



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. Mira de Bejaia
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire

En vue de l'obtention du Diplôme Magister en
Automatique et Traitement de Signal
Option : Systèmes

Présenté par :
BOUROUNECH Charaf
Ingénieur d'état en électronique de l'université de Constantine

Thème

Commande à Commutation des Convertisseurs de Puissance

Soutenue le 06/12/2011

Devant le jury composé de :

Président:	ALKAMA Rezak	Maître de Conférences A, Univ. de Béjaïa.
Rapporteur:	MENDIL Boubekeur	Professeur, Univ. de Béjaïa
Examineurs:	GHEDAMSI kaci	Maître de Conférences A, Univ. de Béjaïa
	BERRAH Smail	Maître de Conférences A, Univ. de Béjaïa
Invité :	LEHOUCHE Hocine	Maître Assistant A, Univ. de Béjaïa

Remerciements

Au terme de ce travail louange à Dieu le tout puissant de m'avoir donné la patience et la force pour l'achever.

Ce mémoire n'aurait pas pu voir la lumière sans les précieux conseils et les encouragements d'un ensemble d'enseignant aux niveaux de l'université Mira A. de Bejaia et de l'université Mentouri de Constantine.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur Mendil Boubekour, Professeur à l'institut d'électronique de l'université Mira A et directeur de ma thèse, pour sa bienveillance pour ses qualités humaines dont je fus témoins, pour ses directives coûteuses et ces encouragements pendant toutes les étapes traversées le long de ma formation.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à monsieur Lehouche Hocine maître assistant à l'université Mira A. pour les nombreuses discussions que nous l'avions eu et qui m'étaient profitables.

Je remercie vivement Mr Khaled Belarbi Professeur à l'université de Constantine pour le temps qui m'a alloué et pour ces conseils qui m'étaient avantageux.

Mes remerciements vont également à Mr Boukhezar Boubekour enseignant à l'université de Constantine pour le chaleureux accueil de sa part, pour son écoute et pour son aide en phase de la simulation.

Je remercie tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail : Monsieur Alkama Rezak, Maître de conférences à l'université de Bejaia, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance.

Monsieur Ghedamsi kaci, Maître de conférences à l'université de Bejaia pour la participation au jury en tant qu'examineur,

Monsieur Berrah Smail, Maître de conférences à l'université de Bejaia, pour la participation au jury en tant qu'examineur.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	P 01
Chapitre I: Les convertisseurs à commutations	P 05
I.1 Systèmes à commutation et systèmes hybrides	P 06
I.2 – Les convertisseurs de puissance	P 07
I.2.1 – Introduction	P 07
I.2.2 - Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux	P 08
I.2.3 - Différentes structures de convertisseurs multiniveaux	P 08
I.2.3.1 Le convertisseur multiniveaux en cascade	P 08
I.2.3.2 Les convertisseurs multi niveaux à structure NPC	P 10
I.2.3.3 - La structure multicellulaire	P 12
I.3 Conclusion	P 13
Chapitre II : Modélisation et Analyse des convertisseurs multicellulaires	P 14
II.1 Introduction	P 15
II.2. Le modèle généralisé	P 16
II.3. Modélisation et analyse d'un convertisseur à deux cellules	P 18
II.3.1 Analyse des modes	P 21
II.3.2 Invariance des modes	P 27
II.3.3 Les transitions entre les modes	P 29
II.4 Modélisation et Analyse d'un convertisseur à trois cellules	P 31
II.4.1 Analyse des modes	P 33
II.4.2 Invariance des modes	P 47
II.4.3 Les transitions entre les différents modes	P 52
II.5 Conclusion	P 55
Chapitre III : Commande des convertisseurs multicellulaires à base de la théorie de Lyapunov et par modes glissants	P 56
III.1 Introduction	P 57
III.2 Stabilité des convertisseurs multicellulaire au sens de Lyapunov	P 57

III.2.1 Stabilité classique	P 58
III.2.2 La théorie de Lyapunov	P 59
III.2.2.1 Fonction de Lyapunov quadratique commune	P 61
III.2.2.2 Fonctions de Lyapunov multiples	P 62
III.2.2.3 Principe d'invariance de LaSalle.	P 62
III.3 Commande par modes glissants	P 63
III.3.1 Généralités	P 63
III.3.2 Principe	P 64
III.3.3 Avantages et inconvénients	P 65
III.4 Commande d'un convertisseur à deux cellules	P 66
III.4.1. Synthèse de la commande	P 66
III.4.2 L'algorithme de commande	P 71
III.4.3 Résultats et commentaires	P 72
III.5 Commande d'un convertisseur à trois cellules	P 77
III.5.1. Synthèse de la commande	P 77
III.5.2. L'algorithme de commande d'un convertisseur à trois cellules	P 79
III.5.3 Résultats de la simulation et commentaires	P 81
III.6 Conclusion	P 86
Conclusion générale	P 87
Liste des figures	P 90
Bibliographie	P 95

Introduction générale

Introduction générale

L'électronique de puissance a connu, depuis les années 90, des avancées technologiques sans précédent, grâce notamment aux énormes progrès effectués dans des domaines parallèles :

- les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, par le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants et rapides.
- un très fort développement dans le domaine de la microinformatique permettant d'exécuter des algorithmes complexes en temps insignifiant.

La nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique de l'énergie et la difficulté à augmenter les calibres en tension des composants des semi-conducteurs, a conduit à l'élaboration d'une nouvelle structure de convertisseur statique [AIM 01]. Parmi les différentes techniques utilisées, une structure semble 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, elle permet également d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en termes d'harmoniques [GAT 97].

En entrelaçant les signaux de commande, les tensions aux bornes des condensateurs flottants s'équilibrent, c'est le phénomène d'équilibrage naturel. Ce qui 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, les variables d'état de la charge peuvent être plus dynamiques que dans les structures classiques (bras à deux niveaux). De telles structures sont d'ores et déjà commercialisées dans des variateurs de vitesse de forte puissance (1 à 8 MW) et des hacheurs de tête de locomotive (4x1.5MW) [PIN 00].

La commande des convertisseurs multicellulaires a déjà fait l'objet de travaux de la communauté scientifique, soit par l'utilisation de techniques de découplages linéaire ou non linéaire, ou encore à l'aide de l'apport de la logique floue. La plupart des techniques de commande existantes subissent le dilemme rapidité stabilité ou bien rapidité robustesse [Car96, Con97, NIC96,..].

Ce travail repose sur l'utilisation de théorie des systèmes hybrides. Ces derniers présentent un comportement naturellement hybride (*i.e.*, comportent, d'une part, des variables discrètes représentant les états des interrupteurs et, d'autre part, des modes caractérisés par des variables continues).

Les convertisseurs de puissance forment une classe de ces systèmes hybrides, du fait que le modèle général enveloppe des sous-systèmes dont chacun d'eux est linéaire. Le convertisseur change de mode à chaque fois que le point de fonctionnement franchit un espace d'état attribué au mode actuel. Dans notre étude, la synthèse de la commande est basée sur la théorie de Lyapunov. Une fonction d'énergie est attribuée à chaque mode. Un glissement se fait vers le mode ayant une énergie minimale. Dans ce contexte, le principe de la commande par modes glissants a été utilisé. Pour emmener le convertisseur d'un point de fonctionnement de démarrage, dans l'espace d'état, vers un point de fonctionnement référentiel, la trajectoire est parcourue le long des surfaces prédéfinies. La surface de glissement est sélectionnée de telle sorte que l'objectif soit réalisé.

Organisation du mémoire

Pour une meilleure présentation de notre travail, nous avons organisé ce mémoire comme suit :

Chapitre 1

Le premier chapitre représente une préface théorique. Nous rappelons les systèmes hybrides qui présentent un comportement naturellement. Nous nous intéressons à une classe de ces systèmes hybrides, à savoir les convertisseurs de puissance dont le modèle général enveloppe des sous-systèmes linéaires. Nous clarifions, en particulier, leurs différentes structures (cascade, NPC et la multicellulaire) et les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

Chapitre 2

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et l'analyse des convertisseurs multicellulaires. Notre étude concerne les convertisseurs multicellulaires à deux et à trois cellules. La modélisation montre l'aspect hybride du système. L'analyse est faite pour les différents modes associés au modèle généralisé. Les surfaces de commutation allouées à chacune d'eux sont validées

Chapitre 3

Dans ce chapitre, nous exposons 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. Enfin, les performances sont évaluées, par simulation, à travers la commande des tensions flottantes et du courant de charge autour de leurs valeurs de référence [*PIN 00*]. Ce type de commande est appliqué pour des convertisseurs à deux et à trois cellules débitant sur une charge R.L.

Nous terminons avec une conclusion générale rappelant les principaux résultats obtenus et énumérant les perspectives et les extensions possibles de ce travail.

Chapitre I :

Les convertisseurs à commutations

Chapitre I:

Les convertisseurs à commutations

Ce chapitre donne un rappel sur les convertisseurs multicellulaires. En premier lieu, nous exposons un préambule sur les systèmes hybrides (définitions, la formulation générale et précisément la classe des convertisseurs de puissances). Ensuite, nous allons distinguer l'évolution des convertisseurs de puissances, en citant leurs intérêts, leurs différentes structures (en cascade, en NPC et la structure multicellulaire), et évidemment les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

I.1 Systèmes à commutation et systèmes hybrides

Définition 1.1

Les systèmes à commutation représentent une classe des systèmes dynamiques hybrides [ZAY117, VAN100] qui fascine par sa simplicité structurelle et par la complexité des phénomènes qu'elle peut décrire.

Un système dynamique hybride fait intervenir, explicitement et simultanément, des phénomènes continus et événementiels. Autrement dit, c'est un système dynamique qui englobe des sous systèmes continus différents dont le changement ou le passage d'un sous système actif vers un autre est provoqué par une commutation caractérisé par un événement.

Formellement, un système dynamique hybride est défini en temps continu par la relation :

$$\dot{x} = f_{q(t)}(t, x(t), v(t)), \quad (I.1)$$

où : $q(t), q: R^+ \rightarrow I = \{1, 2, \dots, N\}$ représente une fonction constante par morceaux nommée loi de commutation qui prend des valeurs dans un ensemble d'indices I .

$x(t) \in R^n$ représente le vecteur d'état du système.

$v(t) \in R^m$ la commande.

$f_{q_i}(\dots), \forall i \in I$: sont des champs de vecteurs décrivant les différents régimes de fonctionnement du système.

Le choix du sous-système actif peut être lié à un critère temporel, à des régions ou surfaces déterminées dans l'espace d'état ou bien à un paramètre extérieur. Le modèle (I.1) est très ample, quoique dans cette étude nous allons voir une classe bien précise qui concerne les convertisseurs multicellulaires où le modèle généralisé peut être affine moyennant certaines hypothèses.

Si le système est autonome (*i.e.*, $u(t)$ nulle) et chaque sous système est linéaire invariant dans le temps, alors on obtient:

$$f_q(x) = A(q).x + b(q). \quad (\text{I.2.})$$

Une taxonomie des systèmes à commutation peut être définie par rapport à la loi de commutation. On peut identifier un aspect contrôlé, quand la loi de commutation est définie par une commande externe. L'aspect autonome est caractérisé par une commutation provoquée par le fonctionnement autonome du système et le franchissement d'une certaine frontière dans l'espace d'état.

Une synthèse des différentes autres classes de systèmes à commutation et des problématiques qui leurs sont associées est donnée dans [LIB61], [DEC31], [SUN96], [BOU17] et [SHO92].

