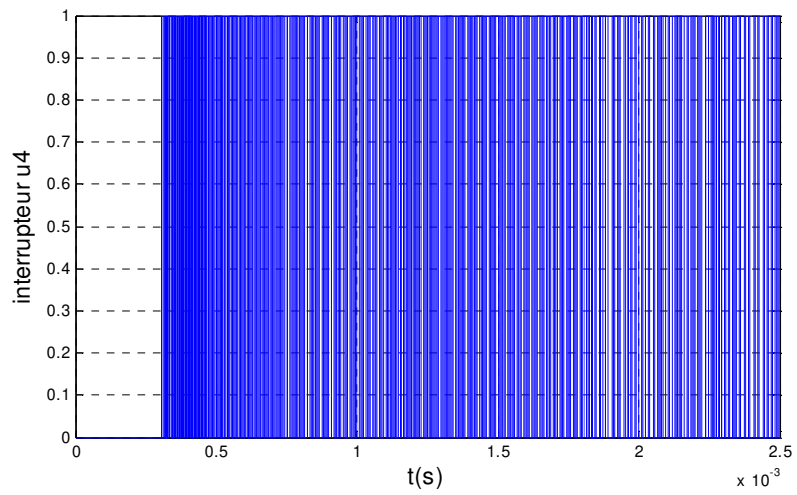


Figure II.33. Evaluation d'interrupteur u_4

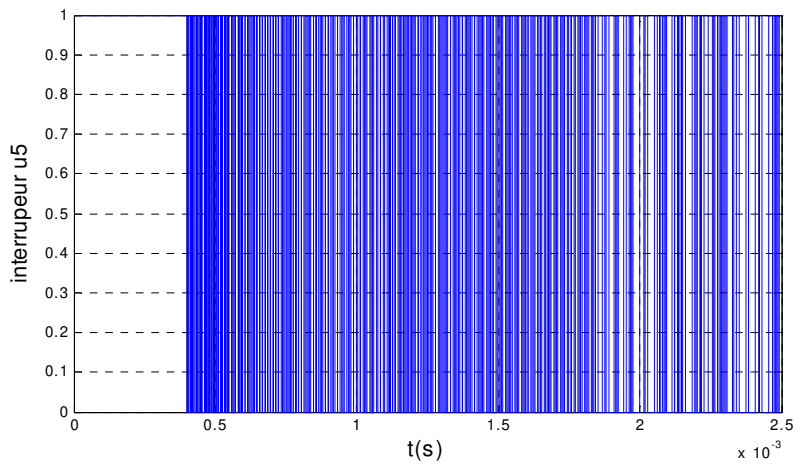


Figure II.34. Evaluation d'interrupteur u_5

Les commandes des interrupteurs prennent l'état 0 ou 1, dans le régime permanent elles varient rapidement, donc la commande est très active, ce qui explique l'effet chattering dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

II.6 Etude de robustesse de la commande par mode de glissement :

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

Les tests de robustesse effectués sur la commande directe seront appliqués à la commande par modes glissants des convertisseurs multicellulaires, dont le but est d'examiner le comportement du système lors :

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

II.6.1. Etude de robustesse de la commande de convertisseur deux cellules :

a) Séquence de test 1 :

Pour l'étude de la robustesse de la commande, nous avons changé légèrement les paramètres du système ainsi la valeur de la tension source, en effet nous avons pris :

$$E = 2000V, R = 10 \Omega, L = 1mH$$

Les résultats de simulation obtenus sont les suivants :

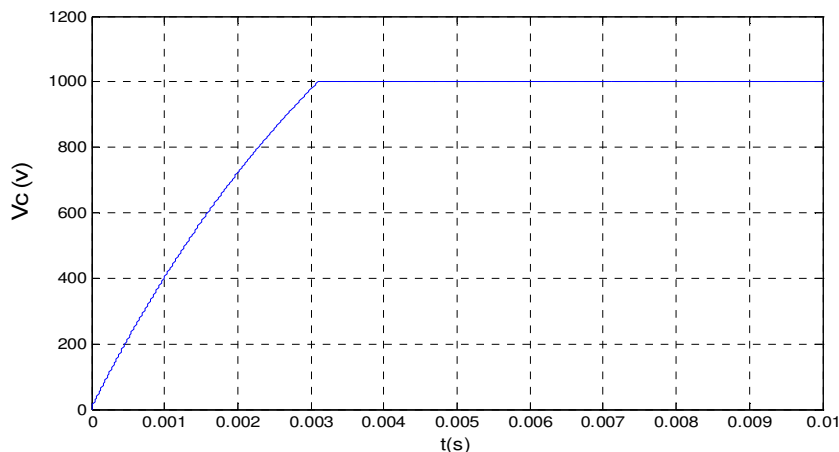


Figure II.35. Tension flottante V_c

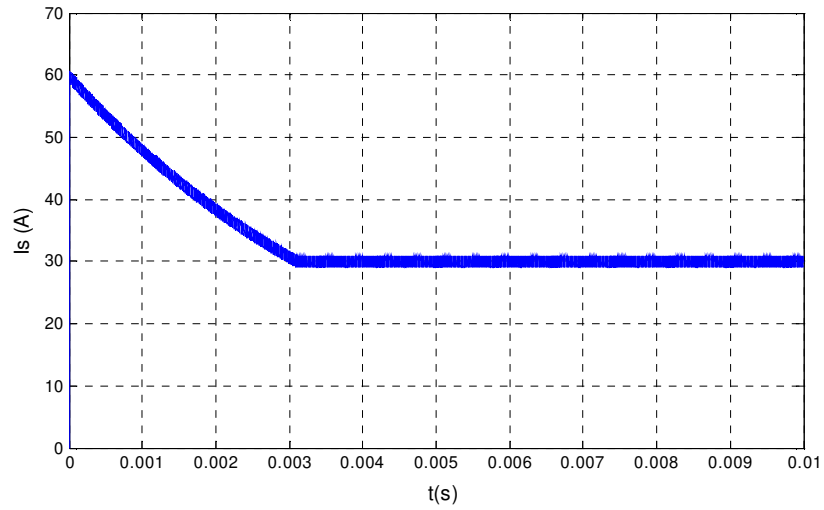


Figure II.36 Le courant de charge i_s

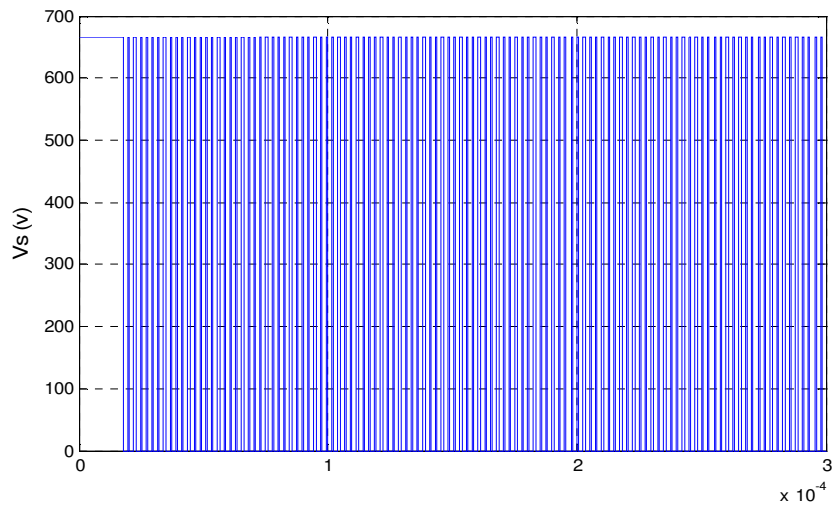


Figure II.37. La tension de charge V_s

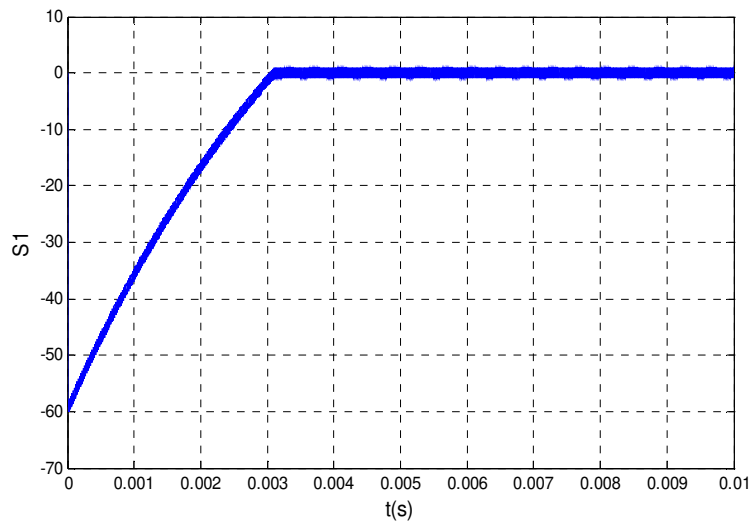


Figure II.38. Convergence de surface de glissement S_1

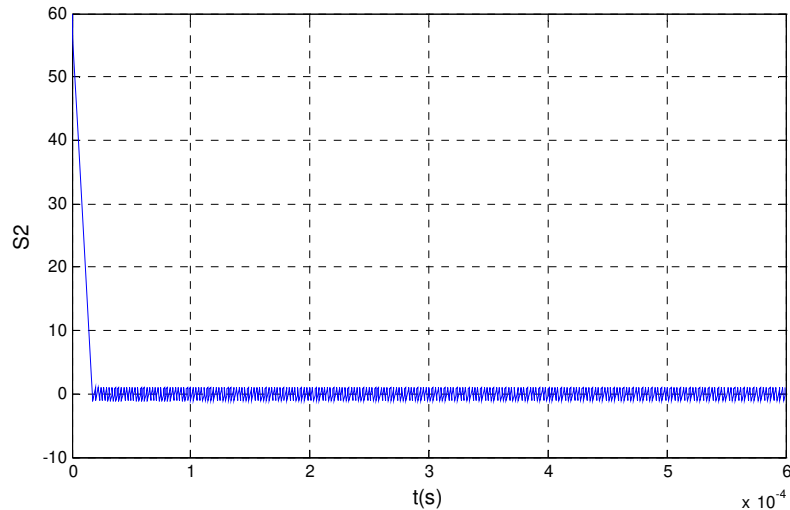


Figure II.39. Convergence de surface de glissement S_2

Les figures (I.38, I.39) montrent la convergence des surfaces de glissement, ce qui montre le bon Choix des surfaces

b) Séquence de test 2 :

Pour voir l'effet du changement des paramètres, les perturbations et le changement de la tension d'entrée, on propose de varier ces paramètres et d'injecter dans la sortie une perturbation périodique de type impulsion, et on prend :

$E = 2000 \text{ V}$, $R = 10 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$, la perturbation est d'amplitude égale à 120 A,

Les résultats de simulation sont alors :

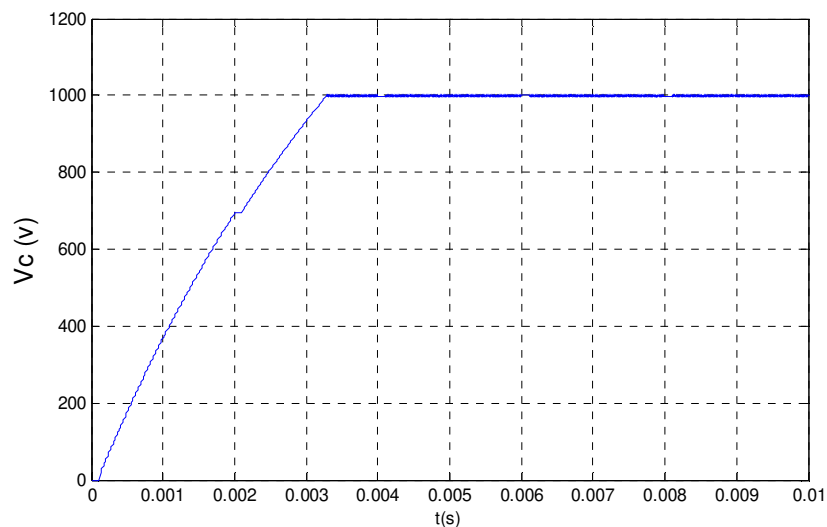


Figure II.40 Tension flottante V_c

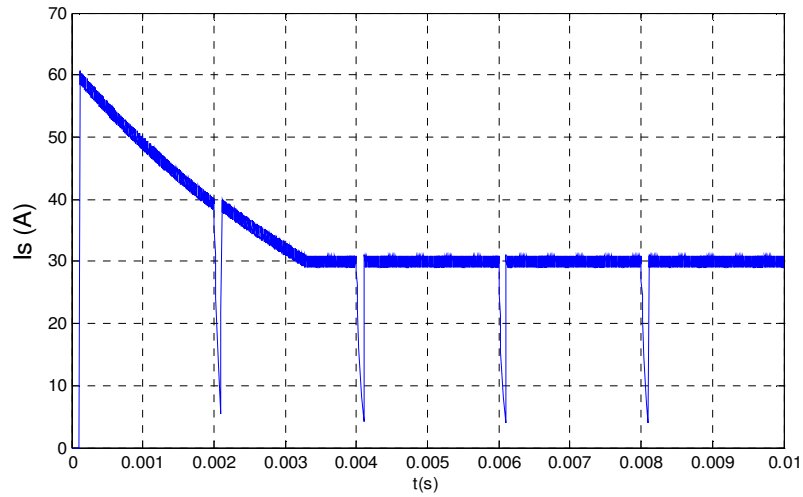


Figure II.41 Le courant de charge i_s

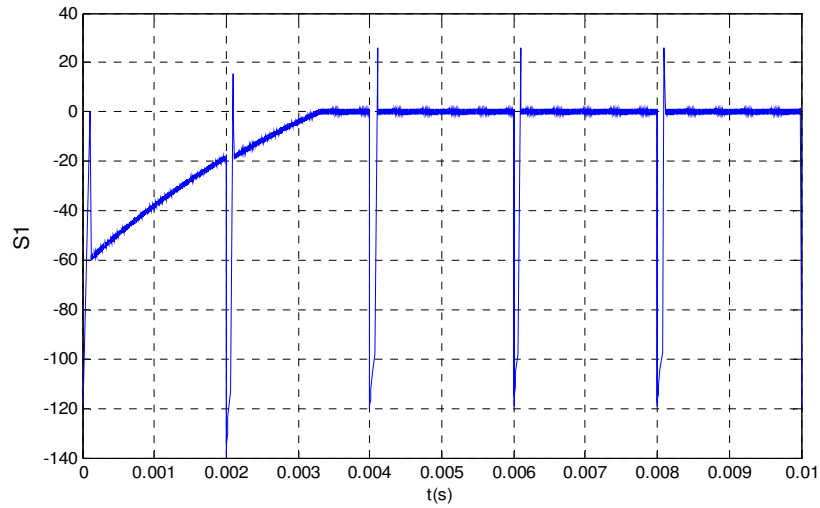


Figure II.42 Convergence de surface de glissement S_1

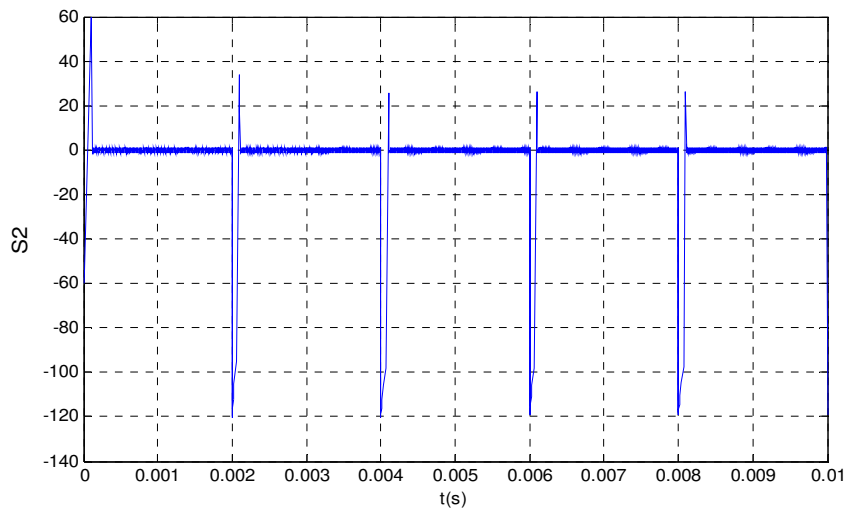


Figure II.43 Convergence de surface de glissement S_2

Les figures (II.42, II.43) montrent la convergence des surfaces de glissement, ceci renforce le résultat qu'on a conclu sur la commande par mode glissant.