I.2 – Les convertisseurs de puissance

I.2.1 - Introduction

Les convertisseurs de puissance représentent une classe importante des SDH. Il s'agit d'un ensemble fini de sous-systèmes linéaires associés à une loi de commutation qui indique, à chaque instant, le sous-système actif.

L'utilisation des convertisseurs statiques est apparue vers la fin des années 70 du siècle passé, dans les domaines de très forte puissance et a donné lieu à des associations de cellules de commutations permettant d'obtenir des caractéristiques de tenue en tension et en courant très performantes.

En effet, la nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique d'énergie a conduit à l'élaboration de nouvelles structures; c'est le cas des convertisseurs multicellulaires. L'idée est de répartir la contrainte en tension des éléments du commutateur sur plusieurs composants placés en série.

I.2.2 - Intérêt des convertisseurs statiques multi niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins deux niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement plusieurs avantages :

- Modularité : une cellule de base permet de construire toute une gamme de convertisseurs.
- Nombre élevé de degrés de libertés lié aux nombres de cellules employées
- Ondulation réduite dans le rapport du nombre de cellules employées.
- Les sauts de tension aux bornes de la charge étant plus faibles en amplitude.

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 [Bak1] 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)

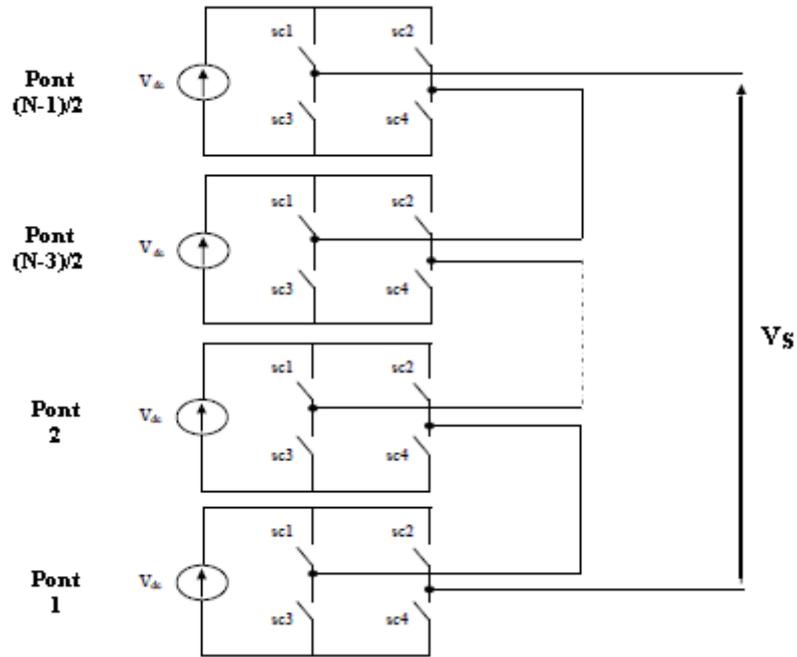


Figure I.1. : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade.

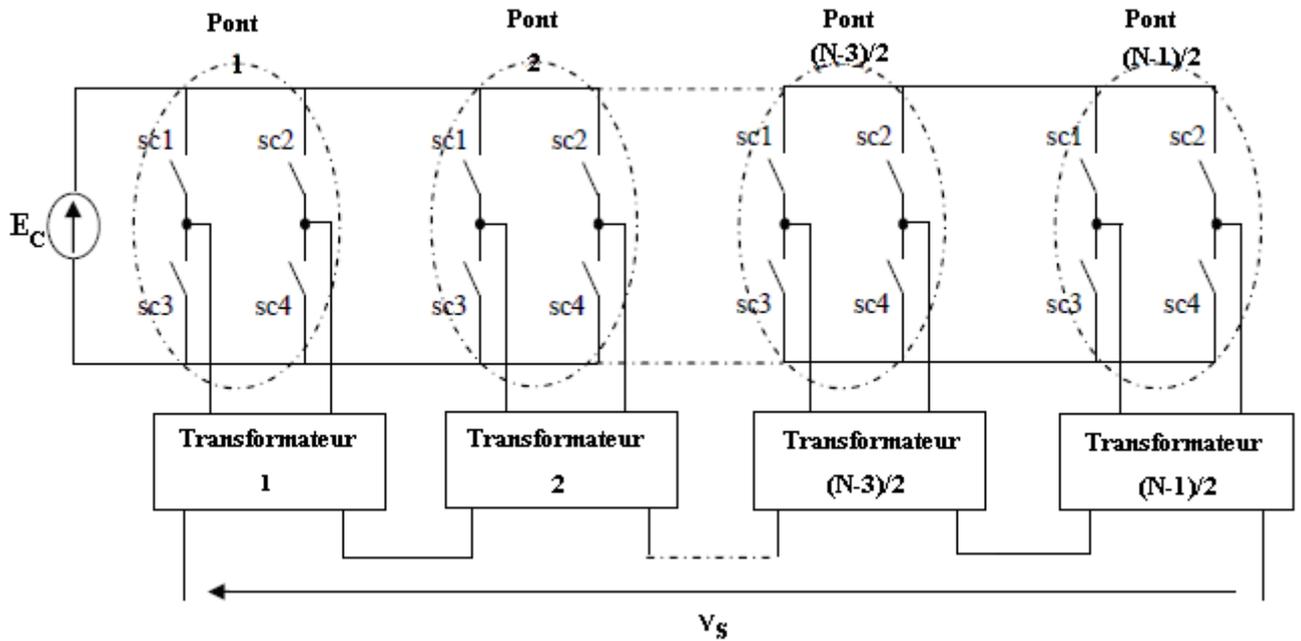


Figure I.2 : Structure d'un convertisseur en cascade polygonal N niveaux.

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 70 [Bak2]. 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 milieu

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 $E_c/(N-1)$, $2.E_c/(N-1)$,... 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.

Les avantages les plus importants de cette structure sont [Gut01] :

- 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 milieux 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.

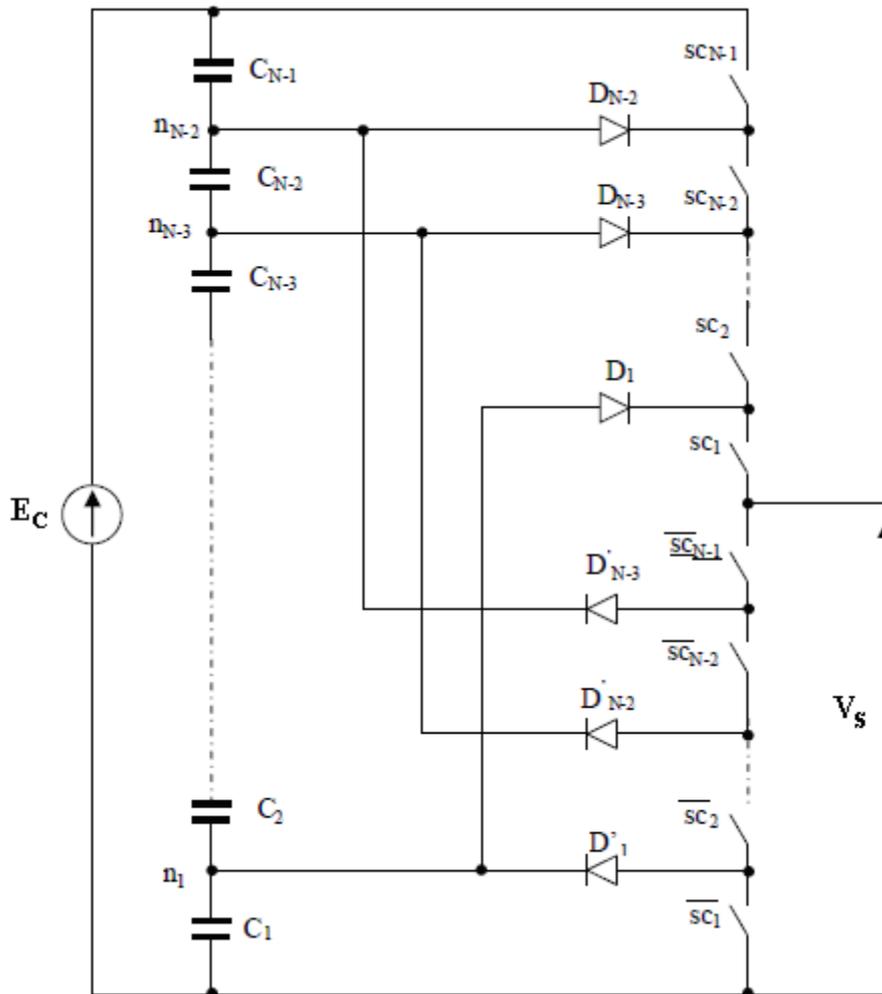


Figure I.3. Bras d'onduleur à structure à N niveaux

I.2.3.3 - La structure multicellulaire

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

La structure multicellulaire est représentée sur la Figure I.4. Elle peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi-pont ou en pont complet.

Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $(p-1)$ condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu

$$V_{CK} = K \cdot \frac{E}{P} \quad (1 \leq K \leq p-1) \text{ Pour le condensateur.} \quad (I.3)$$

Ainsi, chaque condensateur flottant joue le rôle d'une source idéale de K^{eme} tension.

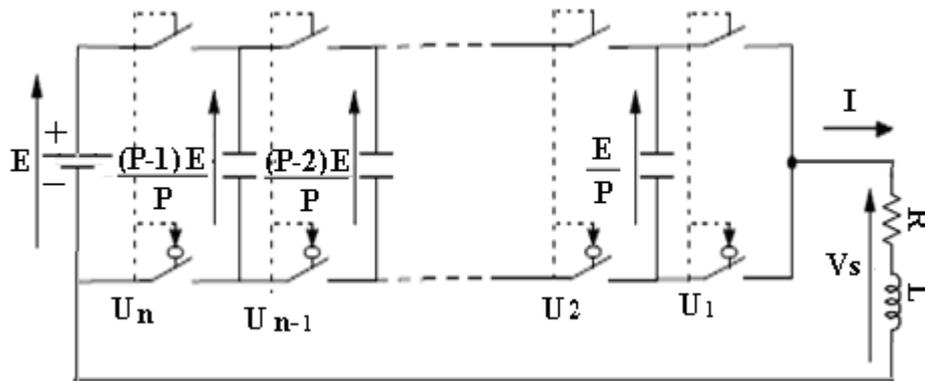


Figure I.4 : Bras d'un convertisseur multicellulaire à (p+1) niveaux associés à une charge R-L.

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 :

$\Rightarrow U_k = 1 \quad \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la K^{eme} cellule est passant, et l'interrupteur du bas est bloqué.

$\Rightarrow U_k = 0 \quad \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la K^{eme} cellule est bloqué, et l'interrupteur du bas est passant.

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

Cas du hacheur à p cellules :

$$V_s(t) = (U_1 + U_2 + \dots + U_k + \dots + U_p) \cdot \frac{E}{P} \quad (I.4)$$

I.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une préface théorique concernant les systèmes dynamiques hybrides. Puis, nous avons exposé les convertisseurs de puissance, leurs évolutions depuis les années quatre-vingts et les avantages et les inconvénients de chaque structure proposée. Notre travail est consacré pour les convertisseurs multicellulaires, du fait de leur structure simple et les avantages intéressants offerts. Dans le chapitre suivant nous allons-nous intéresser à la modélisation et l'analyse des convertisseurs multicellulaires liés à une charge inductive.

Chapitre II

Modélisation et Analyse des convertisseurs multicellulaires

Chapitre II

Modélisation et Analyse des convertisseurs multicellulaires

Dans ce chapitre, la modélisation du système convertisseur multicellulaire fonctionnant en mode hacheur sera abordée. Nous allons d'abord présenter le modèle généralisé puis nous déduirons celui d'un convertisseur à deux cellules et celui à trois cellules. Chaque mode du système sera analysé et son espace d'état alloué sera validé. Puis, nous verrons les règles de transitions entre les différents modes.

II.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 terme 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 hybride 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.

II.2. Le modèle généralisé

Un convertisseur multicellulaire est représenté sur la Figure II.1

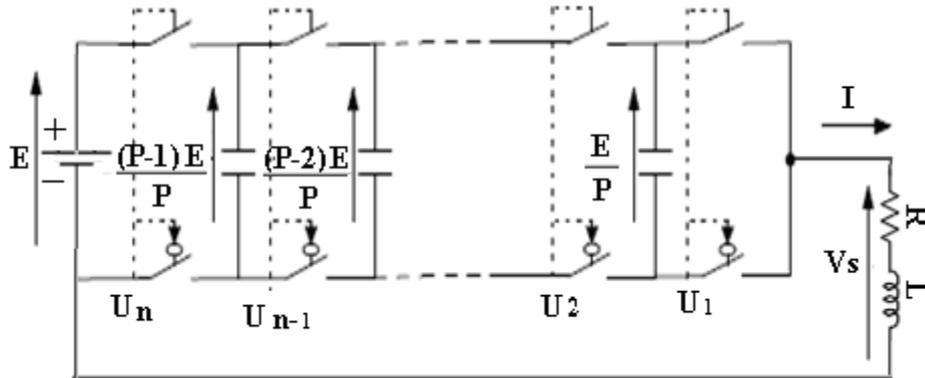


Figure II.1 : Bras d'un convertisseur multicellulaire à p niveaux associé à une charge R-L

Cette structure est constituée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par (p-1) condensateurs flottants.

Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu.

Pour le $K^{ème}$ condensateur, on a :

$$V_{CK} = K \cdot \frac{E}{P} \quad \text{avec:} \quad (1 \leq K \leq p-1) \quad (II.1)$$

Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules (U_K, \bar{U}_K) et (U_{K+1}, \bar{U}_{K+1}) avec leur condensateur flottant C_K . 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 .

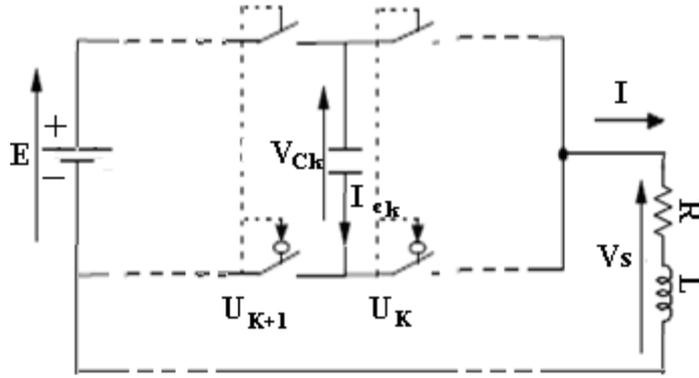


Figure II.2 : représentation d'une cellule élémentaire à l'ordre k

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes U_{K+1} et U_K :

$$I(t)_{CK} = (U_{K+1} - U_K) \cdot I(t) \quad (II.2)$$

La tension aux bornes du condensateur C_K est liée au courant I_{CK} par :

$$I(t)_{CK} = C_K \cdot \frac{dV(t)_{CK}}{dt} \quad (II.3)$$

donc il vient :

$$\frac{dV(t)_{CK}}{dt} = \frac{(U_{K+1} - U_K)}{C_K} \cdot I(t) \quad (II.4)$$

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

$$V(t)_{\bar{U}_K} = -(V(t)_{K+1} - V(t)_K) \cdot U_K \quad (II.5)$$

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

$$V_S(t) = \sum_{K=1}^P V(t)_{\bar{U}_K} = \sum_{K=1}^P (V(t)_{C_K} - V(t)_{C_{K-1}}) \cdot U_K \quad (II.6)$$

avec : $V_{Co} = 0$ et $V_{CP} = E$ (II.7)

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

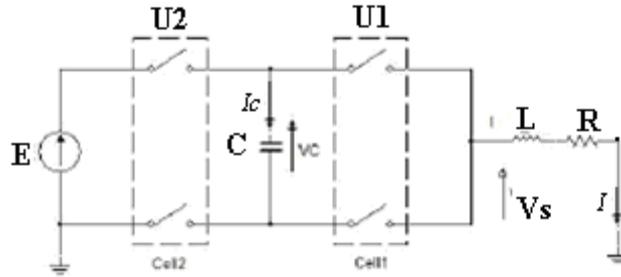


Figure II.3 : convertisseur à deux cellules

Au fonctionnement dans des conditions normalisé par définition, la tension aux bornes du condensateur est au alentour de la fraction $V_C = \frac{E}{2}$,

La tension inverse que subisse chaque interrupteur lorsqu'il est en état de blocage est:

$$\beta_1 = \frac{E}{2}$$

$$\beta_2 = E - V_C = E - \frac{E}{2} = \frac{E}{2},$$

Donc : la tension inverse que supporte chaque interrupteur en blocage est dimensionné par :

$$\beta_K = \frac{E}{2}, \forall k \in \{1,2\}, \quad (II.11)$$

et :

$$\overline{\beta_K} = \frac{E}{2}, \forall k \in \{1,2\},$$

Une relation lie le courant débité par la source flottante et le courant de charge a travers des signaux de commandes U_2 et U_1

$$I_C = (U_2 - U_1) \cdot I \quad (II.12)$$

De même la tension aux bornes du condensateur C est liée au courant I_C par :

$$I_C(t) = C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (II.13)$$

donc il vient :

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{(U_2 - U_1)}{C} \cdot I(t) \quad (II.14)$$

D'autre part, la tension aux bornes de la charge $V_s(t)$ devient :

$$V_s(t) = \bar{\beta}_1 + \bar{\beta}_2 = (E - V_C(t))U_2 + V_C(t)U_1$$

Alors l'équation devient :

$$V_s(t) = V_C(t).(U_1 - U_2) + EU_2 \quad (\text{II.15})$$

d'autre part le courant de charge est :

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{V_s(t)}{L} - \frac{R}{L}.I(t) \quad (\text{II.16})$$

En substituant l'équation (II.15) dans (II.16)

$$\frac{dI(t)}{dt} = -\frac{1}{L}(U_2 - U_1)V_C(t) - \frac{R}{L}.I(t) + \frac{E}{L}.U_2 \quad (\text{II.17})$$

Le modèle devient :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_c(t)}{dt} \\ \frac{dI(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{U_2 - U_1}{C} \\ -\frac{U_2 - U_1}{L} & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_c(t) \\ I(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{L}.U_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.18})$$

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 V_C autour des valeurs de références suivantes) :

$$\begin{aligned} I(t) &= I_{ref} & ; & & V_{ref} &= E/2 \\ V_{ref}^+ &= E/2 + \varepsilon & ; & & V_{ref}^- &= E/2 - \varepsilon \\ I_{ref}^+ &= I_{ref} + \Delta I & ; & & I_{ref}^- &= I_{ref} - \Delta I \end{aligned}$$

II.3.1 Analyse des modes

Pour le convertisseur à deux cellules nous distinguons quatre modes opérants donnés par :

$$Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\} .$$

Chaque mode est défini sur l'espace d'état de :

$$X_{q_i} = R^2, \forall q_i \in Q .$$

En chaque mode, la vectrice fonction f_{q_i} est linéaire.

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

$$f_{q_i}(X) = A(q_i).X + b(q_i)$$

Remarque 2.1

Les changements des variables d'état d'un convertisseur multicellulaire doivent être lisses pendant les transitions, si non une variation brutale du courant provoque une tension très élevée à la sortie, en raison de la nature inductive de la charge. Une variation brutale de tension au condensateur crée une surintensité de courant :

Le vecteur d'état : $X = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \square \square$

Où : x_1 représente la tension flottante entre les bornes du condensateur flottant : V_C et x_2 représente le courant de charge I .

Alors, nous pouvons décrire une dynamique, pour chaque mode, comme suit :

1°) Mode $q=q_1$

Avec : $(U_1 = 1, U_2 = 0)$

Les équations dynamiques, des variables continues sont comme suit :

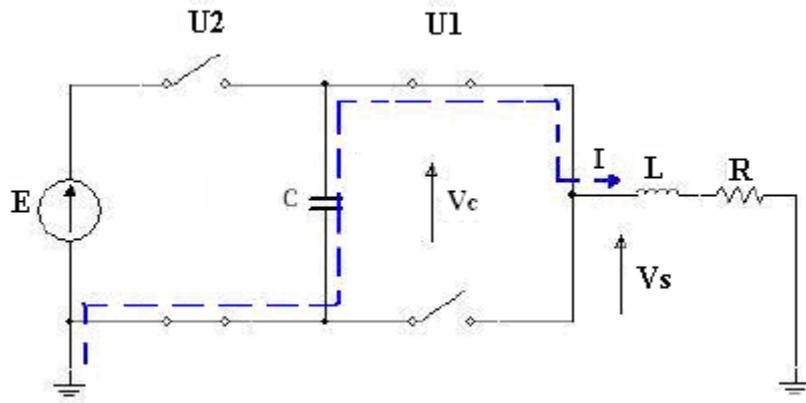


Figure II.4 Convertisseur multicellulaire en mode q1

$$f_{q_1}(X) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot X$$

$$V_c(t) = A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t);$$

$$I(t) = -C \cdot (A \cdot a \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot b \cdot \exp(b \cdot t));$$

C: capacité

a & b représentent les pôles du mode.

A & B sont caractérisés par les conditions aux limites

$$V_c(0) = 800V ; I(0) = 60A ;$$

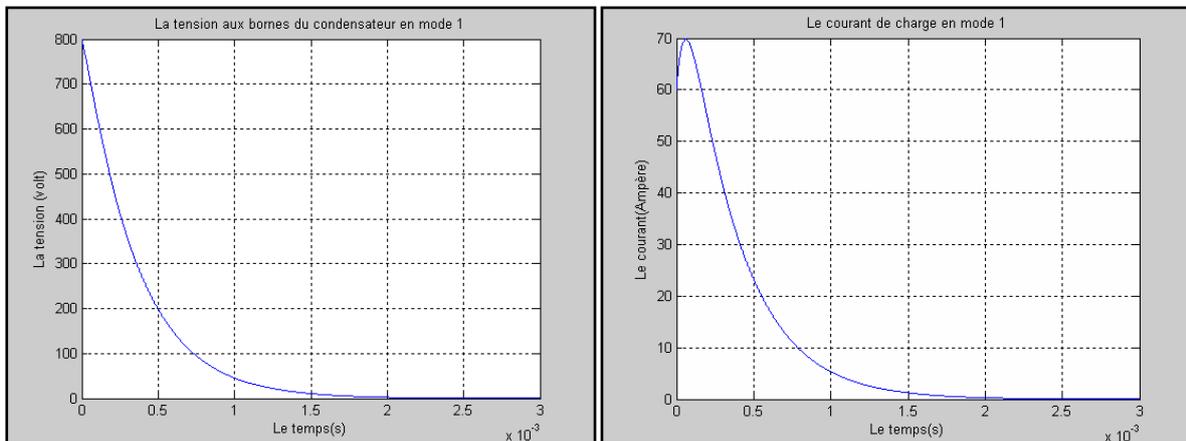


Figure II.5 représente l'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant de charge $I(t)$ en mode q1

L'énergie est fournie par la source flottante. Le condensateur est déchargé et son énergie est retournée vers la charge.