II.6.2. Etude de robustesse de la commande de convertisseur trois cellules :

a) Séquence de test 1 :

Pour l'étude de la robustesse de la commande, nous avons changé légèrement les paramètres du système ainsi la valeur de la tension source, en effet nous avons pris :

$$E = 1400V, R = 20 \Omega, L = 1mH$$

Les résultats de simulation obtenus sont les suivants :

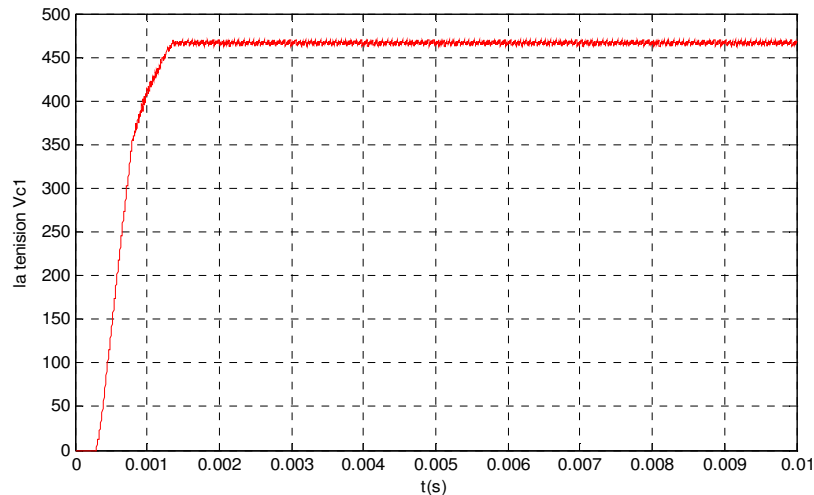


Figure II.44. Tension flottante V_{c1}

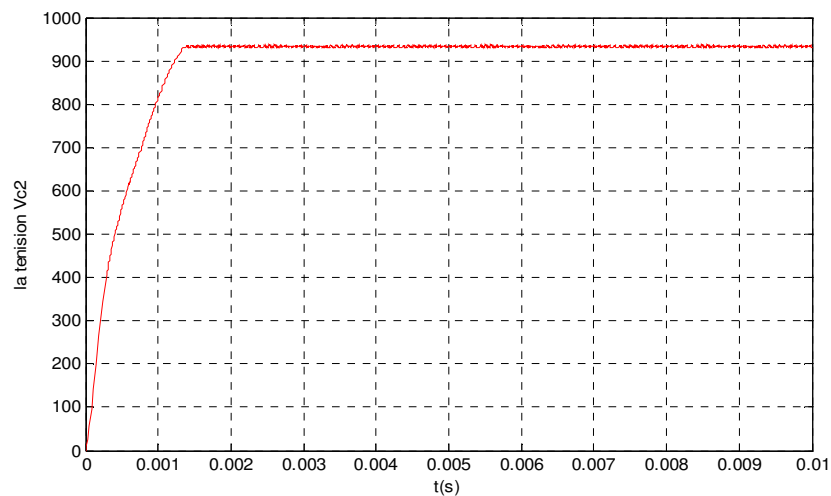


Figure II.45 Tension flottante V_{c2}

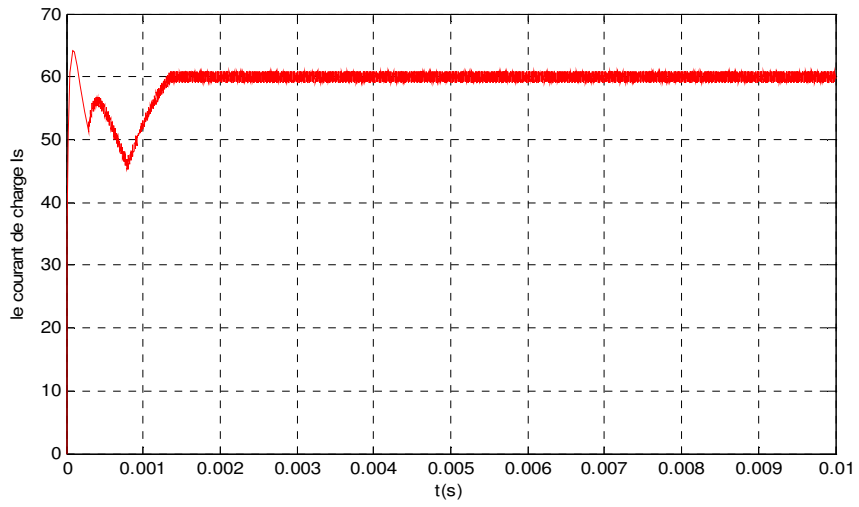


Figure II.46 Le courant de charge i_s

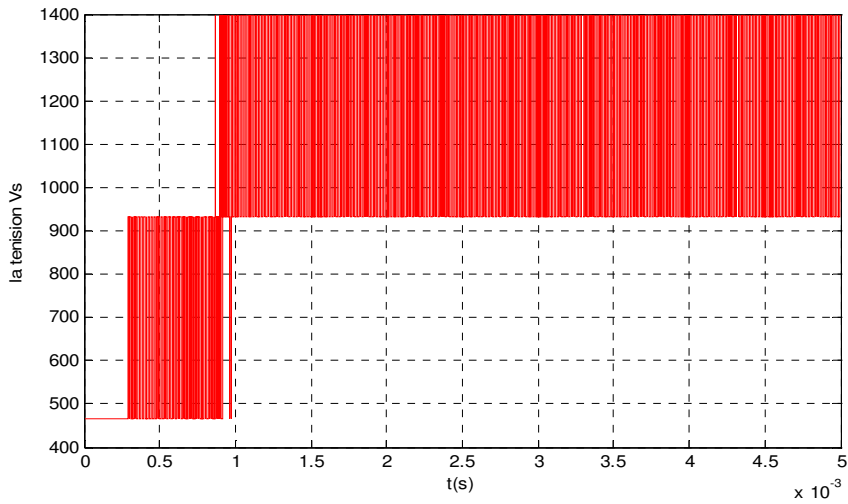


Figure II.47 La tension de charge V_s

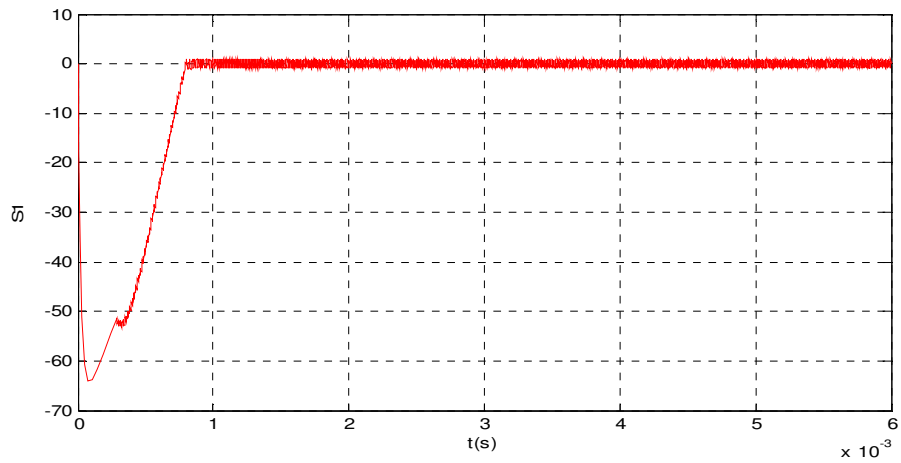


Figure II.48. Convergence de surface de glissement S_1

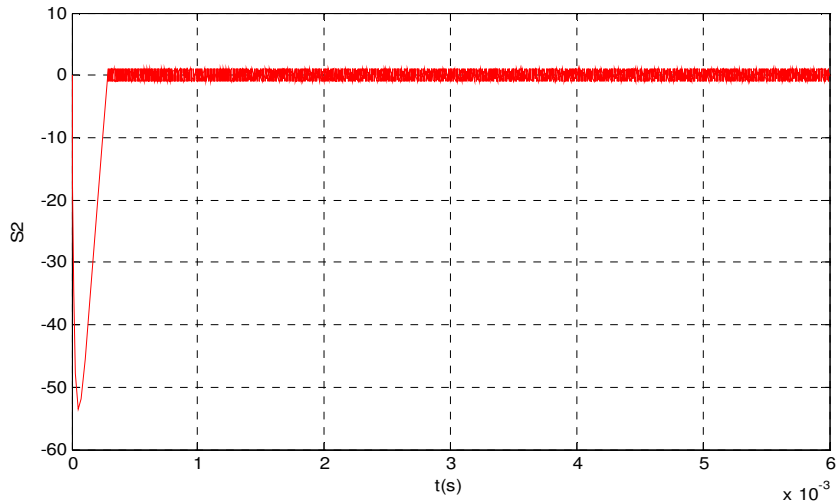


Figure II.49. Convergence de surface de glissement S_2

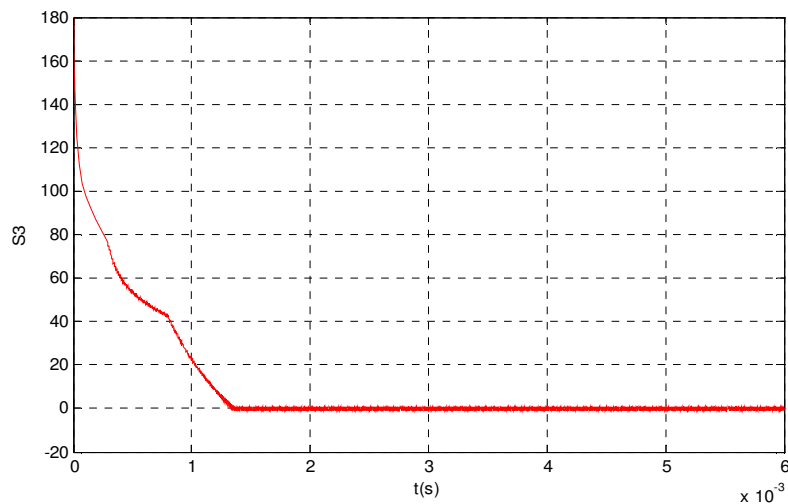


Figure II.50 Convergence de surface de glissement S_3

Les figures (II.48, II.49, II.50) montrent la convergence des surfaces de glissement, ce qui montre le bon Choix de surface .

b) Séquence de test 2

Pour voir l'effet du changement des paramètres, les perturbations et le changement de la tension d'entrée, on propose de varier ces paramètres et d'injecter dans la sortie une perturbation périodique de type impulsion, et on prend :

$E = 1400V$, $R = 20 \Omega$, $L = 1mH$, la perturbation est d'amplitude égale à 120A,

les résultats de simulation sont alors :