Le système demeure en ce mode en dehors de l'espace d'états tolérant aussi longtemps que

- La tension aux bornes du condensateur ne diminue pas au-dessous d'une valeur tolérée $V_{ref}^+ = E/2 + \varepsilon$ et la valeur du courant de charge est au dessus de la valeur

minimale I_{\min} et au dessous d'une valeur maximale I_{\max}

- ou bien la tension aux bornes du condensateur et le courant de charge appartiennent à une surface rectangulaire ne démunie pas au-dessous d'une valeur tolérée $V^+_{ref} = E/2 + \varepsilon$ et la valeur le courant de charge est au dessus de la valeur minimale I_{\min} et au dessous d'une valeur maximale I_{\max}

Si cette condition est violée alors le système commute vers le mode le q_2 ou q_4 .

2°) Mode $q=q_2$

Avec : $(U_1 = 1, U_2 = 1)$

Les équations dynamiques, des variables continues sont comme suit :

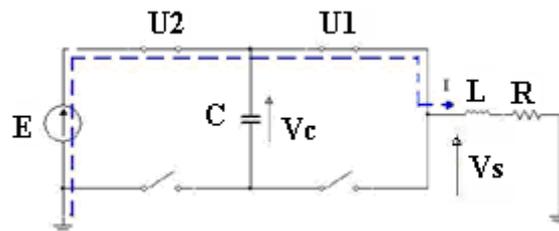


Figure II.6: Convertisseur en multicellulaire mode q_2

$$f_{q_2}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix}$$

$$V_c(t) = V_c(0)$$

$$I(t) = (I_0 - (E/R)) \cdot \exp - (R/L) \cdot t + E/R ;$$

$$V_c(0) = 750V ; I(0) = 0 ;$$

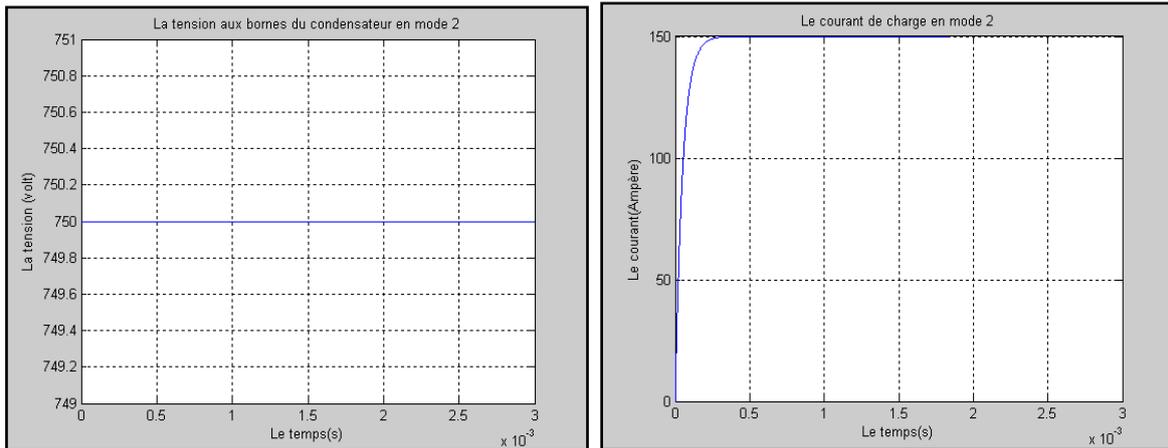


Figure II.7 Représente l'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant de charge $I(t)$ en mode $q2$

Dans ce cas l'énergie est fournie par la source d'alimentation E . le courant de la charge augmente et la tension aux bornes du condensateur reste inchangée.

Le système reste en ce mode aussi longtemps que le courant ne dépasse pas la valeur tolérée :

$$I^+_{ref} = I_{ref} + \Delta I \quad \text{ou quand la tension flottante du condensateur est équilibrée.}$$

Si une de ces conditions est violée, alors le système commute vers le mode ou $q3$ ou $q1$.

3°) Mode $q=q3$

Avec : $(U_1 = 0, U_2 = 1)$

Les équations dynamiques, des variables continues sont comme suit :

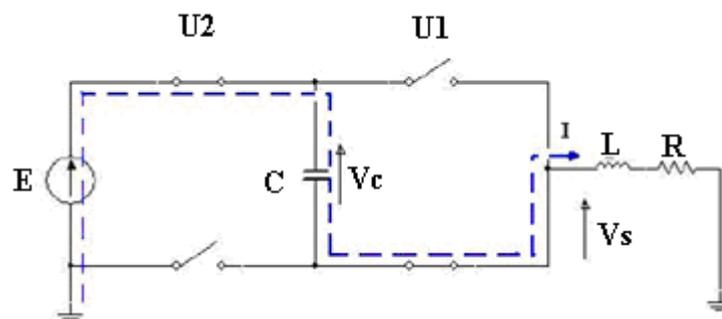


Figure II.8 Convertisseur multicellulaire en mode $q3$

$$f_{q_3}(X) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix}$$

$$V(t) = A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t) + E ;$$

$$I(t) = C \cdot (A \cdot a \cdot \exp(at) + B \cdot b \cdot \exp(bt)) ;$$

a & b sont des constantes qui déterminent les pôles du mode.

A & B sont constantes caractérisées par les conditions aux limites

$$V_c(0) = 600V ; I(0) = 60A$$

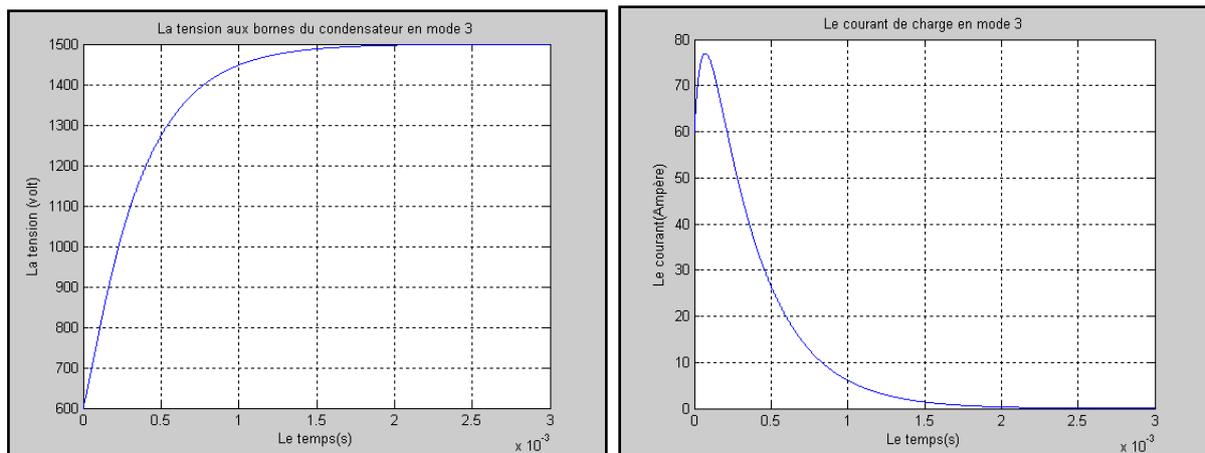


Figure II.9 représente l'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant $I(t)$ en mode q_3

Dans ce mode, la capacité accumule de l'énergie fournie par la source de la tension E. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que la tension du condensateur n'excède pas la tension tolérée.

Si cette condition n'est pas respectée ou si le courant n'est pas dans la zone désirée, le système commute vers le mode q_2 ou q_4 .

Le choix entre q_2 et q_4 se fait selon les conditions de la transition

4°) Mode $q=q_4$

Avec : $(U_1 = 0, U_2 = 0)$

Les équations dynamiques, des variables continues sont comme suit :

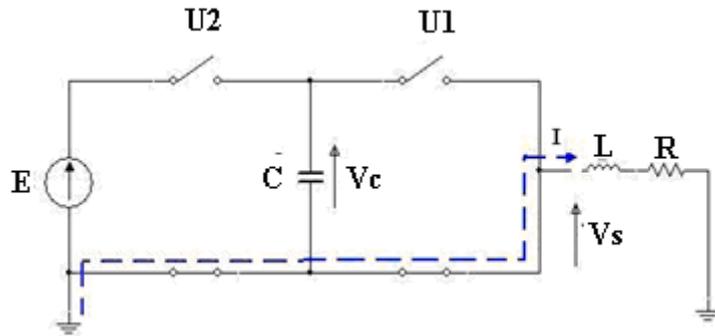


Figure II.10 : Convertisseur multicellulaire en mode q4

$$f_{q_4}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot X$$

$$V_c(t) = V_c(0)$$

$$I = I_0 \cdot \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot t\right)$$

$$V_c(0) = 750V ; I_0 = I(0) = 80A;$$

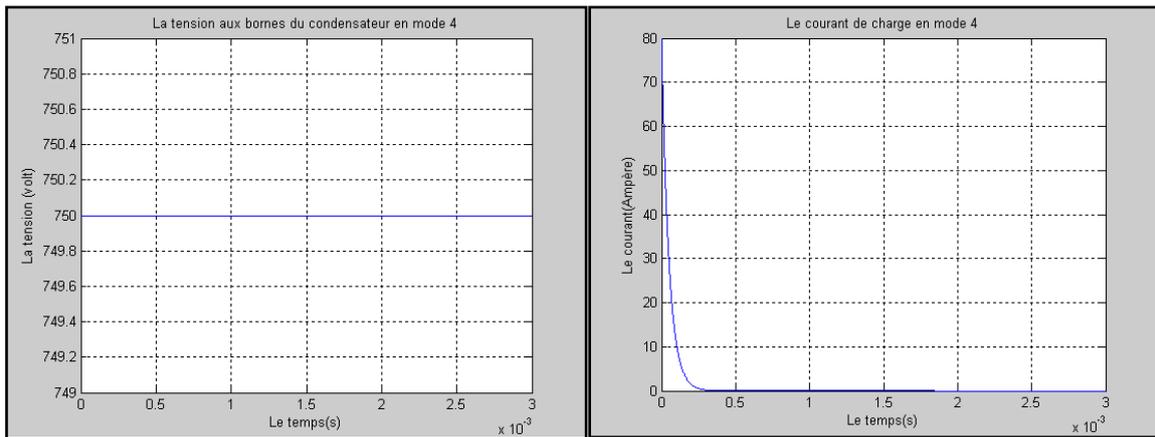


Figure : II.11 représente l'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant $I(t)$ en mode q4

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

Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant n'est pas inférieur à une valeur tolérée : $I^-_{ref} = I_{ref} - \Delta I$ et la tension flottante demeure équilibrée.

Si une de ces conditions est alors violée le système commute vers le mode q1 ou q3.

II.3.2 Invariance des modes

Maintenant, nous allons voir ainsi les conditions de l'invariance pour chaque mode en dehors la zone de référence:

1° Invariance du mode (q1)

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

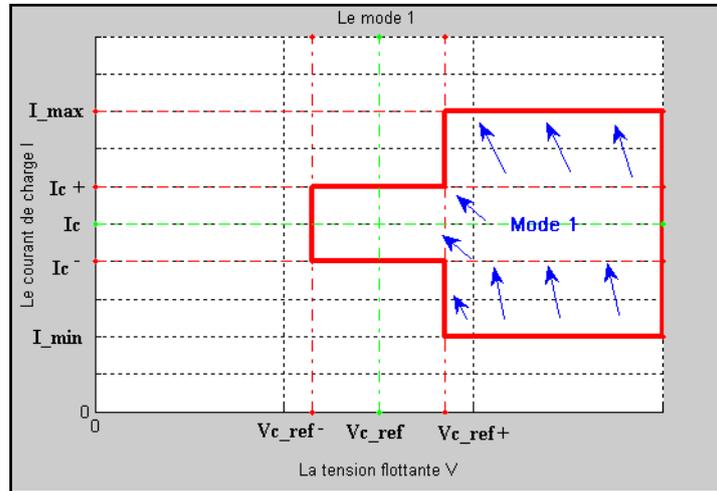


Figure II.12: Surface allouée au mode (q1)

Ce mode est candidat pour assumer le rôle d'apaiser la tension flottante aux bornes du condensateur C au moment où cette dernière dépasse la valeur maximale tolérée.

2° Invariance du mode (q2)

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

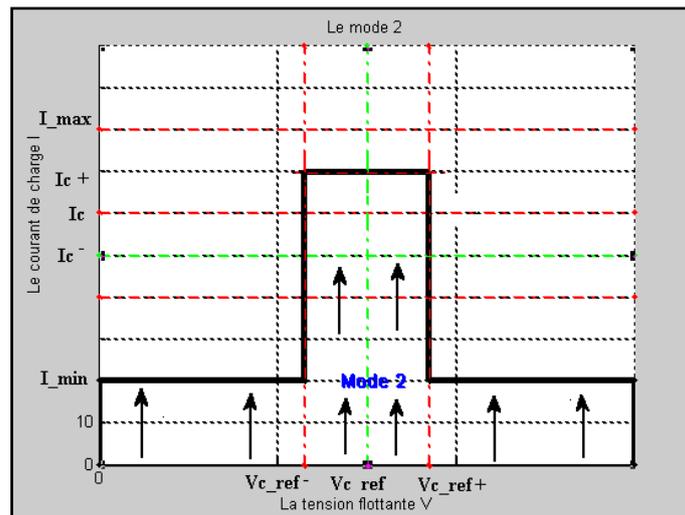


Figure II.13: Surface allouée au mode (q2)

Le mode q_2 accroît le courant de charge en exponentiel, par contre l'alimentation flottante V_C reste inerte à sa valeur. Ce mode serre surtout au commencement et au relâchement du système.

3°) Invariance du mode (q3)

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

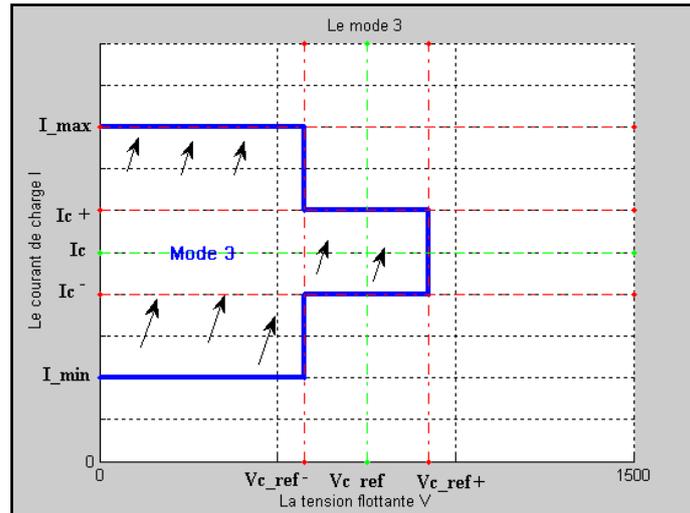


Figure II.14 : Surface allouée au mode (q3)

Ce mode est candidat pour amplifier la tension flottante aux bornes du condensateur C lorsqu'elle est au dessous de la valeur minimale tolérée.

4°) Invariance du mode (q4)

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

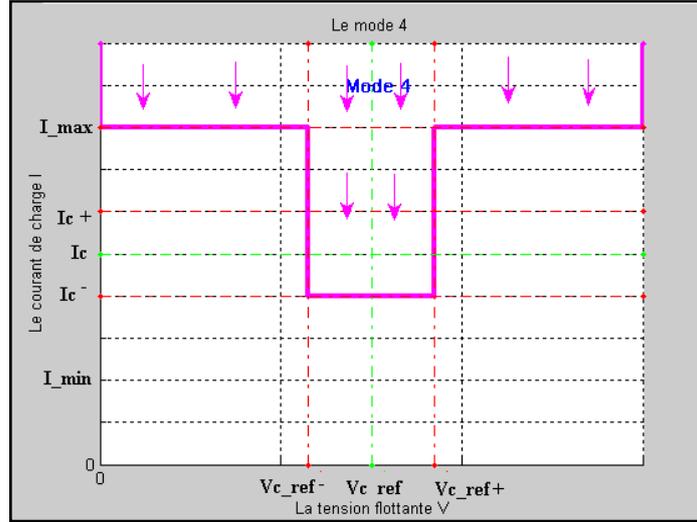


Figure II.15 : Surface allouée au mode (q4)

Le mode q4 est un mode freineur du courant de charge, lorsque celui ci dépasse sa valeur crête permise, donc sa tache principale est de garantir la sûreté du système.

Remarque 2.2

En dehors la zone d'équilibre C, les transitions s'effectuent lorsque les variables d'états passent d'un espace d'état vers un autre espace d'état. Ces espaces d'états, sont complètement séparés

II.3.2.3 Les transitions entre les modes

Toute modification de mode du convertisseur représente un passage des variables d'états d'une surface attribuée à un mode vers une autre surface attribuée à un autre mode. Ce passage doit respecter la règle d'adjacence des surfaces et définie des ensembles de transitions comme suit :

$$E = \{T(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, \dots, A\}$$

$$T(q_1, q_2) = \{x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \leq I_{min})] \}$$

$$T(q_2, q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \}$$

$$T(q_2, q_3) = \{x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \}$$

$$T(q_3, q_2) = \{x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min})] \}$$

$$T(q_3, q_4) = \{x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I \geq I_{max})] \}$$

$$T(q_4, q_3) = \{x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_4, q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_1, q_4) = \{x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \geq I_{max})] \}$$

Remarque 2.3

Les autres transitions : $T(q_1, q_3)$, $T(q_3, q_1)$, $T(q_2, q_4)$, $T(q_4, q_2)$ ne sont pas permises à l'extérieur de la zone d'équilibre C, parce qu'ils ne réverent pas à la règle de l'adjacence des espaces d'états :

Les conditions initiaux du système sont défini par:

$$Init = \{q_2\} \times \{X \in R^2 : (V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min}) \}$$

La figure II.16 présente le modèle hybride du convertisseur a deux cellules.

La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et les conditions de transitions au dessus des flèches (avec $T_{i,j} = \{T(q_i, q_j), \forall i \neq j\}$).

Quand une condition de la transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions de l'invariance et des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage de la tension flottante V_c et du courant de charge I autour des valeurs de référence.

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

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

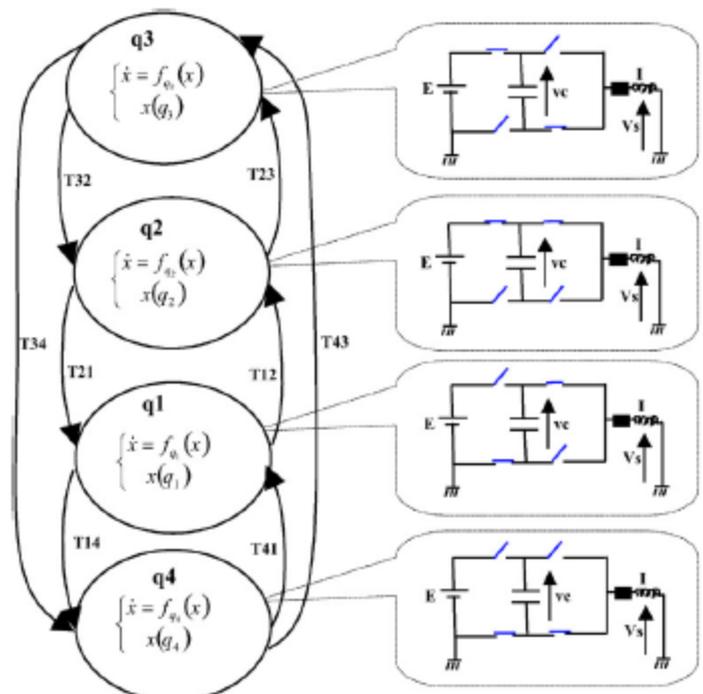


Figure II.16 : L'automate hybride d'un système multicellulaire à deux cellules.

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

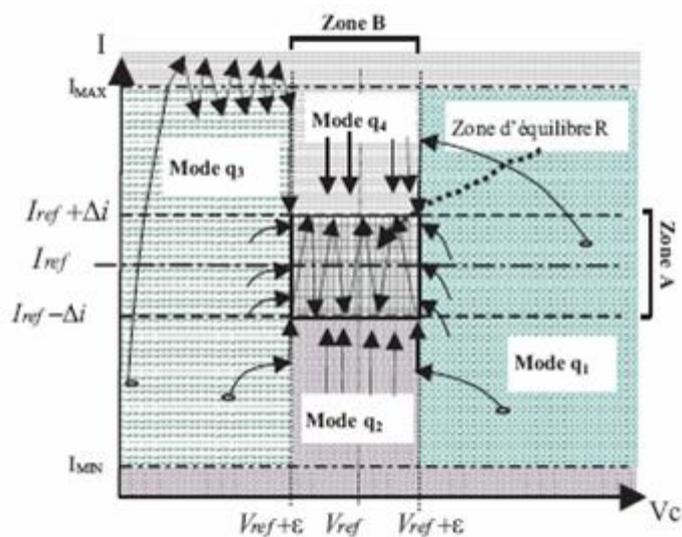


Figure II.17: La convergence du convertisseur à deux cellules

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

Avec la même procédure nous allons analyser un convertisseur plus compliqué il est à trois cellules.

Le schéma d'illustration devient :

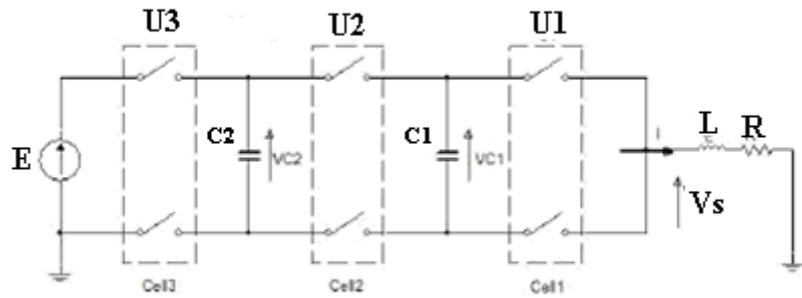


Figure II.18: Convertisseur à trois cellules

Le comportement du système est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_1}{dt} \\ \frac{dV_2}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1}(U_2 - U_1) \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2}(U_3 - U_2) \\ -\frac{(U_2 - U_1)}{L} & -\frac{(U_3 - U_2)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \cdot U_3 \end{bmatrix}$$

Au fonctionnement dans des conditions normalisé par définition, les tensions aux bornes des condensateurs sont aux alentours des fractions suivantes :

$$V_{C1}(t) = \frac{E}{3}, \quad V_{C2}(t) = 2 \cdot \frac{E}{3}$$

et la contrainte maximale de tension inverse que subisse chaque interrupteur :

$$\beta_1 = \frac{E}{3}$$

$$\beta_2 = V_{C2} - V_{C1} = 2 \cdot \frac{E}{3} - \frac{E}{3} = \frac{E}{3}$$

$$\beta_3 = E - V_{C2} = E - 2 \cdot \frac{E}{3} = \frac{E}{3},$$

Pour généraliser :

$$\beta_k = \frac{E}{3}, \forall k \in \{1, 2, 3\},$$

et :

$$\bar{\beta}_k = \frac{E}{3}, \forall k \in \{1, 2, 3\},$$

Nous pouvons distinguer clairement l'avantage d'augmenter d'ordre du convertisseur multicellulaire de deux à trois cellules :

La tension que subisse chaque commutateur à ces bornes est considérablement affaiblie

vers un rapport de :

$$R = \frac{\frac{E}{3}}{\frac{E}{2}} . \quad R=66\%$$

Cette réduction de tension inversé aux bornes des commutateurs est un apport, plus de performances et moins onéreux.