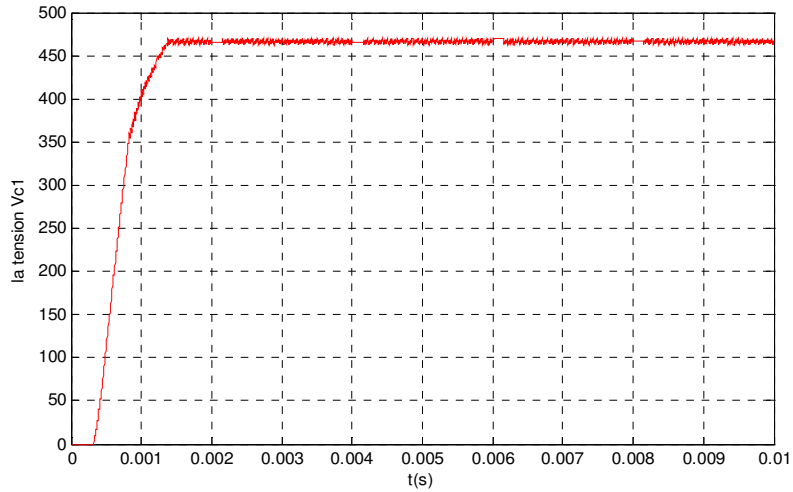


Figure II.51. Tension flottante Vc1

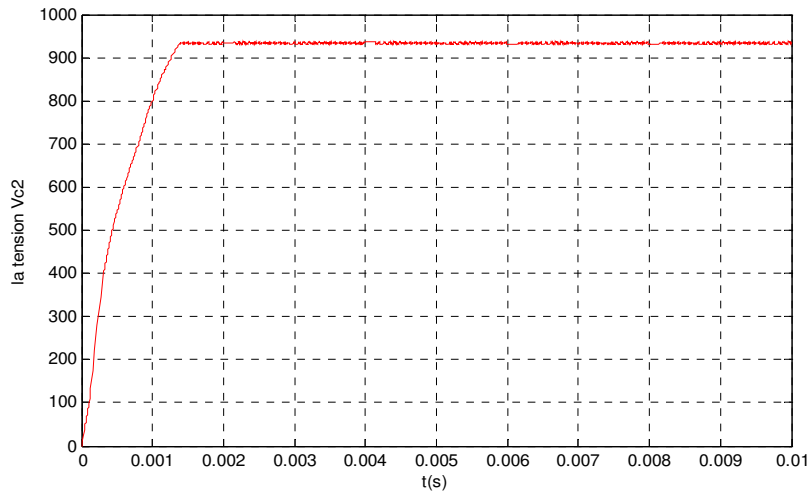


Figure II.52. Tension flottante Vc2

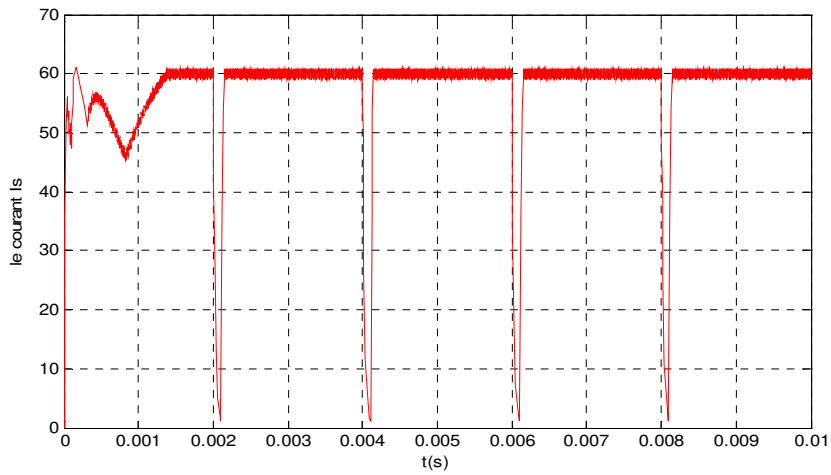


Figure II.53 Le courant de charge i_s

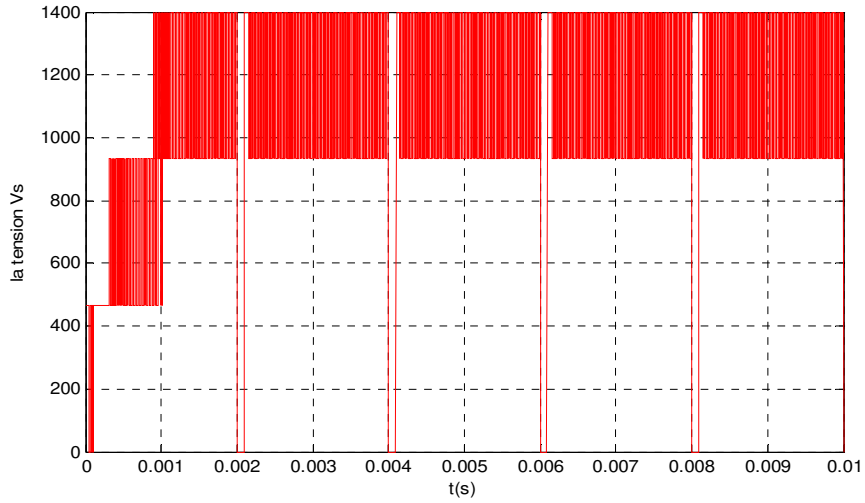


Figure II.54 La tension de charge V_s

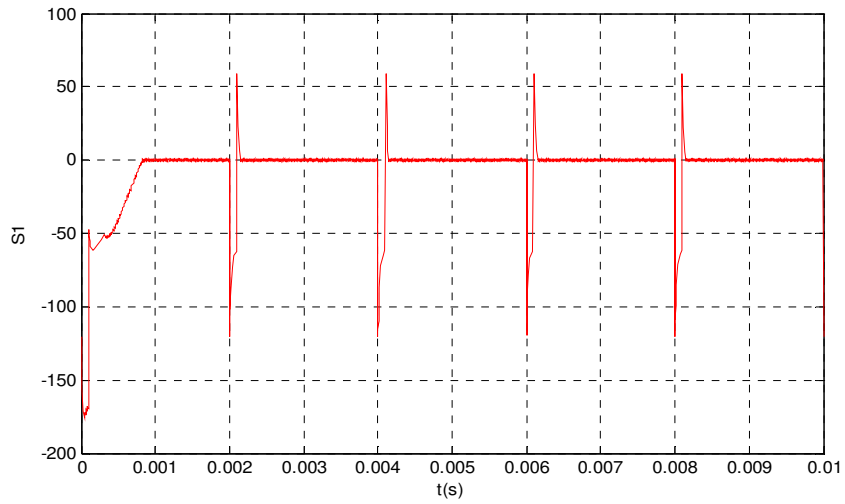


Figure II.55 Convergence de surface de glissement S_1

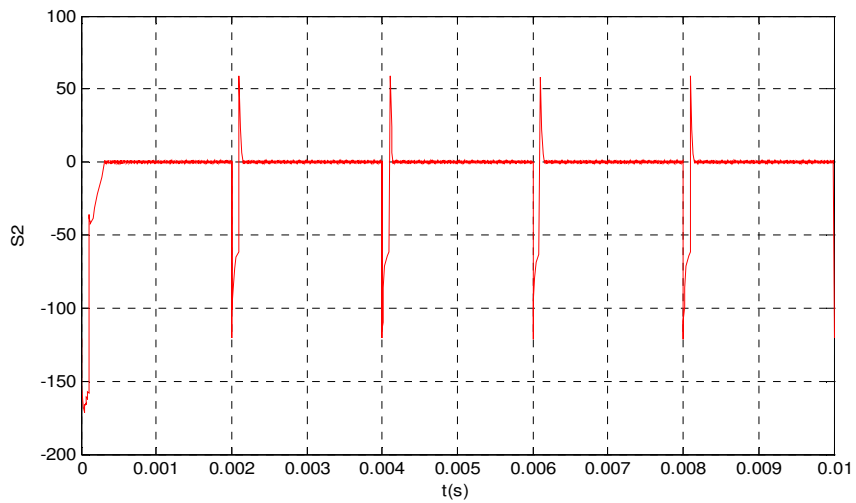


Figure II.56 Convergence de surface de glissement S_2

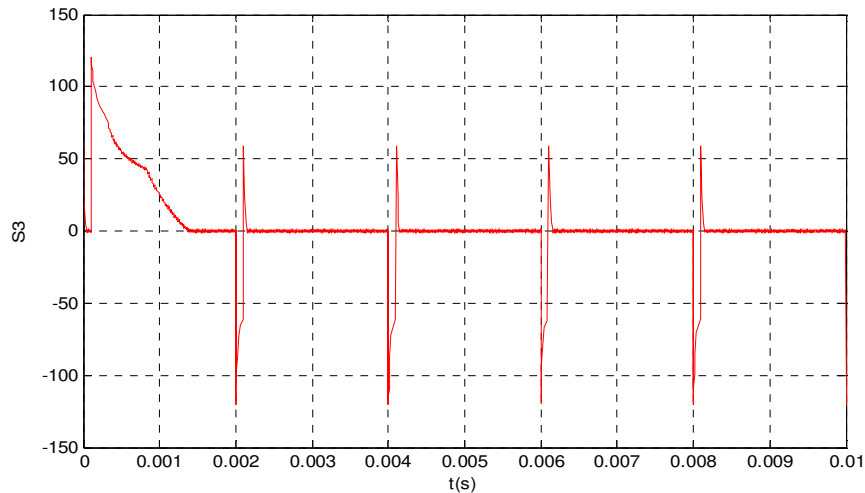


Figure II.57. Convergence de surface de glissement S_3

Les figures (II.55, II.56, II.57) montrent la convergence des surfaces de glissement, ceci renforce le résultat qu'on a conclu sur la commande par mode glissant.

D'après ces figures de tensions et de courant, on s'aperçoit que l'effet des variations paramétriques et de la perturbation n'a pas empêché le système de réglage de réaliser sa tâche de contrôle, ce qui nous donne une idée générale sur le comportement robuste de la loi de commande par mode glissant.

II.7. Conclusion :

La synthèse d'une loi de commande par modes glissants est très bien adaptée pour la commande des convertisseurs multicellulaires, la commande présente des performances transitoires satisfaisantes, elle est peu oscillatoire et surtout sa réponse est très rapide pour atteindre les valeurs de référence, elle se caractérise, aussi, par un bon régime permanent, puisque, l'erreur statique est minimale, de plus, l'algorithme de commande qui fait intervenir les surfaces de glissement est facile à implémenter, ce qui donne à cette technique un avantage du point de vue performance.

Chapitre III :
Diagnostic des défauts des
convertisseurs
multicellulaires

Chapitre III : Diagnostic des défauts des convertisseurs multicellulaires

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous l'avons attribué sur le diagnostic des systèmes puis l'application du diagnostic de défauts aux convertisseurs multicellulaires, dans la partie diagnostic des systèmes, on montre l'intérêt du diagnostic et leur objectif et les différentes méthodes utilisées, on optera pour une méthode de diagnostic qui repose sur l'utilisation d'observateur pour la génération de résidu. Puis, après l'application du diagnostic de défauts a deux et trois cellules.

III.2. Intérêt et objectifs du diagnostic :

Dans le domaine de l'industrie et de la production industrielle le champ de la compétitivité repose sur plusieurs critères de performance, de robustesse et de qualité. mais malgré toutes les assiduités pour l'établissement de ces conceptions, les défaillances de celles-ci se font fréquentes et peuvent résulter soit d'une fin de cycle de vie d'un élément et aussi de l'apparition soudaine d'une panne brusque, alors que ces éléments de production représentent pour la plupart du temps des enjeux majeure soit à bus lucratifs (ex : chaîne de production dans une usine) ou pour assurer un service (ex : un scanner dans un hôpital), elles peuvent aussi toucher à un élément des plus important qui représente la sécurité matérielle, environnementale, et même humaine, pour éviter des conséquences irréversibles, des méthodes de supervision et de surveillance ont été mise en place et qui repose toutes sur le diagnostic des systèmes.

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système, plus généralement le diagnostic apporte une contribution à la solution de détection et de localisation d'un mauvais fonctionnement [18].

III.3. Formulation du problème de diagnostic :

III.3.1. Définitions et généralités sur les défauts :

Le but du diagnostic est la détection puis la localisation de défauts, afin de bien poursuivre notre démarche de diagnostic une bonne connaissance des défauts s'impose :

III.3.1.1. Anomalie, défaut, défaillance, panne :

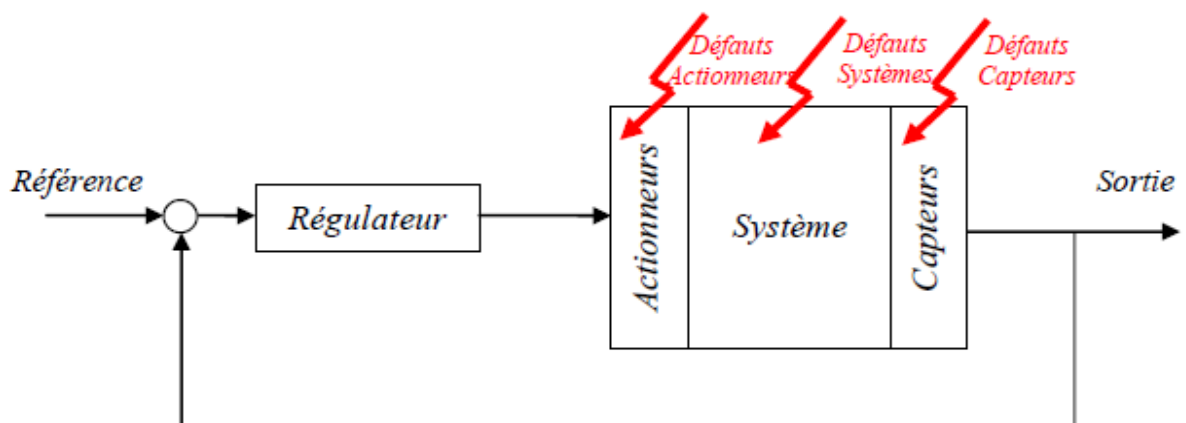
Par mesure de simplicité d'écriture, nous emploierons indifféremment dans la suite de ce mémoire les termes de défaillance, défaut ou panne. Néanmoins, le vocabulaire usuel de la sûreté de fonctionnement distingue ces notions :

- Anomalie : particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique.
- Défaut : anomalie de comportement au sein d'un système physique.
- Défaillance : anomalie fonctionnelle au sein d'un système physique.
- Panne : inaptitude d'un dispositif à accomplir sa fonction.

III.3.1.2. Classification des défauts :

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système, dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts, on peut aussi définir le défaut comme étant « une déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standard ».

La Figure III.1 montre les différents défauts d'un système.



La Figure III.1 : Boucle de régulation et différents défauts agissants [19].

- **Défauts actionneurs :**

Ce type de défauts représente une perte partielle ou totale de l'organe de commande il a pour conséquence une détérioration du signal d'entrée du système, il peut en résulter aussi une perte de la commandabilité du système (le système devient non commandable) ainsi la partie opérative du système perd son influence pour régir les contrôles voulus.

- **Défauts capteurs :**

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système , un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable mesurée ,ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture, ainsi on pourra même extraire la partie utile du signal mesuré, tandis qu'un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer qui donne carrément des valeurs erronées hors de sens et d'utilité [23].

- **Défauts systèmes ou composants :**

Ce sont des défauts qui ont lieu dans les composants du système lui-même, ce qui englobe tous les défauts qui ne peuvent être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs, ces défauts représentent les changements des paramètres physiques du système, par exemple la masse, les coefficients aérodynamiques, la constante de dissipation, etc, ils ont souvent comme conséquence le changement du comportement dynamique du système commandé, les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables [24].

III.3.1.3. Modélisation des défauts :

Soit un système S dans les conditions nominales, avec « x » vecteur d'état, donné par la représentation d'état suivante :

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

Les défauts agissants sur le système peuvent être classés et modélisés de la façon suivante :

- **Défauts multiplicatifs :**

Ce modèle est utilisé pour traduire les dysfonctionnements et les erreurs agissants essentiellement sur la partie capteur ou actionneur.

- Pour le cas d'un actionneur dont la sortie représente la commande u les défauts propres à cet actionneur peuvent être modélisés de la forme suivante :

$$u_f = u + (I - \mathcal{L}_A).(\bar{u} - u) \quad (\text{III.2})$$

Avec : $u \in R^m$ pas nécessairement constant mais qu'on ne peut pas manipuler.

$$\mathcal{L}_A = \text{diag}\{\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \sigma_m^a\}, \sigma_i^a \in R$$

$$\text{Ou } \sigma_i^a = \begin{cases} 0 & \rightarrow \text{défaillance complete} \\ 1 & \rightarrow \text{aucune défaillance} \end{cases}$$

Les σ_i^a prennent aussi des valeurs comprises entre 0 et 1 en fonction du degré de défaillance de l'actionneur. En remplaçant la commande avec défauts dans le système S on obtient :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + B. \mathcal{L}_A. u + B. (I - \mathcal{L}_A). \bar{u} \\ y = Cx + D. \mathcal{L}_A. u + D. (I - \mathcal{L}_A). \bar{u} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

- Pour le cas des capteurs les défauts peuvent être modélisés de la façon suivante :

$$y_f = y + (I - \mathcal{L}_S).(\bar{y} - y) \quad (\text{III.4})$$

$$\mathcal{L}_S = \text{diag}\{\sigma_1^s, \sigma_2^s, \dots, \sigma_m^s\}, \sigma_i^s \in R$$

$$\text{Ou } \sigma_i^s = \begin{cases} 0 & \rightarrow \text{défaillance complete} \\ 1 & \rightarrow \text{aucune défaillance} \end{cases}$$

Les σ_i^s prennent aussi des valeurs comprises entre 0 et 1 en fonction du degré de défaillance du capteur. Le système S dans ce cas prendra la forme suivante :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = \mathcal{L}_S. C. x + \mathcal{L}_S. D. u + D. (I - \mathcal{L}_S). \bar{y} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

La combinaison des deux modèles de défaut des capteurs et des actionneurs nous donne le système suivant :

$$\mathcal{S} \begin{cases} \dot{x} = Ax + B \cdot \mathcal{L}_A \cdot u + B \cdot (I - \mathcal{L}_A) \cdot \bar{u} \\ y = \mathcal{L}_S \cdot C \cdot x + \mathcal{L}_S \cdot D \cdot \mathcal{L}_A \cdot u + \mathcal{L}_S \cdot D \cdot (I - \mathcal{L}_A) \cdot \bar{u} + (I - \mathcal{L}_S) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le modèle multiplicatif est utilisé pour représenter la majorité des défauts de capteurs et d'actionneurs mais ce n'est pas autant pour les défauts des composants du système, cette représentation est le plus souvent utilisée dans la conception de régulateurs reconfigurables dans un système de commande tolérant aux défauts. [24]

- **Défauts additifs :**

La représentation additive des défauts dans un système d'état prend le modèle suivant :

$$\mathcal{S} \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + F \cdot f_f \\ y = Cx + Du + E \cdot f_f \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Ou $f_f \in R^{n_f}$ est un signal décrivant les défauts.

Un large panel de défaut peut être modélisé avec cette représentation y compris les défauts actionneurs et capteurs, cependant le model (III.7) induit un signal f_f qui dépend des paramètres d'entrée, de sortie et d'état du système qui rendent l'opération de conception du régulateur complexe, tandis que l'utilisation de la représentation multiplicative palie a cette complexité.

Un autre inconvénient du modèle additif des défauts de capteurs et d'actionneurs est qu'en termes d'entrée-sortie ces défauts sont très difficiles à distinguer.

L'avantage majeur de la représentation additive des défauts est que les défauts sont représentés par des signaux et non pas par des changements dans les matrice d'état du système [24].

III.3.2. Etapes du diagnostic des défauts :

Afin de diagnostiquer les défauts qui peuvent surgir dans un système plusieurs méthodes ont été développées, la **Figure III.2** montre un schéma général des étapes de diagnostic des plus utilisés.

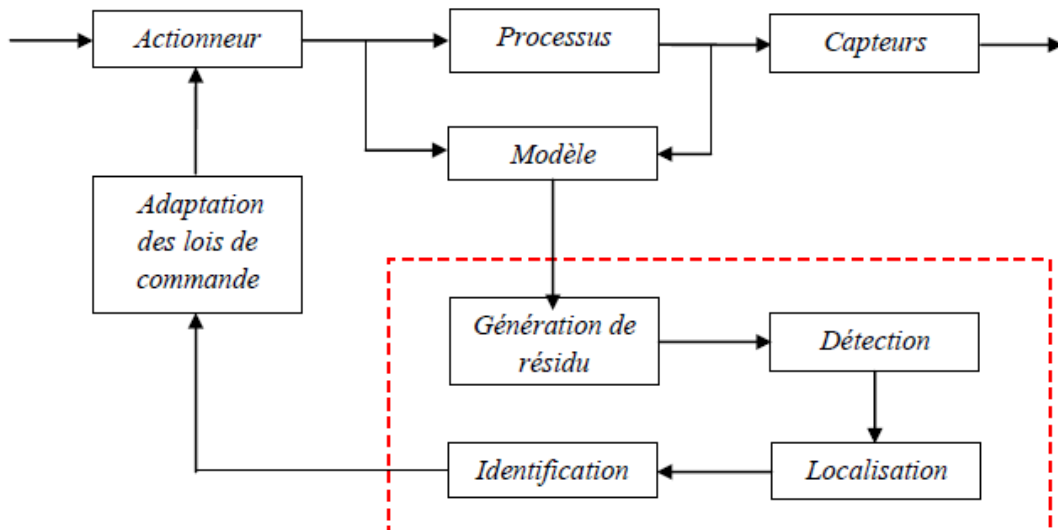


Figure III. 2: étapes du diagnostic à base de modèle [25] .

On peut à l'aide de ce schéma diviser les étapes de diagnostic en [25] :

- Génération de résidus : cette première phase consiste à générer un signal résiduel reflétant la distance entre le modèle du système et son comportement observé au cours du temps.
- Prise de décision : Cette deuxième phase consiste à implémenter un test de détection sur les résidus générés ou les variables mesurées afin de détecter et localiser la présence éventuelle d'un ou de plusieurs défauts sur la base du calcul d'un seuil de signification.

Cette deuxième étape oblige une bonne connaissance du système et l'établissement de signature propre au cas étudié. Il en résulte donc trois actions successives :

- **La détection :**

La procédure de détection vise à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'une défaillance. Cette étape ne nécessite qu'un modèle de bon fonctionnement du système. Une panne sera détectable si au moins un résidu permet de la détecter. Lorsque le modèle permet de représenter exactement le système (aucune erreur de modélisation, connaissance de la nature des signaux inconnus agissant sur le système, ...), les résidus générés auront une dynamique uniforme et converge au tour d'une valeur fixe en général zéro tandis qu'en présence d'anomalie ont aura un changement de comportement. La détection d'une défaillance se résumera alors à déclencher une alarme lorsqu'au moins un résidu différera de zéro. En pratique, les modèles utilisés sont obtenus à partir d'hypothèses simplificatrices et sont donc imparfaits. Les résidus (qui reflètent l'écart entre le modèle et le système) ne sont plus parfaitement égaux à zéro. Une procédure de décision doit être implantée afin de décider si la valeur différente de 0 du résidu doit générer une alarme ou non. La qualité de la détection dépend bien entendu de la procédure de décision choisie mais aussi et surtout de la "qualité" des résidus utilisés. Afin de réduire les taux de fausse alarme et de non détection, les résidus doivent être optimisés, c'est à dire rendus le plus sensible possible aux défaillances et le moins possible aux perturbations ou erreurs de modélisation. [26]

- **La localisation :**

Lorsqu'une défaillance est détectée, une procédure de localisation est utilisée pour permettre de déterminer son origine. Cette étape nécessite d'utiliser un modèle de comportement défaillant de connaissance sur les défaillances. La procédure de localisation nécessite d'utiliser un ensemble (ou vecteur) de résidus ou de variables mesurées. Pour permettre la localisation, ce vecteur doit avoir un certain nombre de propriétés permettant de caractériser de manière unique chaque défaut.