Toujours, le but à atteindre est de contrôler les variables d'états I ; V_{C_1} ; V_{C_2} autour des valeurs de références suivantes :

$$I = I_{ref} ; V_{C_{1ref}} = E/3 ; V_{C_{2ref}} = 2.E/3$$

$$V^+_{C_{1ref}} = V_{C_{1ref}} + \varepsilon ; V^-_{C_{1ref}} = V_{C_{1ref}} - \varepsilon$$

$$V^+_{C_{2ref}} = V_{C_{2ref}} + \varepsilon ; V^-_{C_{2ref}} = V_{C_{2ref}} - \varepsilon$$

$$I^+_{ref} = I_{ref} + \Delta I ; I^-_{ref} = I_{ref} - \Delta I$$

II.4.1 Analyse des modes

Pour le convertisseur à trois cellules nous distinguons huit modes opérationnels donnés par :

$$Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$$

Chaque mode est défini sur l'espace de :

$$X_{q_i} = R^3, \forall q_i \in Q,$$

le vecteur fonctions f_q est linéaire.

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

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

$X = [V_1 \ V_2 \ I]^T$, X : représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état du système.

Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

$$U = [U_1 \quad U_2 \quad U_3]$$

1°) Mode $q=q_1$ avec $U = [0,0,0]^T$

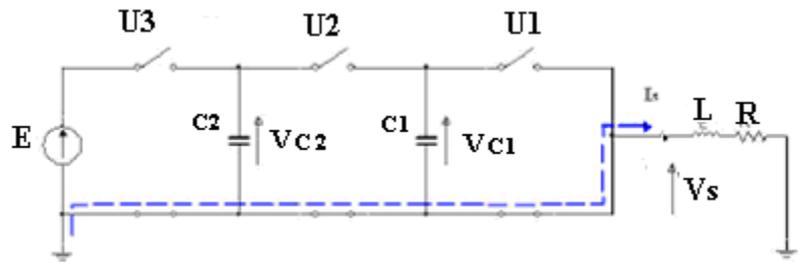


Figure II.19 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_1

$$f_{q_1}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

$$V_{C1}(t) = V_{C1}(0) ;$$

$$V_{C2}(t) = V_{C2}(0) ;$$

$$I(t) = I_0 \cdot \exp(-R/L) \cdot t ;$$

$$I(0) = I_0 = 100A; V_{C1}(0) = 500V; V_{C2}(0) = 1000V;$$

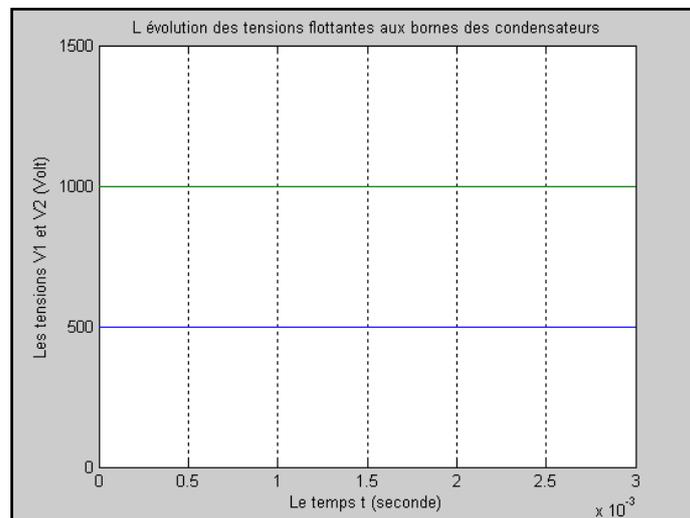


Figure II.20 : L'allure des tensions flottantes $V_{C1}(t)$ et $V_{C2}(t)$ en mode q_1

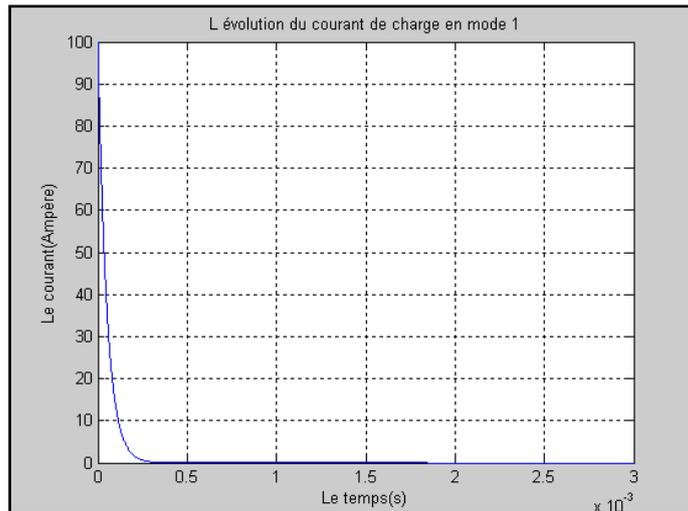


Figure II.21 : l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_1

Aucune source de tension n'est appliquée à la charge, les tensions flottantes n'évoluent pas et le courant diminue en exponentielle ; c'est une phase de roue libre, l'énergie est fournie sous l'effet inductif.

Le système doit être maintenue en ce mode en dehors de la zone d'équilibre aussi longtemps que le courant ne doive pas atteindre la valeur inférieure permise donnée par

$$I_{ref}^+ = I_{ref} + \Delta I \quad \text{et si les tensions flottantes demeurent équilibrées}$$

Si l'une de ces conditions n'est pas alors respectée le système commute vers l'un des modes sous définis hormis le mode q_8

2°) **Mode $q=q_2$** avec $U = [1,0,0]^T$

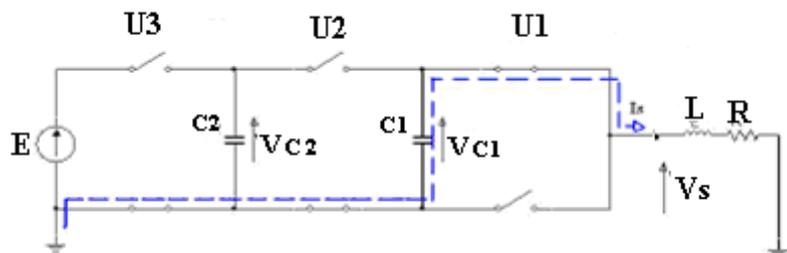


Figure II.22 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_2

$$f_{q_2}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

$$V_{c1}(t) = A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t)$$

$$V_{c2}(t) = V_{c2}(0)$$

$$I(t) = -C1 \cdot (A \cdot a \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot b \cdot \exp(b \cdot t))$$

a & b sont les pôles du système, A & B sont déterminées par les conditions aux limites

$$V_{c1}(0) = 500V ; V_{c2}(0) = 1000V ; I(0) = 60A$$

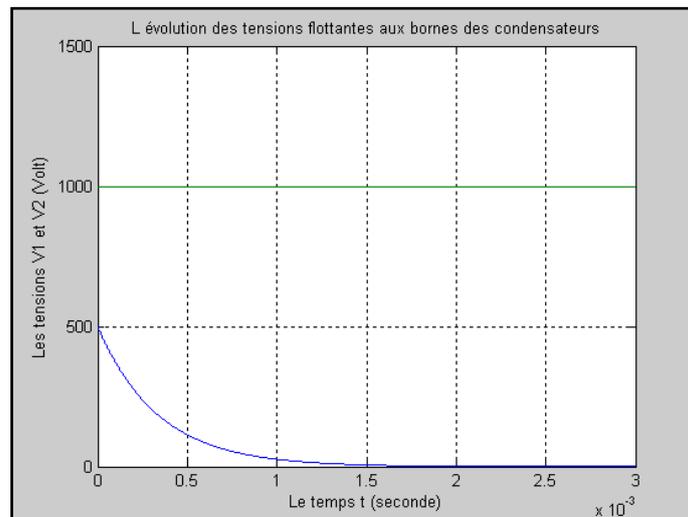


Figure II.23: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_2

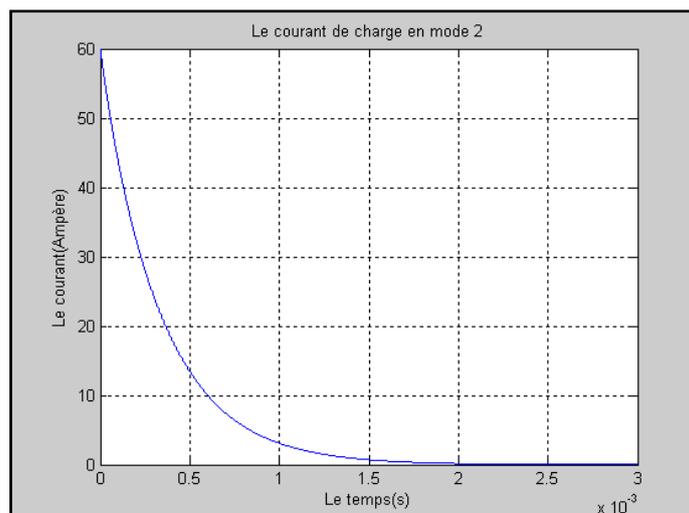


Figure II.24: L'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_2

En ce mode l'énergie est fournie par la source flottante V_{C1} , le condensateur C1 se décharge par contre la source flottante V_{C2} est épargnée au bornes du condensateur C2. Ce mode est activé en dehors de la zone médiane aussi longtemps que la source flottante V_{C1} ne diminue pas à la valeur minimale permise V_{C1ref}^+ , V_{C2} reste équilibré et le courant de charge I n'accède pas la valeur maximale permise I_{max} .
Si l'une de ces conditions est violé, le système commute vers l'un des modes q_1, q_4, q_6

3°) Mode $q=q_3$ avec $U = [0,1,0]^T$

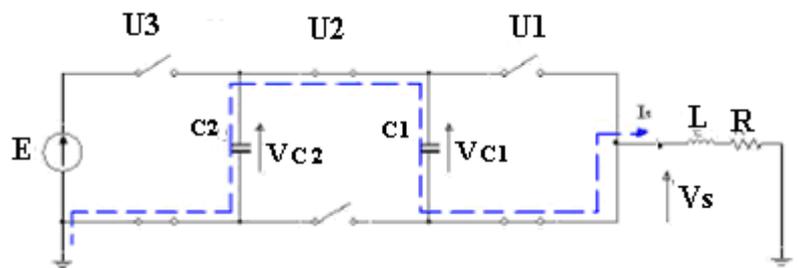


Figure II.25 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules s en mode q_3

$$f_{q_3}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

$$V_{C1}(t) = 1/C_1 \cdot (A/a \cdot \exp(a \cdot t) + B_1/a \cdot \exp(a \cdot t) \cdot (t - (1/a))) + V_f$$

$$V_{C2}(t) = -1/C_2 \cdot (A/a \cdot \exp(a \cdot t) + B_2/a \cdot \exp(a \cdot t) \cdot (t - 1/a)) + V_f$$