- **L'identification :**

L'identification de défauts déterminant l'amplitude de la panne ou de la défaillance. Cette action n'est pas toujours utilisée car l'évaluation de l'amplitude de panne ne s'applique pas dans le cas d'étude de défaillance totale [26].

III.4. Méthode de génération de résidu :

La première étape d'un système de diagnostic consiste à générer des indicateurs de défauts. Ils contiennent des informations sur les anomalies ou dysfonctionnements du système à surveiller. Le principe est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, capteurs ou actionneurs, et la valeur théorique fournie par le modèle dans des conditions de fonctionnement nominal. La génération de résidus est un problème crucial pour les systèmes de diagnostic. En effet, de la structure du système de résidus engendré dépendra la robustesse de la localisation [27].

Définition 1 : Un résidu est un signal qui reflète la cohérence (ou la consistance) des données mesurées vis-à-vis d'un modèle comportemental du système.

Pour qu'un signal généré à partir des entrées et des sorties d'un système soit un résidu il faut qu'il soit affecté par un sous-ensemble de pannes [28].

Définition 2 : Un résidu $r(t, y, u, v)$ est non affecté par $v \in V$ (ou invariant sous v) si pour toute entrée admissible u et toute sortie y , nous avons $r(t, u, y, v_1) = r(t, u, y, v_2)$ pour tout $t = 0$ quel que soit le couple v_1 et v_2 de V . Dans le cas contraire le signal est dit affecté par v .

L'algorithme utilisé pour obtenir les résidus est appelé générateur de résidus. Trois approches sont principalement utilisées pour construire ce générateur de résidus:

- Approche par identification de paramètres.
- Approche par espace de parité.
- Approche à base d'observateurs d'état.

III.4.1. Identification paramétrique :

La détection et la localisation des défauts peuvent être effectuées en utilisant des techniques d'identification, si la structure du modèle est connue. Les méthodes d'identification paramétriques ont pour principe d'estimer ou d'identifier les paramètres du modèle. On entend par « paramètre » les constantes physiques du système (masse, coefficient de viscosité,...) ou une agrégation de plusieurs paramètres physiques. Pour ce dernier cas, une

correspondance unique doit exister entre les paramètres du modèle et les paramètres du système [29] .

Cette méthode est généralement utilisée en suivant les étapes suivantes :

- Modélisation mathématique du procédé selon des équations du type :

$$y(t) = f(u(t), \theta) \quad (\text{III.8})$$

Ou : $u(t)$ représente la commande du système.

θ Le vecteur paramètre du système.

- Description des relations entre les constantes physiques p supposées connues et les paramètres du modèle θ :

$$\theta = g(p) \quad (\text{III.9})$$

- Estimation $\hat{\theta}$ des paramètres du modèle à partir de l'équation précédente et des mesures des entrées et des sorties du système :

$$\hat{\theta} = h(y(1), \dots, y(n), u(1), \dots, u(n)) \quad (\text{III.10})$$

- Estimation \hat{p} des paramètres du système :

$$\hat{p} = g^{-1}(\hat{\theta}(t)) \quad (\text{III.11})$$

Obtention du vecteur résidu en faisant la différence entre les paramètres estimés et les valeurs nominales, soit à partir des paramètres physiques, soit à partir des paramètres du modèle :

$$r(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t)$$

Ou

$$r(t) = p(t) - \hat{p}(t)$$

Pour des valeurs nominales non connues, une approche consiste à construire le vecteur résidu à partir des seuls paramètres estimés mais à des temps t différents. Par exemple :

$$r(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t - k)$$

Ou

(III.13)

$$r(t) = p(t) - \hat{p}(t - k)$$

Ce dernier cas suppose que les paramètres restent constants dans des conditions de fonctionnement nominales.

Il existe plusieurs méthodes d'estimation de paramètres, dont il est possible de citer : l'estimation par projection orthogonale, l'estimation Bayésienne, l'estimation au sens du maximum de vraisemblance ou encore l'estimation au sens des moindres carrés [29].

III.4.2. Espace de parité :

Cette méthode utilise le concept de redondance qui introduit un nombre de mesure supérieure au nombre de variable. Dans cette approche, l'ensemble des valeurs que peuvent prendre les résidus compose un espace, dans lequel, le vecteur de parité est défini comme étant la valeur des résidus à un instant donné. Ce vecteur prend alors une direction dans le cas de l'apparition d'un défaut. Cette redondance directe ou analytique générée par la prise en compte des mesures sur un espace d'observation d'ordre S comme suit [25] :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_{k-s} \\ y_{k-s+1} \\ y_{k-s+2} \\ \vdots \\ y_k \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^S \end{bmatrix} x_{k-s} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ CB & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{S-1}B & CA^{S-2}B & \cdots & CB & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{k-s} \\ u_{k-s+1} \\ u_{k-s+2} \\ \vdots \\ u_k \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ CF & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ CAF & CF & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{S-1}F & CA^{S-2}F & \cdots & CF & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k-s} \\ d_{k-s+1} \\ d_{k-s+2} \\ \vdots \\ d_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ C & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ CA & C & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{S-1} & CA^{S-2} & \cdots & C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{k-s} \\ w_{k-s+1} \\ w_{k-s+2} \\ \vdots \\ w_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{k-s} \\ d_{k-s+1} \\ d_{k-s+2} \\ \vdots \\ d_k \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Cette équation peut se traduire sous une forme plus compacte comme suit :

$$Y_K = O x_{k-s} + H_u U_k + H_d \Delta_k + H_w \gamma_k + \Gamma_k \quad (\text{III.15})$$

Le résidu sera défini comme ceci :

$$\begin{aligned} r_k &= \vartheta^T (Y_K - H_u U_k) \\ &= \vartheta^T (O x_{k-s} + H_d \Delta_k + H_w \gamma_k + \Gamma_k) \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

La matrice ϑ appelée matrice génératrice des résidus, est choisie dans le but de rendre le résidu indépendant de l'état, ϑ doit donc satisfaire la condition $O \vartheta^T = 0$ et le résidu s'exprime alors sous la forme :

$$r_k = \vartheta^T (H_d \Delta_k + H_w \gamma_k + \Gamma_k) \quad (\text{III.17})$$

Pour le traitement multi-défauts, cette condition est nécessaire mais n'est pas suffisante pour obtenir des résidus à structure diagonale.

III.4.3. Observateurs d'état :

Cette technique utilise pour la génération de résidu un observateur d'état qui nous fournit des grandeurs estimées. Ces grandeurs estimées seront par la suite comparées aux grandeurs disponibles dans le système réel afin de générer notre signal résiduel qui va nous permettre de détecter un défaut éventuel. Cette méthode de génération de résidu sera appliquée dans la suite de notre travail pour le diagnostic des convertisseurs multicellulaires.

III.4.3.1. Observation par mode glissant :

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 et l'invariance de cette surface sont assurées par les conditions de glissement

Dans ce cas, elles vérifient la convergence du système vers la surface de glissement et varient en fonction de la dynamique d'ordre $(n - p)^{th}$.

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

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

III.4.3.1.1 Les étapes de conceptions :

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

$$\dot{x} = f(x, t) \quad x \in R^n \quad (\text{III.18})$$

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

$$Z = h(x, t) \quad z \in R^p \quad (\text{III.19})$$

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

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x, t) - A \cdot \text{sign}(s) \quad (\text{III.20})$$

Où :

- $\hat{x} \in R^2$ et \hat{f} est notre modèle de f .
- A est la matrice de gain ($n \times p$) à spécifier.
- S est la surface de glissement avec $S = \tilde{z} = \hat{z} - z$

On aura alors :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= \Delta f - A \cdot \text{sign}(s) \\ \text{Ou : } \Delta f &= \hat{f}(x, t) - f(x, t) \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

La surface dimensionnelle $S = 0$ est attractive si : $S_i, \dot{S}_i < 0 \quad i=1, \dots, p$

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

II.4.3.2. Observateur d'isolation pour les actionneurs :

Ce type d'observateur présenté et été développé essentiellement pour le diagnostic des défauts actionneurs, ceci n'empêche pas qu'il peut être utilisé pour le diagnostic d'éventuels défauts capteurs ou systèmes en développant une autre approche adaptative. [30]

Si on considère un système non-linéaire de la forme :

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u \quad (\text{III.22})$$

Où $n \ A(x) \in R^n$ est un vecteur constitué d'éléments non linéaires, $B(x) \in R^{n \times m}$ est une matrice dont tous les éléments sont non linéaires et $u \in R^m$ est le vecteur de commande du système.

Le modèle avec défaut du $i^{\text{ème}}$ actionneur peut se formuler par :

$$\dot{x} = A(x) + \sum_{j \neq i} b_j(x)u_j + b_i(x)\theta_i \quad (\text{III.23})$$

Ainsi une banque d'observateur est définie pour la détection et la localisation de défauts :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = H(\hat{x}_i - x) + A(x) + \sum_{j \neq i} b_j(x)u_j + b_i(x)\theta_i \\ \dot{\hat{\theta}}_i = -2\gamma(\hat{x}_i - x)Pb_i(x) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Où H est une matrice de Hurwitz qui peut être choisie librement, P est une matrice définie positive et γ est une constante. Ces deux matrices doivent vérifier la relation :

$$H^T P + PH = -Q \quad (\text{III.25})$$

La matrice Q est aussi une matrice définie positive, qui peut être choisie librement.

III.5. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires:

Avant de commencer le diagnostic nous devons au préalable répertorier les différents défauts que peut subir notre convertisseur multicellulaire. Pour répertorier ces défauts nous devons connaître aussi les différents composants de notre convertisseur.

Le convertisseur multicellulaire comme dit précédemment comporte plusieurs cellule de commutation, ces cellules de commutation se compose de :

- Deux composants semi-conducteurs de puissance.
- Un composant passif (condensateur).
- Une jonction entre la carte de commande et nos composants semi-conducteurs.

En prenant en compte cette composition on peut répertorier les défauts majeurs que peut subir notre convertisseur :

- Défauts de cellule :

III.5.1. Diagnostic des défauts cellule des convertisseurs multicellulaires :

Nous allons utiliser la méthode d'observateur pour la génération de résidu. On utilisera dans cette partie les observateurs étudiés dans la partie (III.4.3) puis on comparera les résultats de diagnostic par la suite.

III.5.1.1 Application au convertisseur 2 cellules :

Tout d'abord on rappelle brièvement le modèle mathématique du convertisseur 2 cellules donné par les équations :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_C \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{u_2 - u_1}{C} \cdot I \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} \cdot V_C & \frac{E}{L} \cdot u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{R}{L} \cdot I \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

III.5.1.1.1 Observateur par mode glissant:

L'observateur par mode glissant donné par l'équation prendra la forme:

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{C1} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_1 \cdot \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \hat{I} - \frac{(u_2 - u_1)}{L} \cdot \hat{V}_{C1} + \frac{E}{L} \cdot u_2 - \mathcal{L}_2 \cdot \text{sign}(s) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

- $S = \hat{I} - I$ qui représente notre surface de glissement.
- $\left[\dot{\hat{V}}_{C1} \quad \dot{\hat{I}} \right]^T$ Les estimées des états.
- $\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2$ représentent les gains correctifs d'observation.

On signale que le système n'est pas complètement observable et que la seule mesure effectuée concerne le courant. Les conditions de convergence ont été développées dans [1] et nous prendrons pour les gains correctifs les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} \mathcal{L}_1 = -\frac{\mathcal{L}_2}{\tau} \cdot L \cdot (u_2 - u_1) \\ \mathcal{L}_2 > |\Delta f 3|_{Max} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Avec : $\tau = \mathcal{L}_2 \cdot L / (dV/dt)$.

Les résultats de simulation de notre observateur sont donnés par la figure avec les caractéristiques suivantes:

$E = 1500$, $R = 10 \Omega$, $C1=C2= 40\mu\text{F}$, $L = 0.5 \text{ mH}$, $I_{ref} = 50 \text{ A}$.

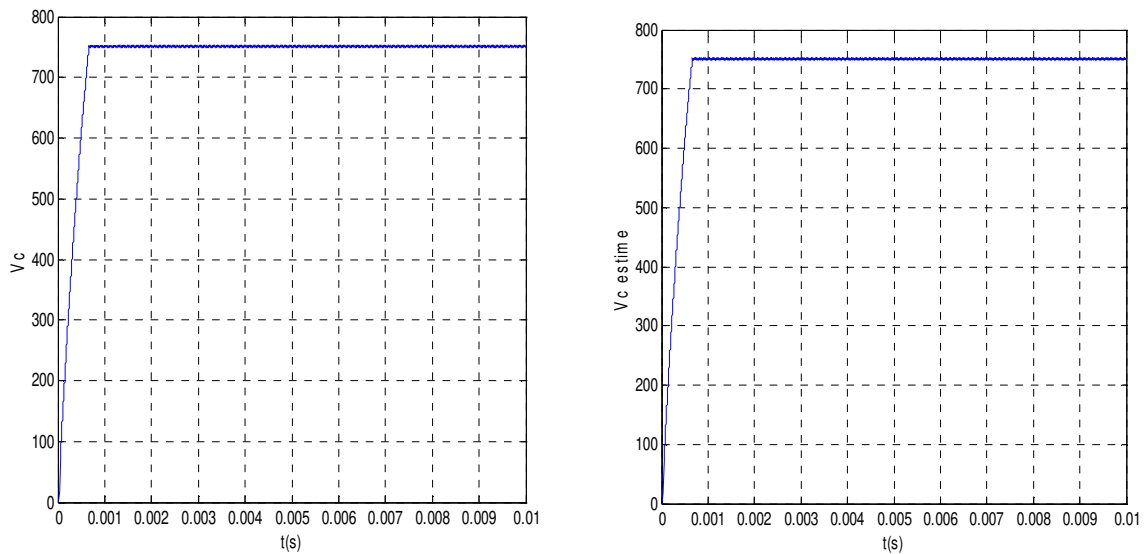


Figure III. 3 : Evolution de la tension V_c et la tension V_c estimée

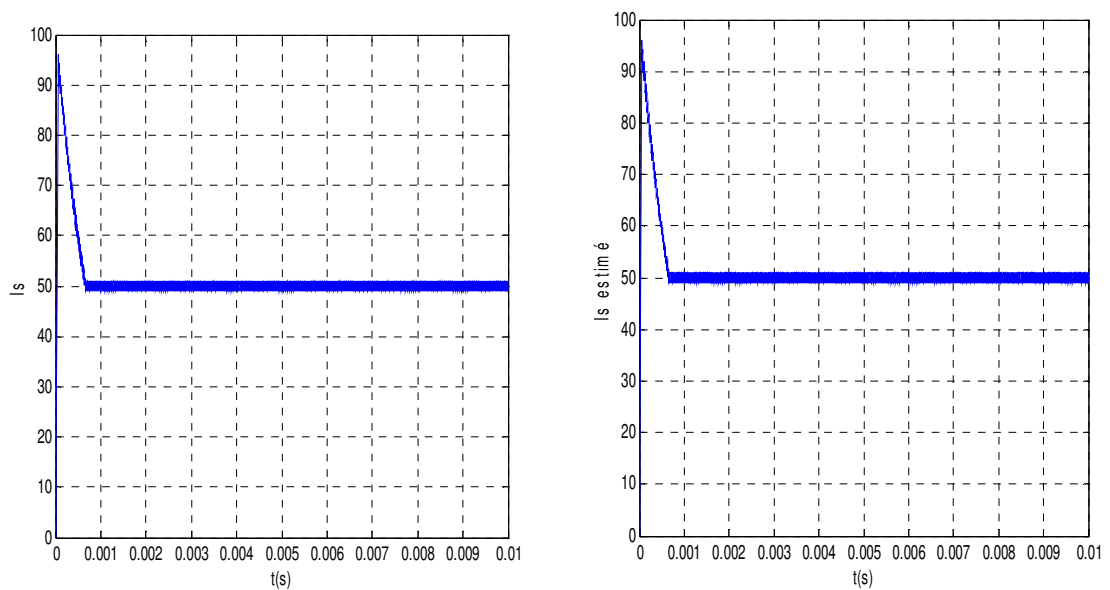


Figure III. 4 : Evolution du courant I et du courant I estimée

Pour modéliser notre vecteur résidu nous devons au préalable connaître les conséquences des blocages de cellule sur les états du système. Pour se faire on établit les signatures de fonctionnement avec défaut. On illustre ceci dans le tableau suivant :

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_C diminue, I augmente
$u_1 = 0$	V_C augmente, I diminue
$u_2 = 1$	V_C augmente, I augmente
$u_2 = 0$	V_C diminue, I diminue

Tableau III.1 : Signature de fonctionnement avec défaut

Comme le courant a une dynamique rapide par rapport aux tensions on préfère utiliser cette mesure pour la logique de décision par la suite ainsi on définit notre vecteur résidu qui comporte deux éléments :

$$\begin{cases} r(1) = \frac{(V_C - \hat{V}_C)}{V_{Cref}} \\ r(2) = -\frac{(V_C - \hat{V}_C)}{V_{Cref}} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Donc on a notre résidu sous forme vectorielle :

$$r = [r(1) \ r(2)]^T \quad (\text{III.30})$$

Le **Tableau III.2** qui suit nous donne le résidu qui détectera le défaut dans la cellule touchée :

Etat bloqué	Résidu utilisé
$u_1 = 1$	r(2)
$u_1 = 0$	r(2)
$u_2 = 1$	r(1)
$u_2 = 0$	r(1)

Tableau III.2 : allocation de résidu

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.005$ sec.

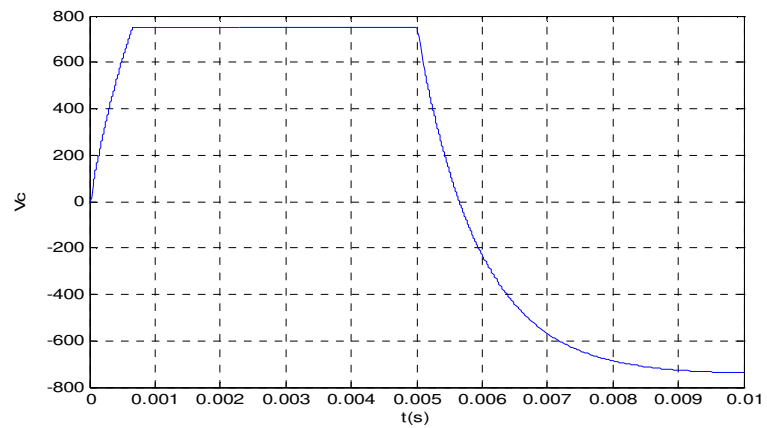


Figure III. 5 : Evolution de V_c avec blocage de $u_1 = 1$

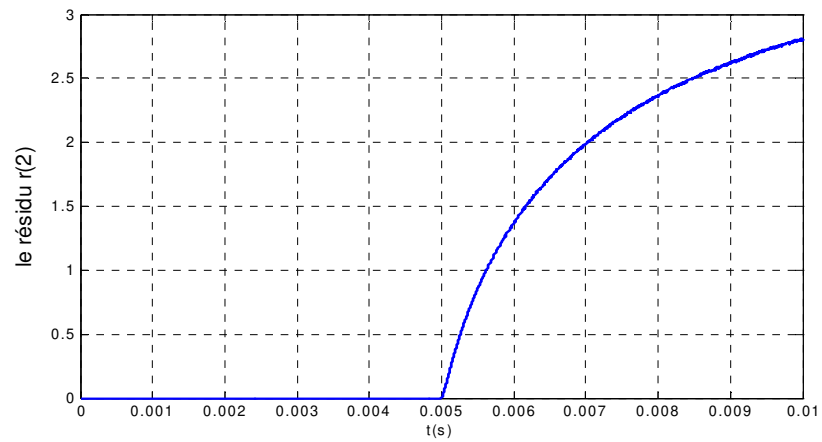


Figure III. 6 : Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_1 = 1$

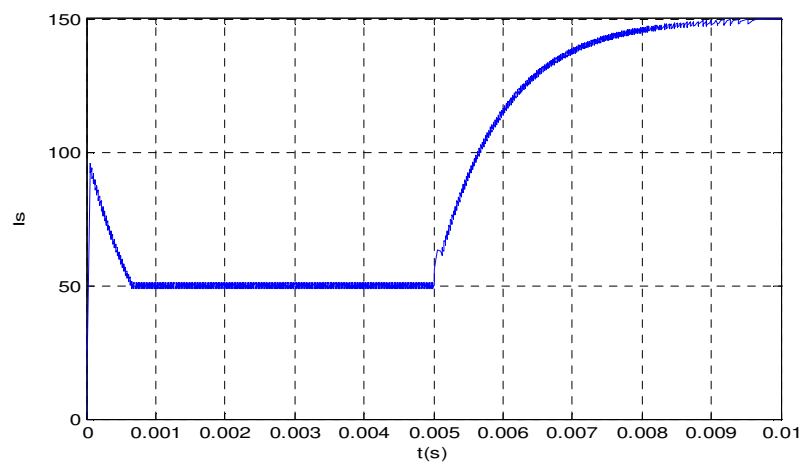


Figure III. 7 : Evolution de I avec blocage de $u_1 = 1$

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 0$ à $t = 0.005$ sec.

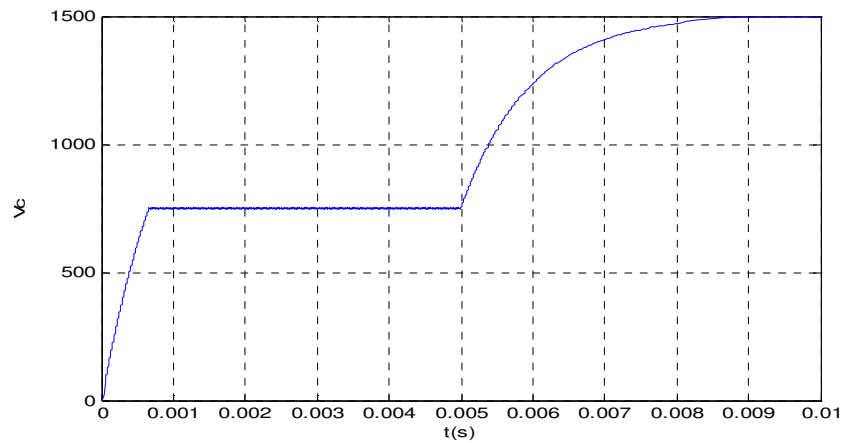


Figure III. 8 : Evolution de V_c avec blocage de $u_1 = 0$

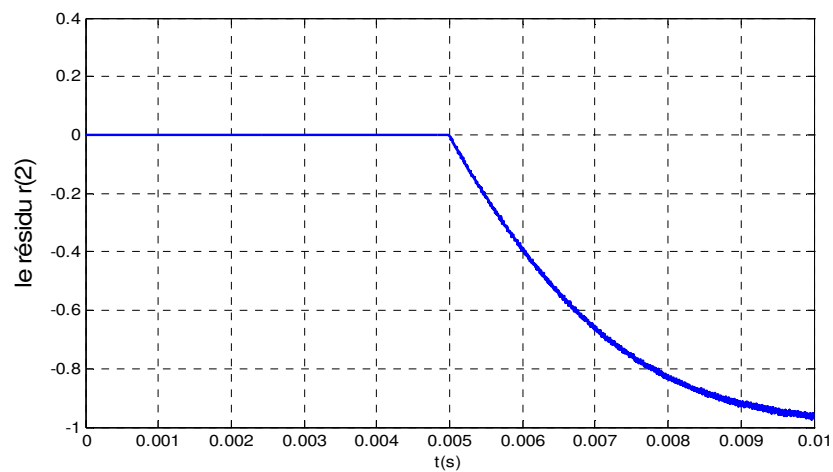


Figure III. 9 : Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_1 = 0$

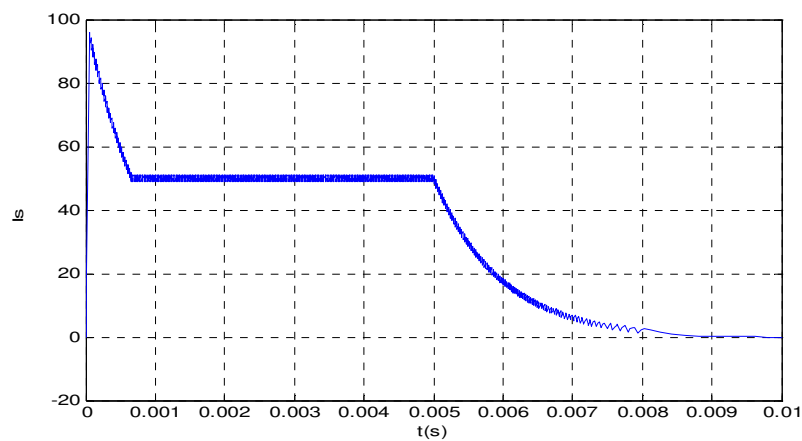


Figure III. 10 : Evolution de I avec blocage de $u_1 = 0$

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t = 0.005$ sec.

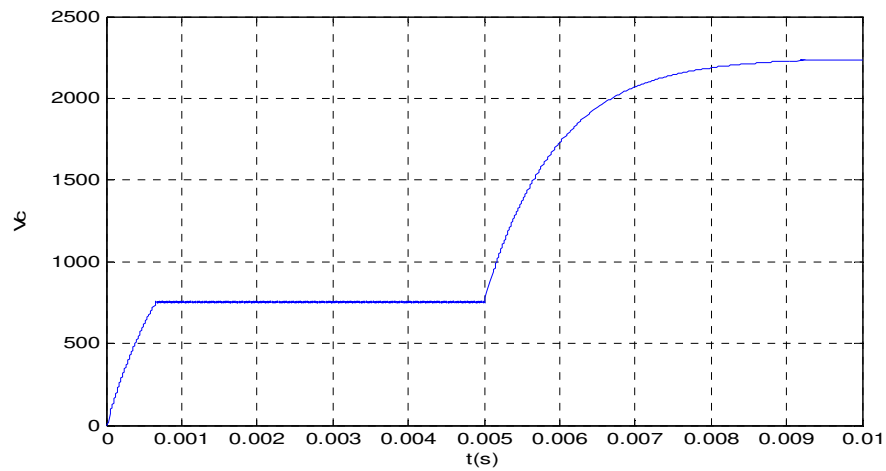


Figure III. 11 : Evolution de V_c avec blocage de $u_2 = 1$

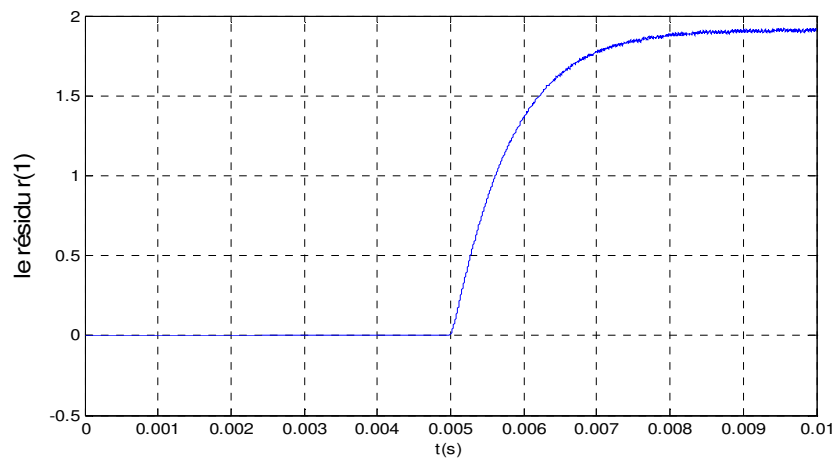


Figure III. 12 : Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_2 = 1$

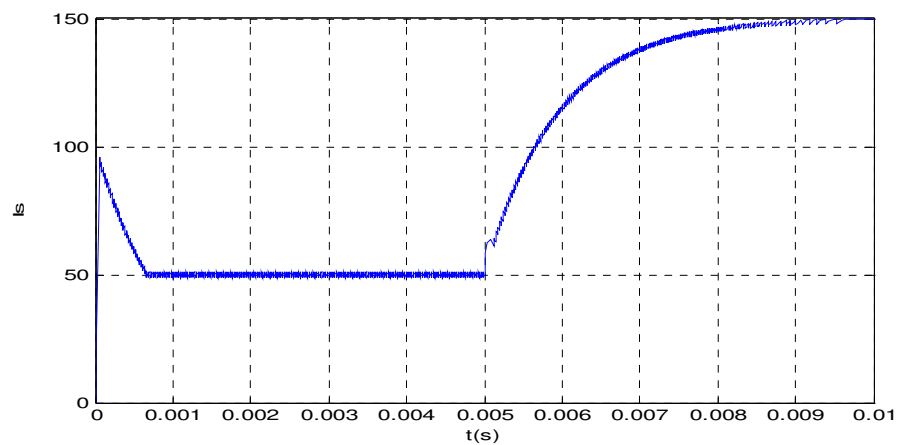


Figure III. 13 : Evolution de I avec blocage de $u_2 = 1$

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.005$ sec.

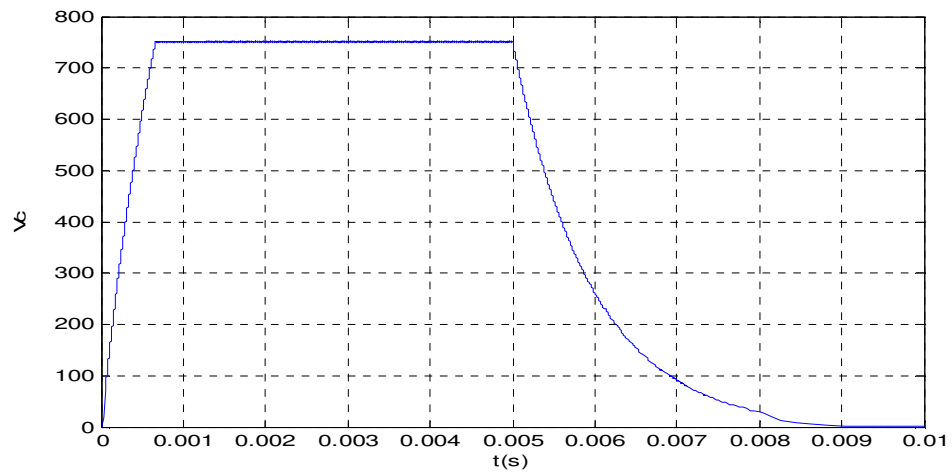


Figure III. 14 : Evolution de V_c avec blocage de $u_2 = 0$

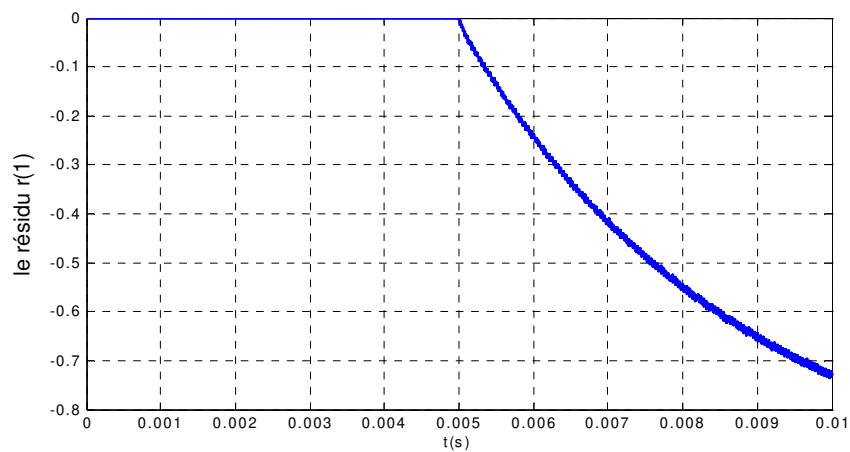


Figure III. 15 : Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_2 = 0$

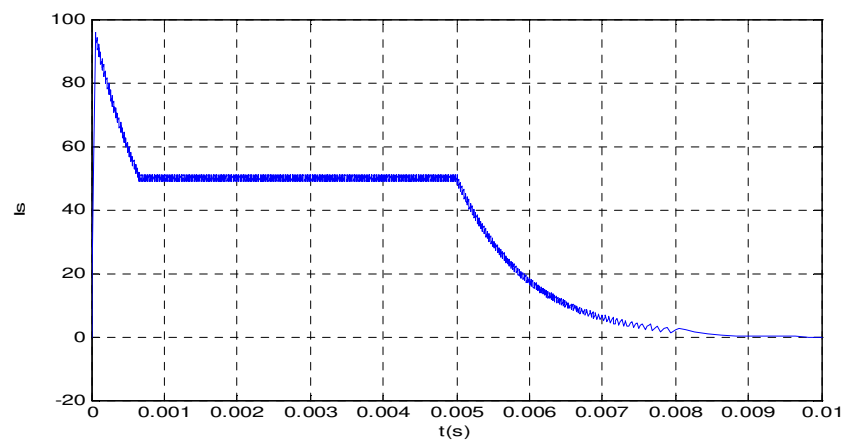


Figure III. 16 : Evolution de I avec blocage de $u_2 = 0$

Les figures passant nous donnent les résultats de simulation pour tout les cas possibles. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant

III.5.1.2 Application au convertisseur 3 cellules :

Tout d'abord on rappelle brièvement le modèle mathématique du convertisseur 3 cellules donné par les équations :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) \cdot I \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} (u_3 - u_2) \cdot I \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} \cdot V_{C1} & -\frac{(u_3 - u_2)}{L} \cdot V_{C2} & \frac{E}{L} \cdot u_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L} \cdot I \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

III.5.1.2.1 Observateur par mode glissant:

L'observateur par mode glissant donné par l'équation (III. 32) prendra la forme:

$$\begin{cases} \hat{V}_{C1} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_1 \cdot \text{sign}(S) \\ \hat{V}_{C2} = \frac{1}{C_2} (u_3 - u_2) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_2 \cdot \text{sign}(S) \\ \hat{I} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{(u_2 - u_1)}{L} \cdot \hat{V}_{C1} - \frac{(u_3 - u_2)}{L} \cdot \hat{V}_{C2} + \frac{E}{L} \cdot u_3 - \mathcal{L}_3 \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

- $S = \hat{I} - I$ qui représente notre surface de glissement.
- $[\hat{V}_{C1} \hat{V}_{C2} \hat{I}]^T$ Les estimées des états.
- $\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2 \mathcal{L}_3$ représentent les gains correctifs d'observation.