V_f : détermine la valeur finale de la tension

$$I(t) = ((A + B_1 \cdot t) \cdot \exp(at))$$

$$V_{C1}(0) = 500V ; V_{C2}(0) = 1000V ; I(0) = 60A$$

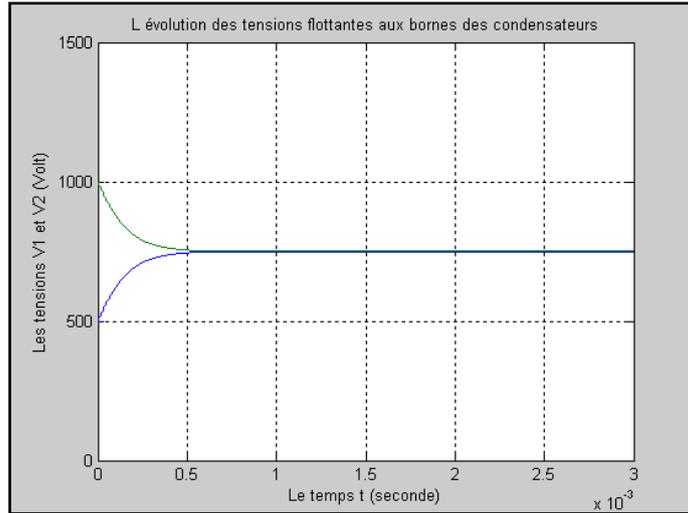


Figure II.26: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_3

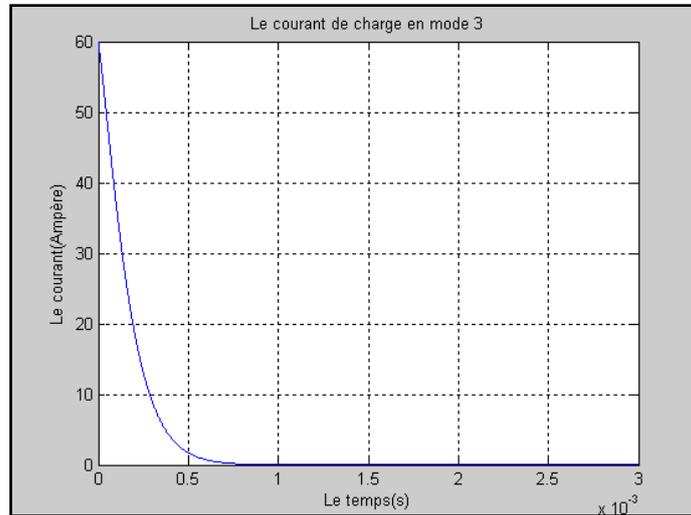


Figure II.27 : l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_3

La source d'énergie est isolée, les deux sources flottantes s'équilibrent naturellement entre eux, et le courant chute en exponentielle et s'annule au moment d'équilibre des tensions aux bornes des deux condensateurs flottants.

Ce sous système doit être opté en dehors la zone référence aussi longtemps que le courant ne doive pas atteindre la valeur minimale I_{\min} , si la tension V_{c1} est au dessous de la barre V_{c1}^- et la tension V_{c2} est au dessus de V_{c2}^+ .

Si une de ces conditions n'est pas alors adopté, le système commute vers l'un des modes suivants q_1, q_4, q_7

4°) Mode $q=q_4$ avec $U = [1,1,0]^T$

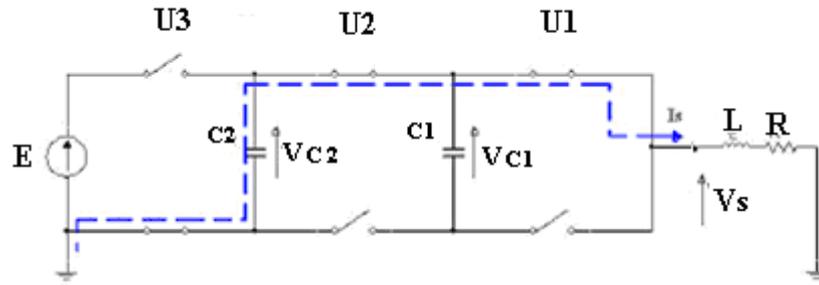


Figure II.28 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_4

$$f_{q_4}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} X$$

$$V_{c1}(t) = V_{c1}(0)$$

$$V_{c2}(t) = A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t)$$

$$I(t) = -C_2 \cdot (A \cdot a \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot b \cdot \exp(b \cdot t))$$

$$V_{c1}(0) = 500V ; V_{c2}(0) = 1000V ; I(0) = 60A ;$$

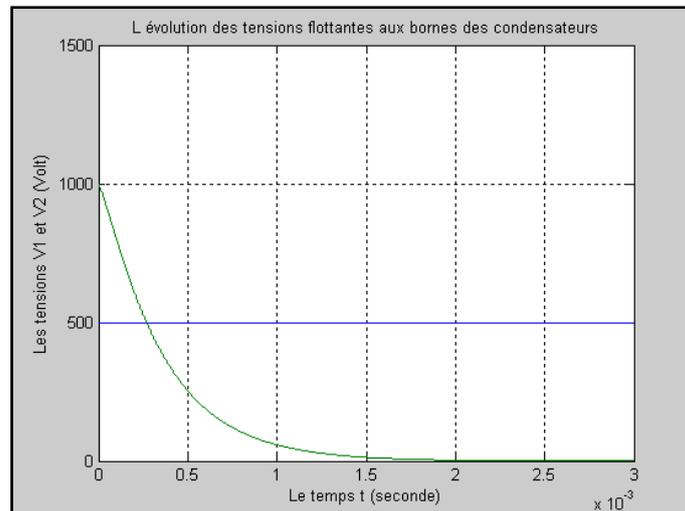


Figure II.29: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_4

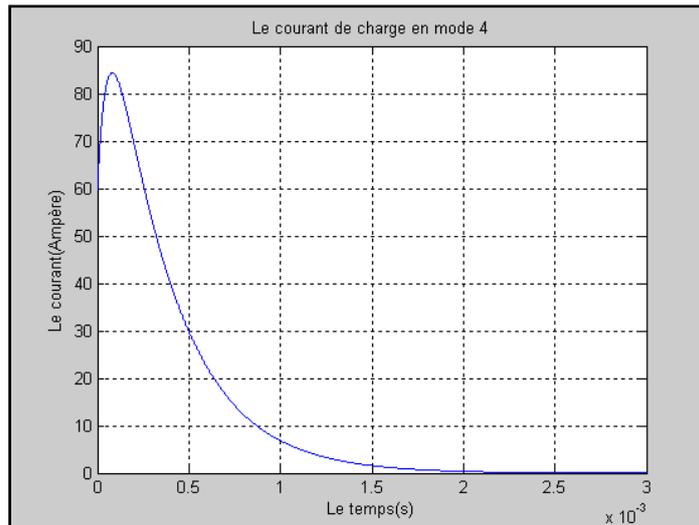


Figure II.30: l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_4

En ce mode la source d'énergie active est isolée, le condensateur C2 observé comme une source flottante fournissant de l'énergie à la charge, par contre la source flottante V_{c1} est écartée aux bornes du condensateur C1

Ce mode est choisie en dehors de l'espace d'état de référence aussi longtemps que la source flottante V_{c2} ne diminue pas à la valeur donnée par : V_{C2ref}^+ , la tension V_{C1} reste équilibré Et le courant de charge I appartient à l'intervalle I_{min} , I_{max} .

Si une de ces conditions n'est pas alors respectée, le système commute vers l'un des modes suivants : q_2, q_3, q_8

5°) Mode $q=q_5$: avec $U = [0 \ 0 \ 1]^T$

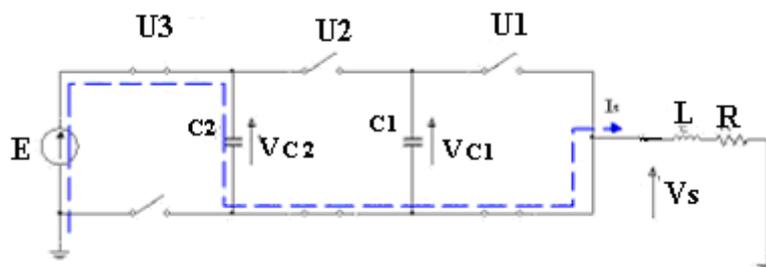


Figure II.31: convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_5

$$f_{q_5}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

$$V_{c1}(t) = V_{c1}(0)$$

$$V_{c2}(t) = A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t) + E$$

$$I(t) = C_2 \cdot (A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t))$$

$$V_{c1}(0) = 500V ; V_{c2}(0) = 600V ; I(0) = 80A ;$$

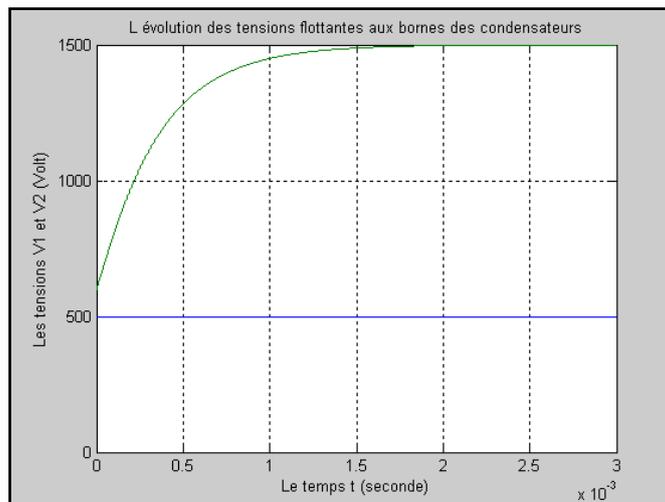


Figure II.32: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_5

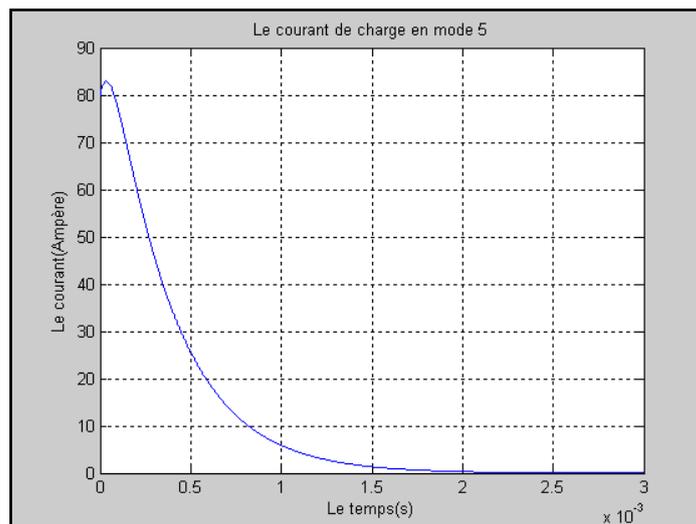


Figure II.33: L'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_5

Le condensateur C2 prend de la charge jusqu'à la valeur de la source active. La tension flottante aux bornes de C1 n'évolue pas car elle est séparée et le courant diminue.