On signale que le système n'est pas complètement observable et que la seule mesure effectuée concerne le courant. Les conditions de convergence ont été développées dans [BEN01] et nous prendrons pour les gains correctifs les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} \mathcal{L}_1 = -\frac{\mathcal{L}_3}{\tau} \cdot L \cdot (u_2 - u_1) \\ \mathcal{L}_2 = -\frac{\mathcal{L}_3}{\tau} \cdot L \cdot (u_3 - u_2) \\ \mathcal{L}_3 > |\Delta f_3|_{\max} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

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

Les résultats de simulation de notre observateur sont donnés par la figure avec les caractéristiques suivantes:

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C1=C2= 40\mu\text{F}, L = 0.5 \text{ mH}, I_{\text{ref}} = 50 \text{ A}.$$

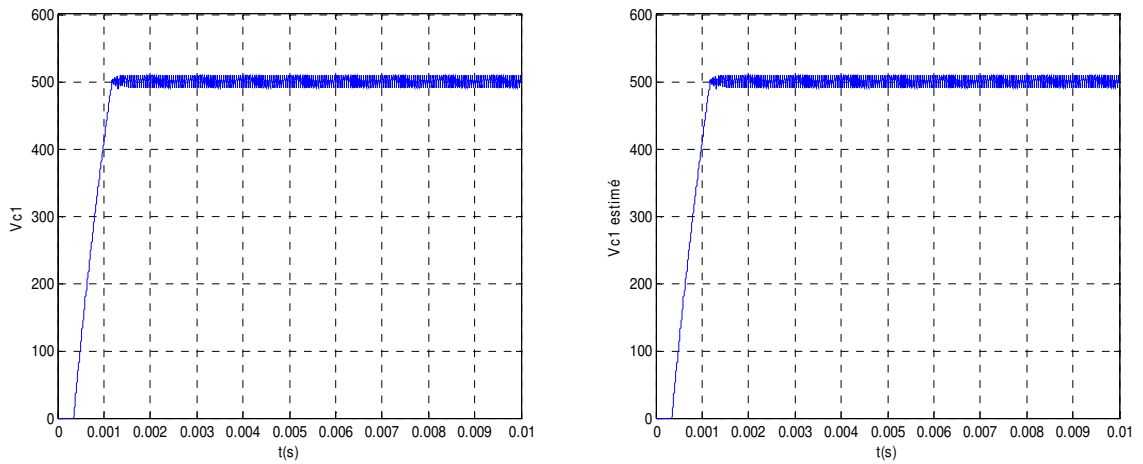


Figure III. 17 : Evolution dès la tension V_{c1} et la tension V_{c1} estime

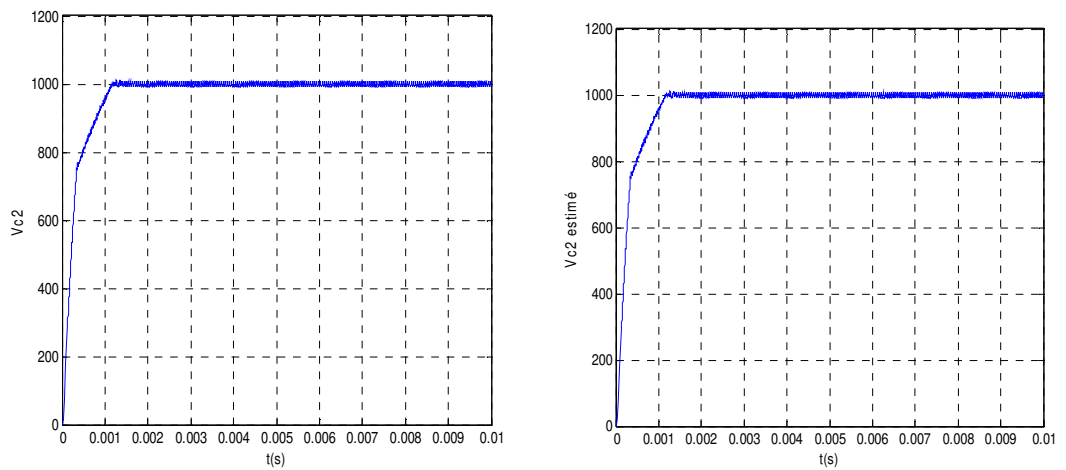


Figure III. 18 : Evolution dès la tension V_{c2} et la tension V_{c2} estime

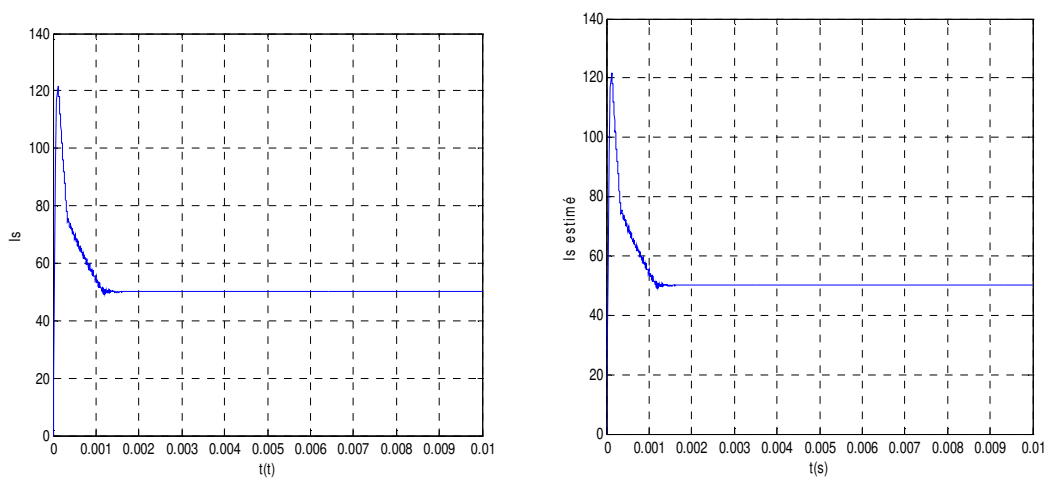


Figure III. 19 : Evolution des courant I et courant I estimée

Pour modéliser notre vecteur résidu nous devons au préalable connaître les conséquences des blocages de cellule sur les états du système. Pour se faire on établie les signatures de fonctionnement avec défaut. On illustre ceci dans le tableau suivant :

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, I augmente
$u_1 = 0$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, I diminue
$u_2 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} diminue, I augmente
$u_2 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} augmente, I diminue
$u_3 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, I augmente
$u_3 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, I diminue

Tableau III. 3 : Signature de fonctionnement avec défaut

Comme le courant a une dynamique rapide par rapport aux tensions on préfère utiliser cette mesure pour la logique de décision par la suite ainsi on définit notre vecteur résidu qui comporte trois éléments :

$$\begin{cases} r(1) = \frac{(V_{c1} - \widehat{V}_{c1}^+)}{V_{c1 \text{ ref}}} + \frac{(V_{c2} - \widehat{V}_{c2}^+)}{V_{c2 \text{ ref}}} \\ r(2) = -\frac{(V_{c1} - \widehat{V}_{c1}^-)}{V_{c1 \text{ ref}}} - \frac{(V_{c2} - \widehat{V}_{c2}^-)}{V_{c2 \text{ ref}}} \\ r(3) = \left| -\frac{(V_{c1} - \widehat{V}_{c1})}{V_{c1 \text{ ref}}} + \frac{(V_{c2} - \widehat{V}_{c2})}{V_{c2 \text{ ref}}} \right| \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Donc on a notre résidu sous forme vectorielle :

$$r = [r(1) \ r(2) \ r(3)]^T \quad (\text{III.35})$$

Le **Tableau III. 4** qui suit nous donne le résidu qui détectera le défaut dans la cellule touchée

Etat bloqué	Résidu utilisé
$u_1 = 1$	r(2)
$u_1 = 0$	r(1)
$u_2 = 1$	r(3)
$u_2 = 0$	r(3)
$u_3 = 1$	r(1)
$u_3 = 0$	r(2)

Tableau III. 4 Allocations de résidu

Si on se fie au **Tableau III. 4**, les résidus générés nous donnent à la fois une détection de panne et une localisation non certaine car chaque résidu touche deux états bloqués. Ici en utilisant une logique décisionnelle qui utilise la mesure du courant on pourra ainsi localiser la panne.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.005$ sec.

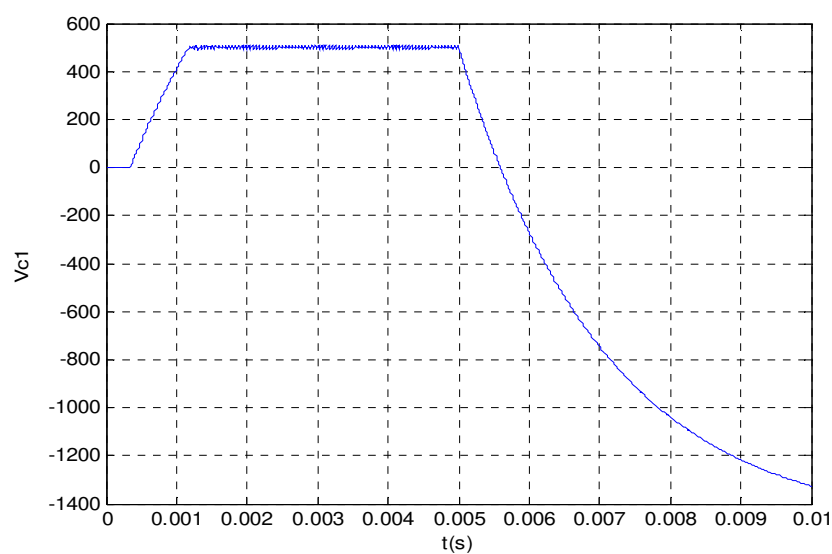


Figure III. 20 : Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_1 = 1$

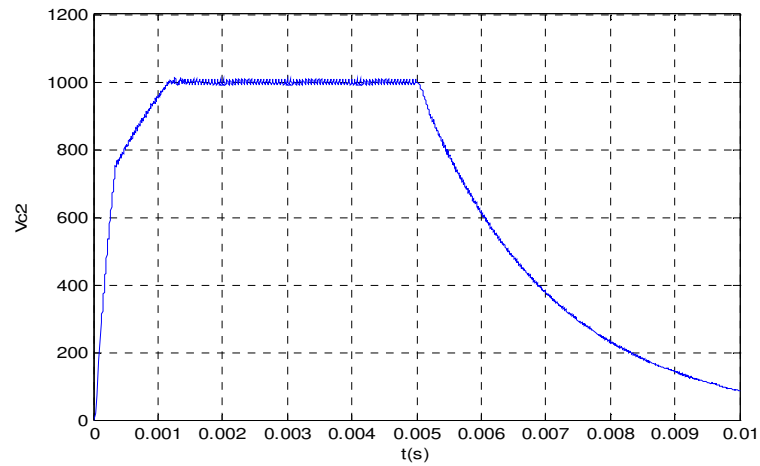


Figure III. 21 : Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_1 = 1$

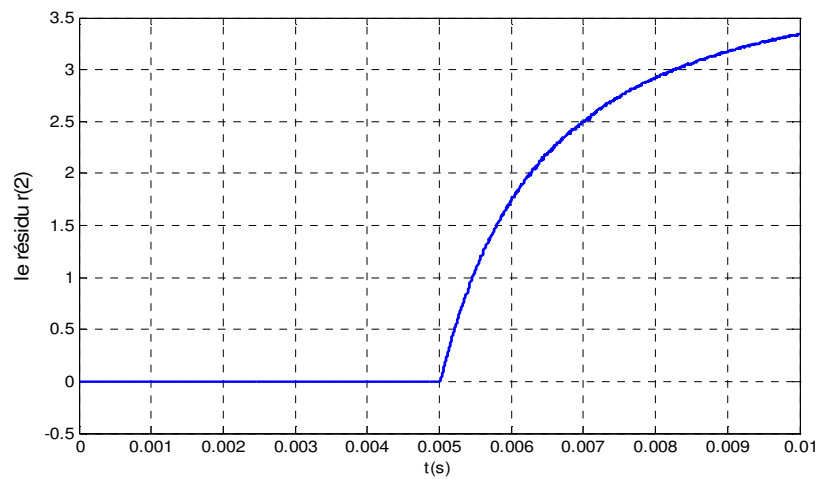


Figure III. 22 : Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_1 = 1$

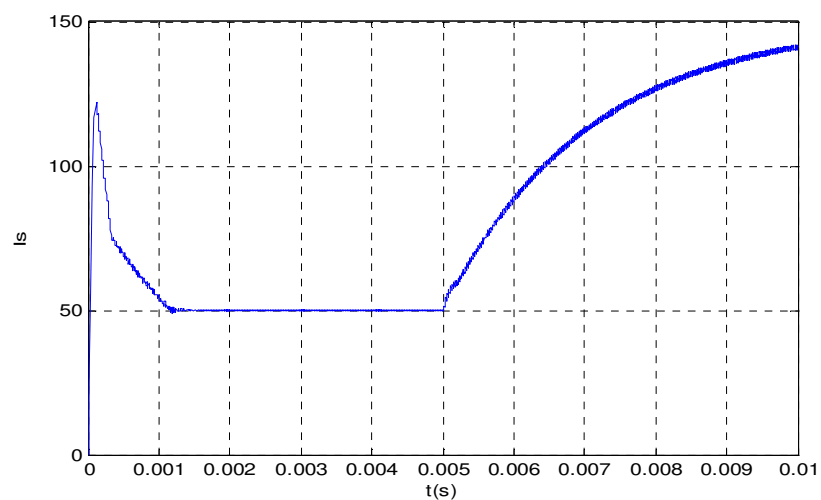


Figure III. 23 : Evolution de I avec blocage de $u_2 = 1$

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 0$ à $t = 0.005$ sec.

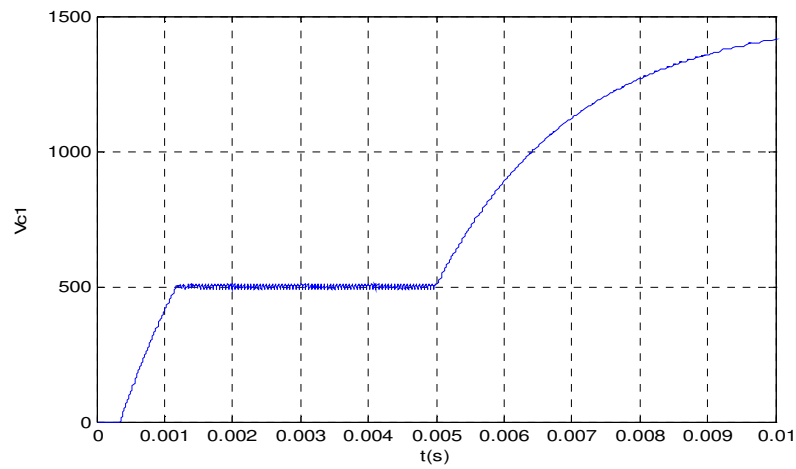


Figure III. 24 : Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_1 = 0$

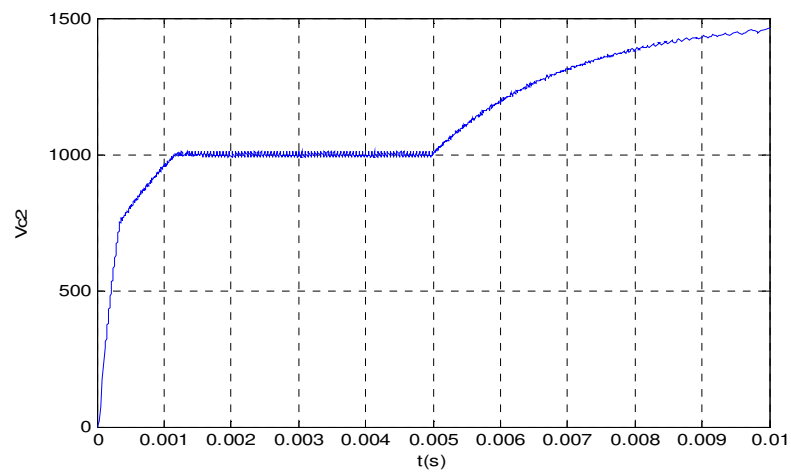


Figure III. 25 : Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_1 = 0$

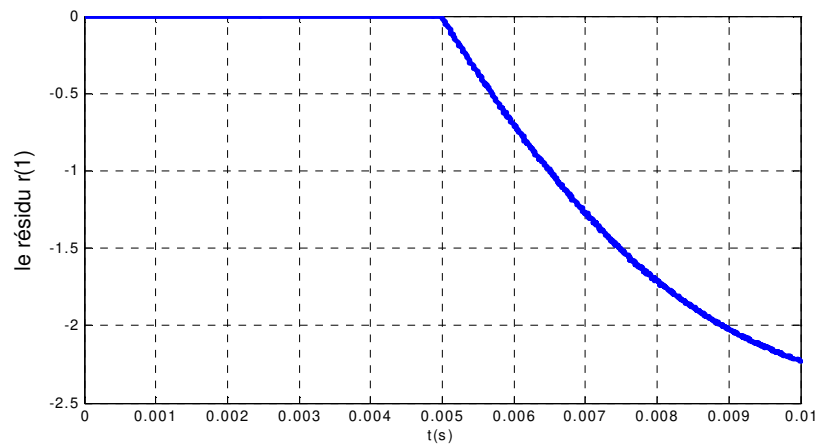


Figure III. 26 : Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_1 = 0$

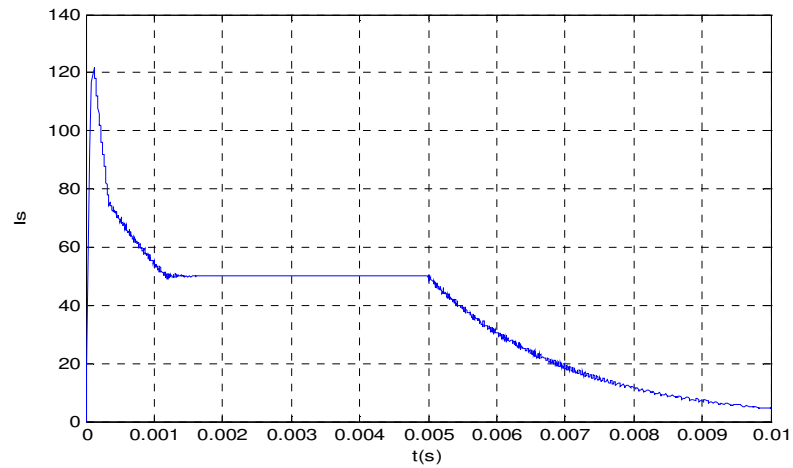


Figure III. 27 : Evolution de I avec blocage de $u_1 = 0$

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t = 0.005$ sec.

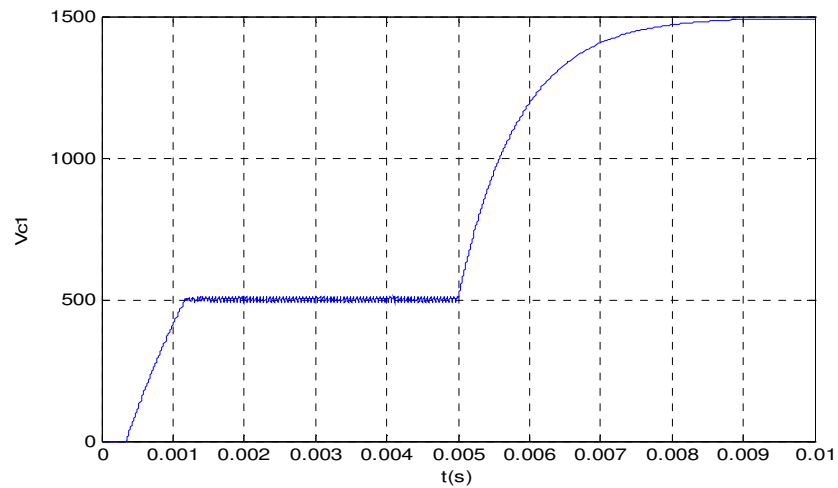


Figure III. 28 : Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_2 = 1$

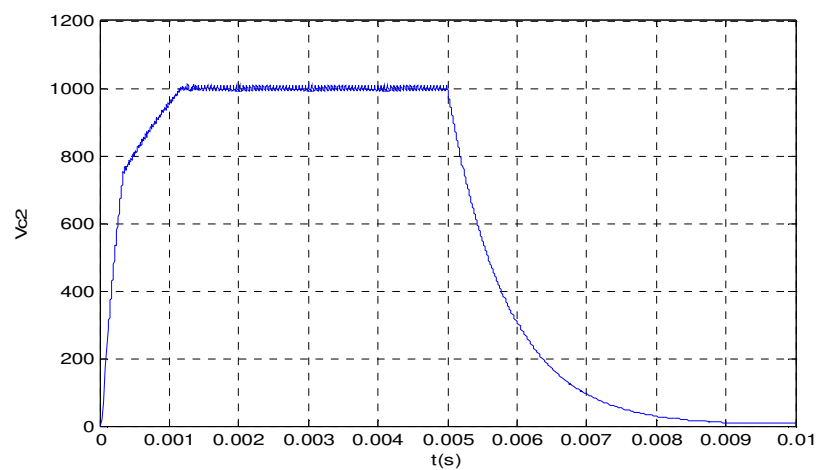


Figure III. 29 : Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_2 = 1$

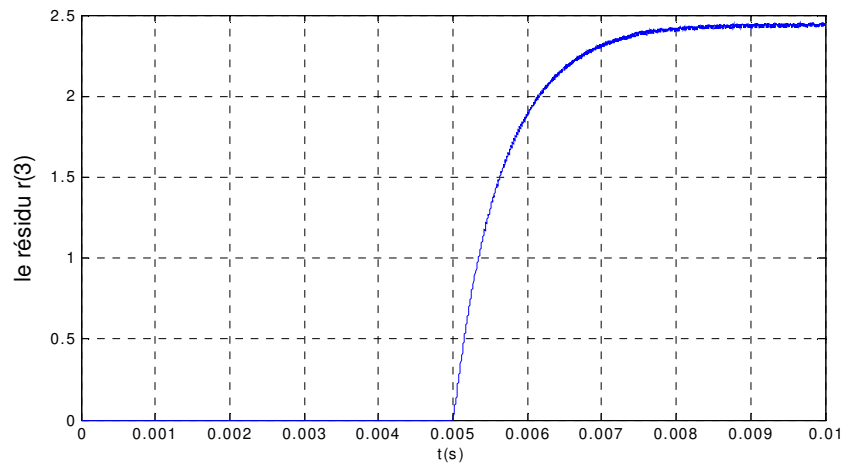


Figure III. 30 : Evolution de $r(3)$ avec blocage de $u_2 = 1$

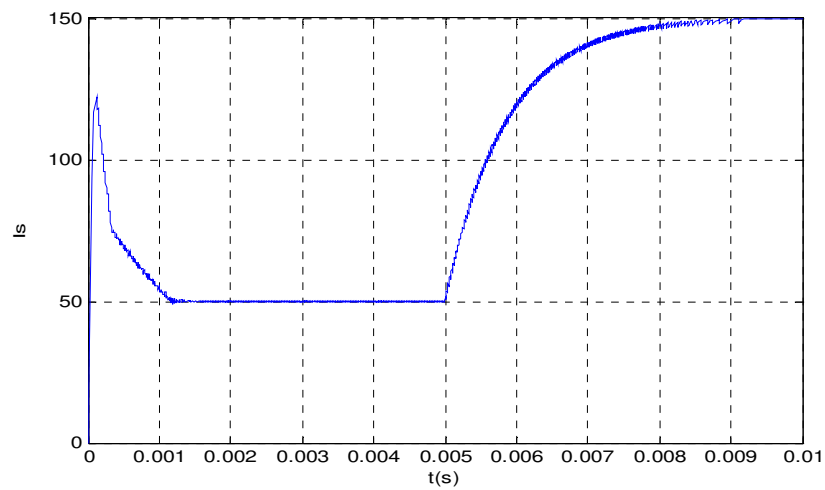


Figure III. 31 : Evolution de I avec blocage de $u_2 = 1$

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.005$ sec.

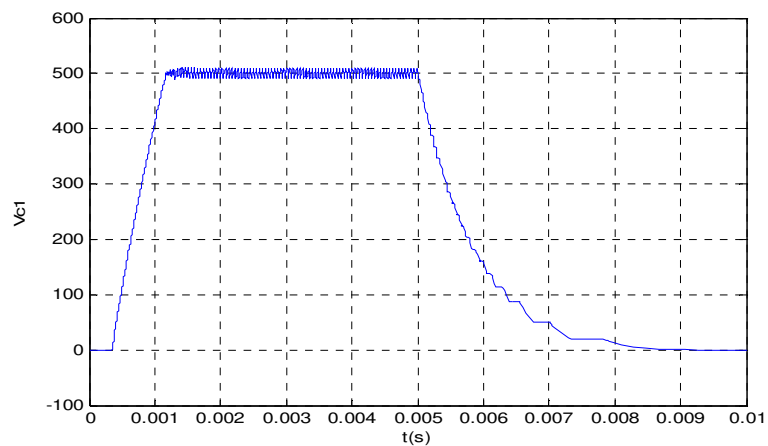


Figure III. 32 : Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_2 = 0$

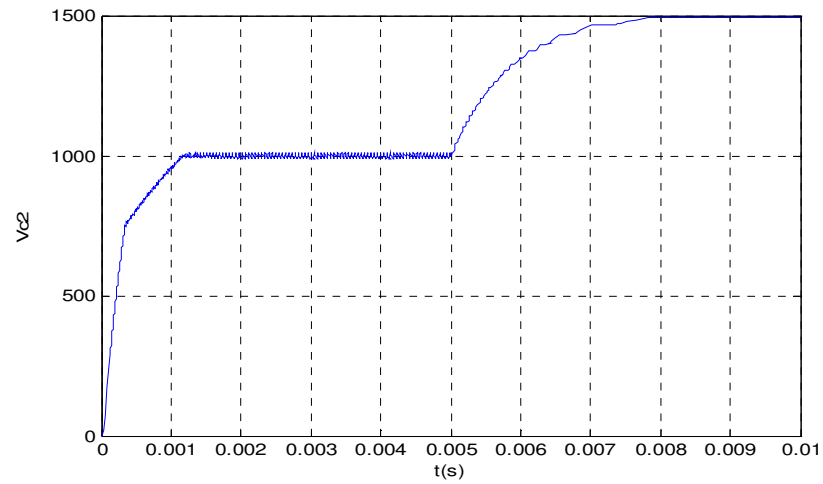


Figure III. 33 : Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_2 = 0$

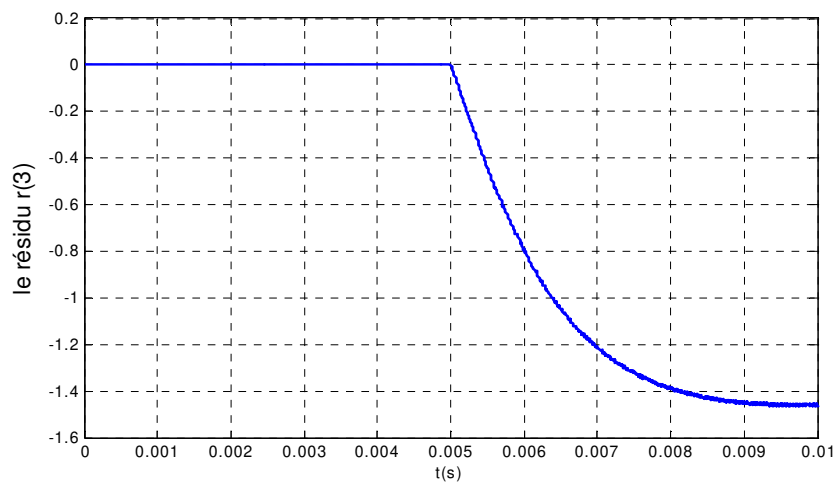


Figure III. 34 : Evolution de $r(3)$ avec blocage de $u_2 = 0$

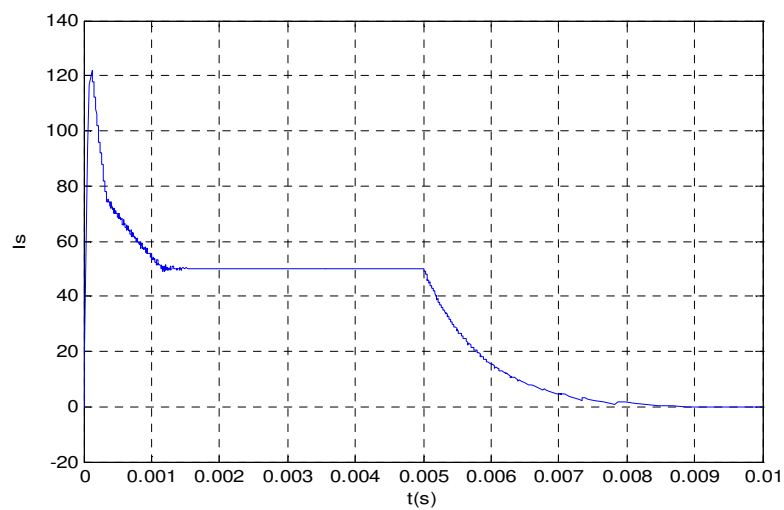


Figure III. 35 : Evolution de I avec blocage de $u_2 = 0$

Test 5 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.005$ sec.

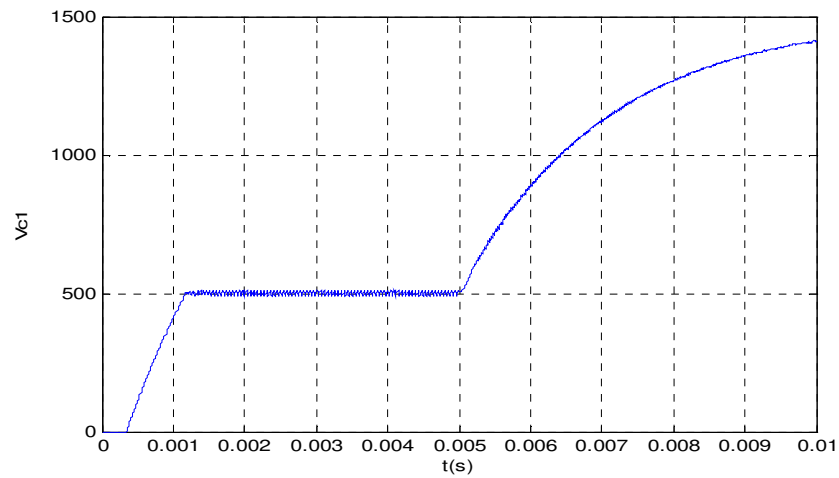


Figure III. 36 : Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_3 = 1$

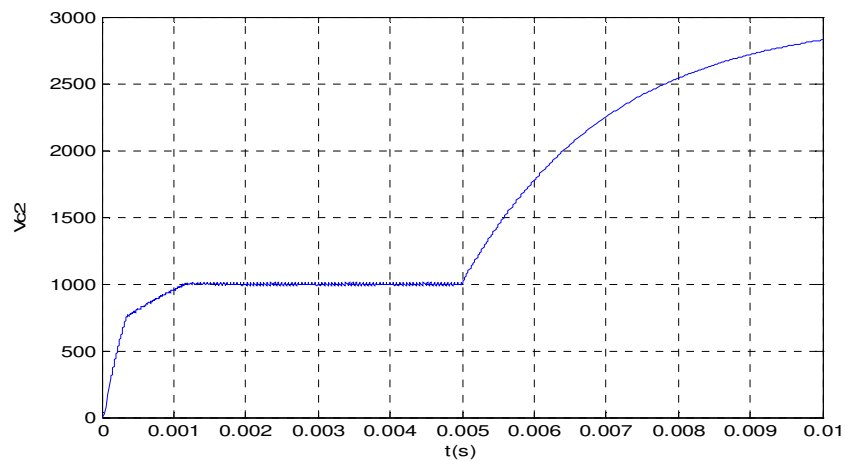


Figure III. 37 : Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_3 = 1$

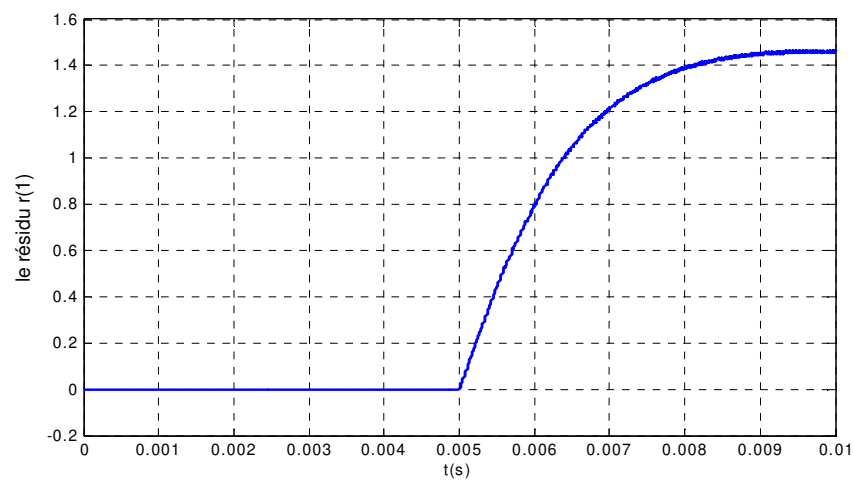


Figure III. 38 : Evolution de $r(1)$ avec blocage de $u_2 = 0$

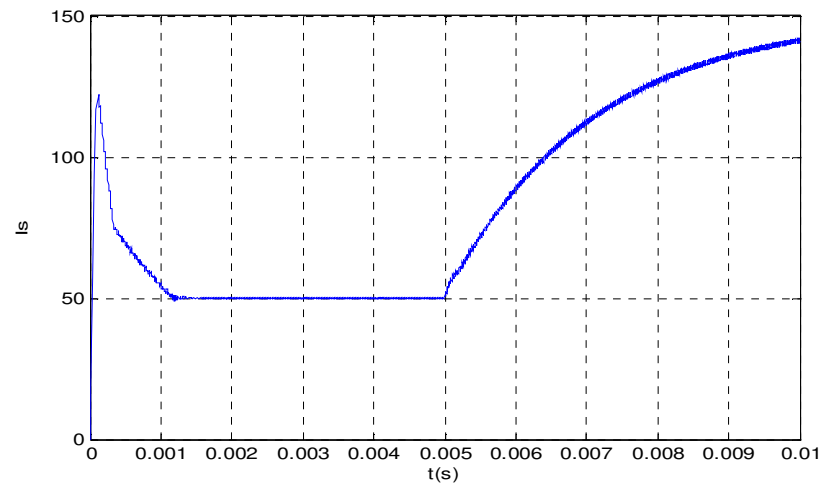


Figure III. 39 : Evolution de I avec blocage de $u_3 = 1$

Test 6 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 0$ à $t = 0.005$ sec

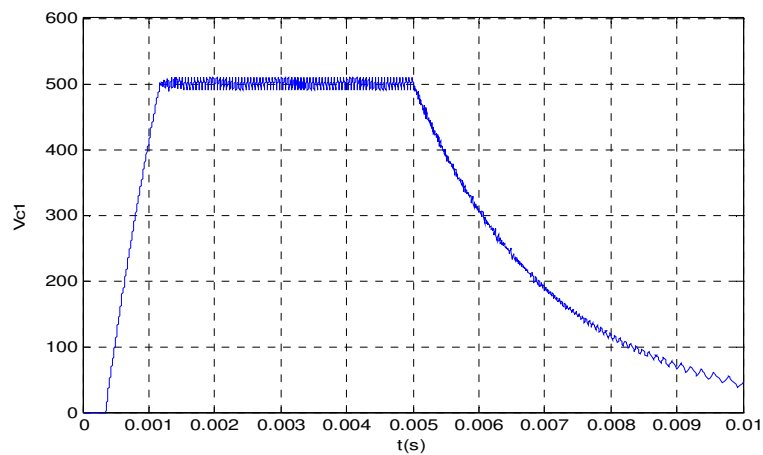


Figure III. 40 : Evolution de V_{c1} avec blocage de $u_3 = 0$

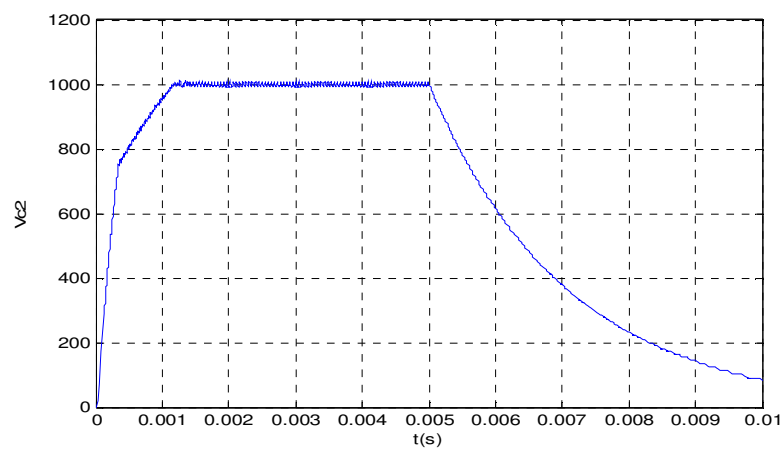


Figure III. 41 : Evolution de V_{c2} avec blocage de $u_3 = 0$

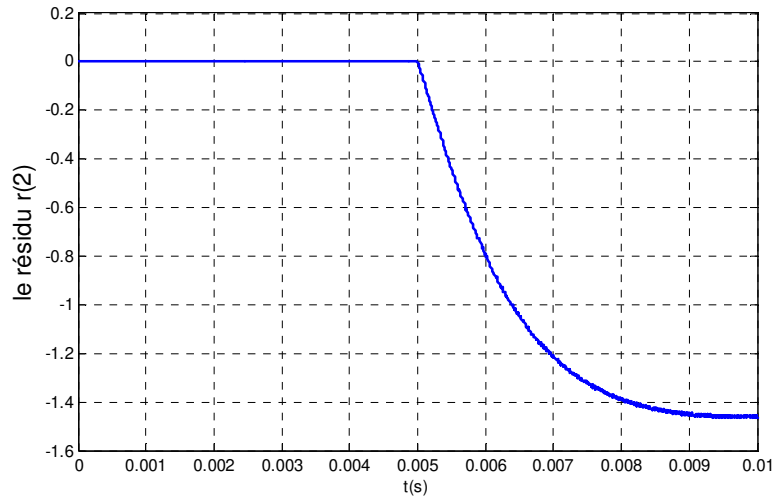


Figure III. 42 : Evolution de $r(2)$ avec blocage de $u_3 = 0$

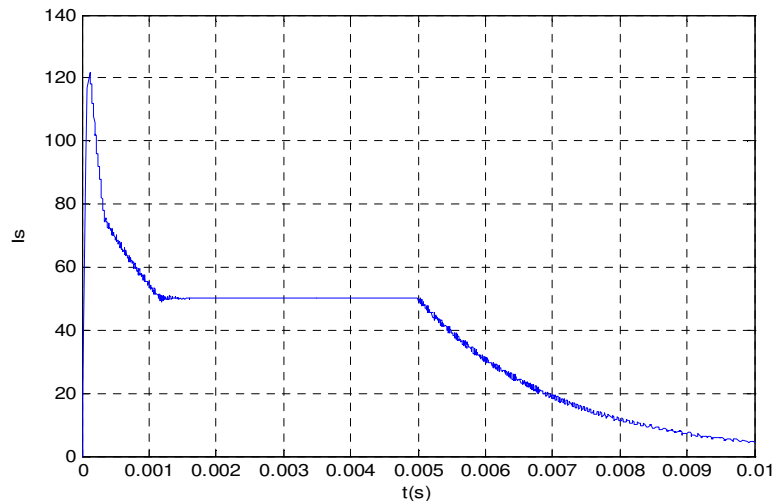


Figure III. 43 : Evolution de I avec blocage de $u_3 = 0$

Les figures passant nous donnent les résultats de simulation pour tous les cas possibles. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant

III.6 Conclusion :

L'objectif de la méthode présentée est le diagnostic des défauts dans les cellules du convertisseur multicellulaire en utilisant l'observateur par mode de glissement. Le fonctionnement du convertisseur multicellulaire avec les défauts considérés ont été analysés. La méthode de génération de résidus est utilisée pour connaître les indicateurs des défauts. Les résultats ainsi obtenus sont validés par simulation

Conclusion générale

Notre mémoire de fin d'étude est consacré au diagnostic et commande des convertisseurs multicellulaires nous avons mis en évidence l'objectif de la synthèse d'une loi de commande à commutation des convertisseurs multicellulaires à base de fonction de Lyapunov et par modes glissants, cette structure de conversion présente la particularité de fournir à forte puissance et des performances dynamiques plus importantes que les structures traditionnelles, la stratégie de commande utilisée a comme objective de régler les tensions flottantes et d'assurer l'asservissement de courant de charge, et nous avons développé une méthode de diagnostic des différents défauts qui peuvent apparaître durant le fonctionnement du convertisseur pour ensuite le commander en cas de défaut.

Dans un premier temps nous avons vu différents modèle pour le convertisseur multicellulaire, le modèle instantané et le modèle moyen et le modèle harmonique , l'utilité de ces modèles s'insère dans le choix de la stratégie de commande a développer, nous avons proposé une modélisation d'un convertisseur à deux et à trois et a cinq cellules. Nous avons remarqué que la structure de ce type de convertisseur se prête bien pour une modélisation.

La seconde partie nous avons proposé la commande par mode glissant pour un convertisseur multicellulaire a montré sa robustesse. En effet, notre but est de rendre le convertisseur étudié robuste vis- à-vis des fluctuations pouvant affecter sa tension d'entrée. La détermination de la commande par mode glissant à été réalisée en se basant sur le théorème de Lyapunov La commande proposée est mise en œuvre et tester, avec succès dans le cas d'un convertisseur à , deux ,trois ,et cinq cellules.

Et enfin la dernière partie de notre travail a consisté au développement d'un bloc de diagnostic et d'identification des défauts, une bonne connaissance des défauts qui peuvent apparaître et leurs répercussions sur le système s'avèrent très importante. Le défaut traité est le blocage des interrupteurs de l'une des cellules: le diagnostic commence par la génération de résidus en utilisant la méthode à base d'observateur par mode glissant et appliquée dans le cas 2 et 3 cellules, cet observateur se distingue par leur temps de détection.la seconde étape consiste à localiser les défauts en exploitant les signatures de ces derniers, la signature du courant a était privilégiée dû à la rapidité de sa dynamique par rapport aux autres variables, ainsi à l'aide des résidus générés et des signatures on a pu développer une logique décisionnelle qui nous permet de détecter et de localiser ces défauts.

Annexe A

Algèbre de Lie et commandabilité des systèmes non linéaires

Dérivées de Lie et crochet de Lie :

Soit h une application de R^n dans R et f un champ de vecteurs défini par l'équation (1).

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Définition : on appelle dérivée de Lie de h dans la direction de f , notée $L_f h(x)$, la fonction définie par (2) :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (2)$$

Notations : les dérivées de Lie successives de l'application h suivant f seront notées par :

$$L_f^0 h = h \text{ et } L_f^k h = L_f(L_f^{k-1} h), \quad \forall k \geq 1 \quad (3)$$

Par exemple pour $k=2$, nous aurons :

$$L_f^2 h(x) = \sum_{i,j=1}^n f_i(x) \frac{\partial f_i}{\partial x_i} \frac{\partial h}{\partial x_j} + f_i f_j \frac{\partial^2 h}{\partial x_i \partial x_j} \quad (4)$$

Crochet de Lie : le crochet de Lie des champs de vecteurs f et g est le champ de vecteurs défini par :

$$L_{[f,g]} = L_f L_g - L_g L_f \quad \text{noté : } [f, g] = L_{[f,g]} \quad (5)$$

Le crochet de Lie de l'application h est défini par l'équation (6) :

$$L_{[f,g]} h = \sum_{i=1}^n \left(\sum_{j=1}^n \left(f_i \frac{\partial g_j}{\partial x_i} - g_j \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right) \right) \frac{\partial h}{\partial x_j} \quad (6)$$

Commandabilité des systèmes monovariables et multivariables :

Dans le cas monovariante, un système linéaire est dit complètement commandable s'il est possible en agissant sur les variables de commande formant le vecteur u , d'amener en un temps fini (t_1-t_0) , le vecteur d'état $x(t_0)$ à un état $x(t_1)$ quelconque défini à l'avance.

La matrice de commandabilité Q_C de dimension $n \times n$ est définie par :

$$Q_C = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B] \quad (7)$$

La commandabilité du système sera assurée si: rang de $Q_C = n$, (condition nécessaire et suffisante).

L'analyse de la commandabilité dans le cas multivariante s'effectue de la même manière. La matrice Q_C sera établie à partir de l'équation (7) mais sa dimension sera $n \times n \cdot r$, la matrice B étant de dimension $n \times r$. si Q_C est de rang n alors le système sera commandable.

Commandabilité des systèmes non linéaires :

Soit le système non linéaire de la dimension n possédant m grandeurs de commande de la forme (7) :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \quad \text{avec: } m \leq n \quad (8)$$

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

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

$$D(x) = [g_1(x) \ | \ g_2(x) \ | \ \dots \ | \ g_n(x)] \quad (9)$$

Le système sera contrôlable sur Ω si, et seulement si, la condition (10) est vérifiée :

$$\text{Det}(D(x)) \neq 0 \quad \forall x \in \Omega \quad (10)$$

Si $n=m$, il nous faudra tout d'abord calculer le champ de vecteurs \bar{g} .

$$\bar{g} = [g_m(x) \ | \ g_{m-1}(x), [\dots [g_1(x), f(x)] \dots]] \quad (11)$$

La distribution $D(x)$ est alors définie par (12) :

$$D(x) = [g_1(x) \ | \ g_2(x) \ | \ \dots \ | \ g_n(x) | \bar{g}] \quad (12)$$

Bibliographie

- [1] H. Guldmir. Sliding Mode Control of DC-DC Boost Converter. Journal of Applied Sciences 5 (3): 588-592, 2005
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] D. Pinon. « Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [5] O. Bethoux. « Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Science Et Ingénierie de l'Université de Cergy-Pontoise, 2005.
- [6] J. P. Barbot. W. Perruquety. M. Dekker. « Sliding modes control in engineering ». Control engineering series, 2002
- [7]: P. BARTHOLOMEUS, Ph. LE MOIGNE «A simple method for the valuation of the harmonics generated by multilevel converters», ELECTRIMACS'96, Saint Nazaire, 17-18-19 Sept. 1996.
- [8]: R.H. Baker, L.H. Bannister, « Electric power converter », U S patent 3 867 643, 1975
- [9]: R.H. Baker, « Bridge converter circuit », U S patent 4 270 163, August, 1979.
- [10] G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, « Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control », EPE 2001, Graz, Austria, August 2001.
- [11] T. A. Meynard, H. Foch. « Brevet français n°91.09582, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) n°92/00652 du 8 juillet 1992 », 1991.
- [12] T. A. Meynard, H. Foch. « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters ». P.E.S.C'92, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp.397-403.
- [13] M. Aimé. « Evaluation et Optimisation de la bande passante des convertisseur statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [14] A. M. Lienhardt. « Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé) ».

Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

[15]: R.A. Decarlo, M.S.B ranicky, S. Pettersson, and B. Lennartson, «Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems», IEEE Transactions on Automatic Control, 88(7):1069–1082, 2000.

[16] F. Bounkar. « Conception de stratégies de commande et d’observation pour un convertisseur multicellulaire. Approche hybride série ». Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2005.

[17]: H. K. Khalil, « Nonlinear Systems», Prentice Hall, 2001.

[18] D. Pinon. « Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant».

Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.

[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] Christophe COMBASTEL, "Méthode d’Aide à la Décision pour la Détection et la Localisation de Défauts dans les Entraînements Electriques", Thèse de doctorat, INPG, 2000

[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] Hicham JAMOULI "Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts ", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy, 2003.

[26] Didier THEILLIOL, " Contribution à l’étude et au développement des systèmes tolérants aux défauts : diagnostic et accommodation à base de modèles linéaires et au-delà", Thèse d’Habilitation à Diriger des Recherches UHP Nancy, 2003.

[27] Patrick RIPOLL "Conception D’un Système De Diagnostic Flou Appliqué Au Moteur Automobile", Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 1999.

- [28] Vincent COCQUEMPOT, "Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes", Thèse D'habilitation A Diriger Des Recherches, LAGIS de Lille, 2004.
- [29] Taous Meriem LALEG "Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la FTC Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA", Thèse d'ingénieur, ENP Alger, 2004.
- [30] Patrick RIPOLL "Conception D'un Système De Diagnostic Flou Applique Au Moteur Automobile", Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 1999.
- [31]Dimitrios FRAGKOULIS, “ Détection Et Localisation De Défauts Au Niveau Des Actionneurs Dans Un Système Non Linéaire ”, LAAS Du CNRS ,2007.