Ce sous système doit être maintenu autant que possible. La tension flottante V_{C1} réside dans la zone de tolérance. La tension flottante V_{C2} demeure sous la barre de la valeur tolérée maximale

$V_{C2ref}^+ = V_{C2ref} + \varepsilon$. Le courant ne doit pas atteindre la valeur inférieure permise

$$I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta I \text{ et}$$

Si une de ces conditions n'est pas alors valorisée, le système commute vers l'un des modes

q_1, q_6, q_7

6°) Mode $q=q_6$ avec $U = [1 \ 0 \ 1]^T$

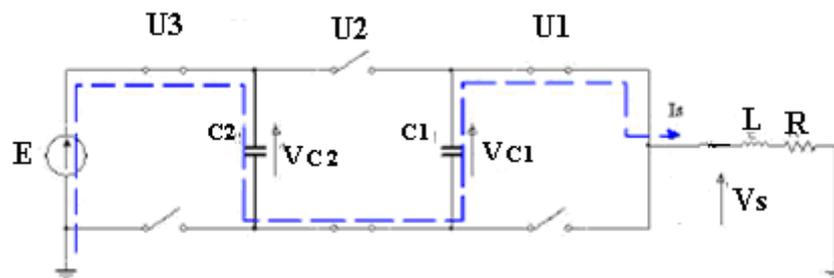


Figure II.34: Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_6

$$f_{q_6}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

$$V_{C1}(t) = -1/C_1 \cdot (A/a + B_1/a \cdot (t-1/a) \cdot \exp(at)) + Vf_1$$

$$V_{C2}(t) = 1/C_2 \cdot (A/a + B_2/a \cdot (t-1/a) \cdot \exp(at)) + Vf_2$$

$$I(t) = (A + B_1 \cdot t) \cdot \exp(at)$$

$$V_{C1}(0) = 500V ; V_{C2}(0) = 1000V ; I(0) = 60A ;$$

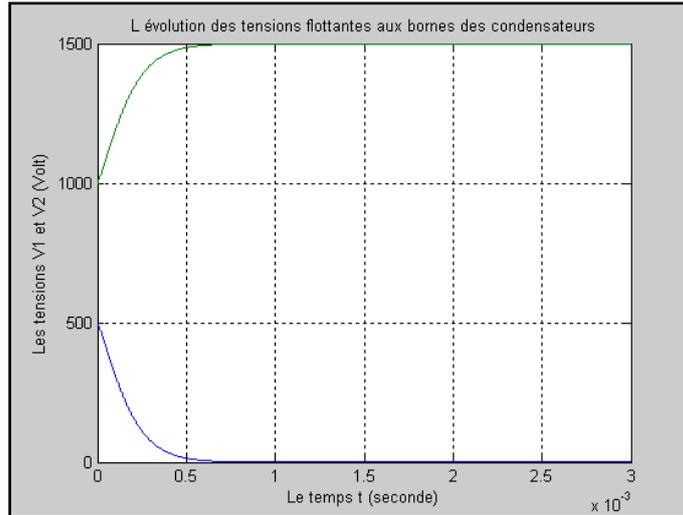


Figure II.35: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_6

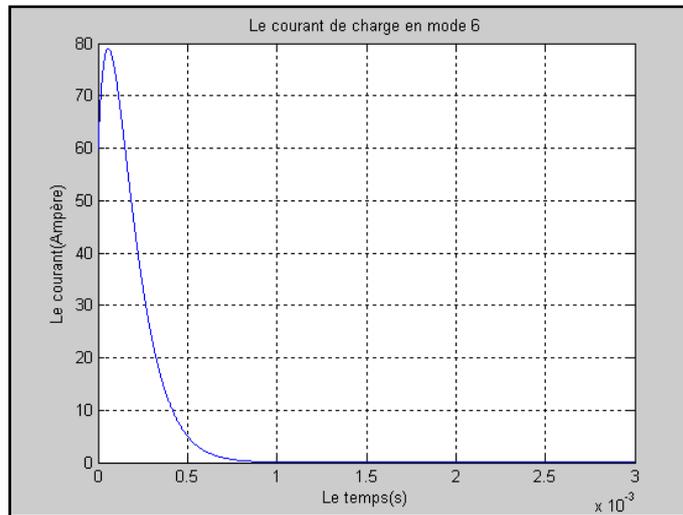


Figure II.36: l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_6

En ce mode le condensateur C_2 gagne de l'énergie par contre le condensateur C_1 en perd. L'énergie emmagasinée V_{C1} est observée comme une source flottante qui alimente la charge, le courant I_c décroît et tend vers le zéro.

En dehors de la zone de référence le système demeure dans ce mode aussi longtemps que la tension V_{C1} ne diminue pas au dessus de la valeur tolérée minimale $V_{C1ref}^+ = V_{C1ref} + \varepsilon$, la tension V_{C2} n'excède pas la valeur tolérée minimale $V_{C2ref}^- = V_{C2ref} - \varepsilon$ le courant de charge I reste à l'intervalle I_{ref}^-, I_{ref}^+ .

Si l'une de ces conditions est violée, le système commute vers l'un des modes : q_2, q_5, q_8

7°) Mode $q=q_7$ avec $U = [0 \ 1 \ 1]^T$

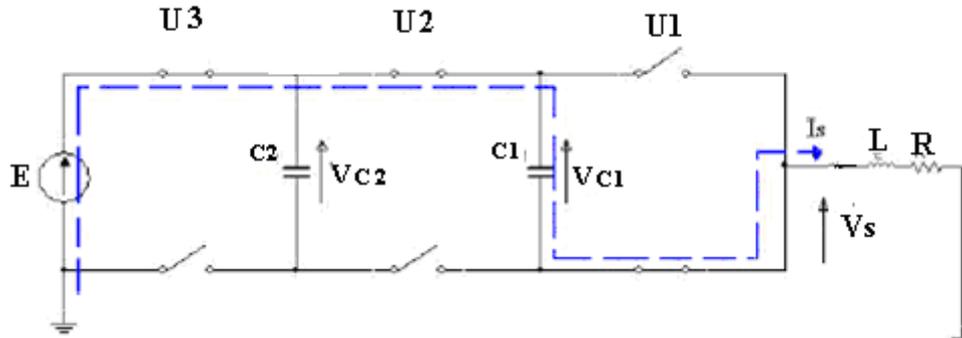


Figure II.37: Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_7

$$f_{q_7}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

$$V_{C1}(t) = A \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot \exp(b \cdot t) + E$$

$$V_{C2}(t) = V_{C2}(0)$$

$$I(t) = C_1 \cdot (A \cdot a \cdot \exp(a \cdot t) + B \cdot b \cdot \exp(b \cdot t))$$

$$V_{C1}(0) = 500V ; V_{C2}(0) = 1000V ; I(0) = 60A ;$$

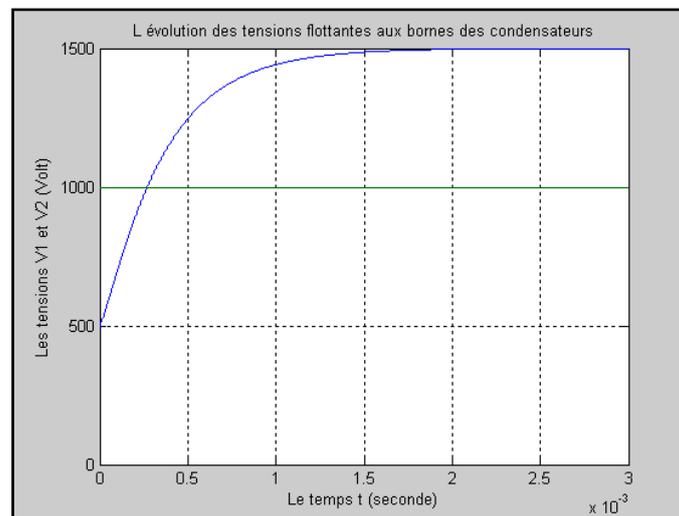


Figure II.38: L'allure des tensions flottantes $V_{C1}(t)$ et $V_{C2}(t)$ en mode q_7

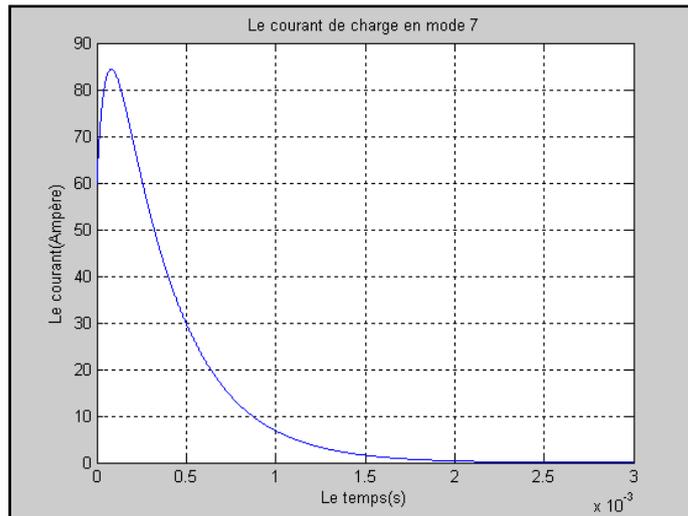


Figure II.39 : l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_7

Pendant ce mode là le condensateur C1 gagne de l'importance, la tension flottante aux bornes de C2 n'évolue pas car elle est déconnectée du circuit et le courant diminue. Ce sous système doit être maintenu en dehors de l'espace d'état référentiel autant que la tension flottante V_{C1} demeure sous la barre de la valeur tolérée minimale V_{C1ref}^- , La tension flottante V_{C2} réside dans la zone médiane tolérée et le courant de charge I reste à l'intervalle I_{ref}^-, I_{ref}^+ . Si une de ces conditions n'est pas alors honorée, le système commute vers l'un des modes suivant : q_3, q_5, q_8

8°) Mode $q=q_8$: avec $U = [1 \ 1 \ 1]^T$

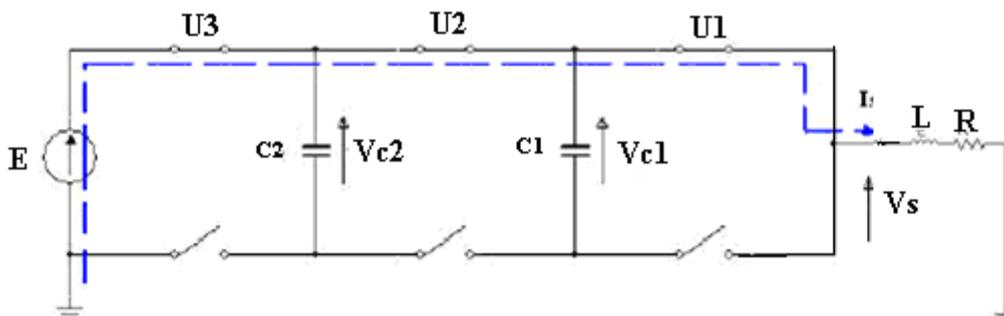


Figure II.40 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_8

$$f_{q_8}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

$$V_{C1}(t) = V_{C1}(0) ;$$

$$V_{C2}(t) = V_{C2}(0) ;$$

$$I(t) = (I_0 - E/R) \cdot \exp(-R/L \cdot t) + E/R ;$$

$$V_{C1}(0) = 500V ; V_{C2}(0) = 1000V ; I(0) = 60A ;$$

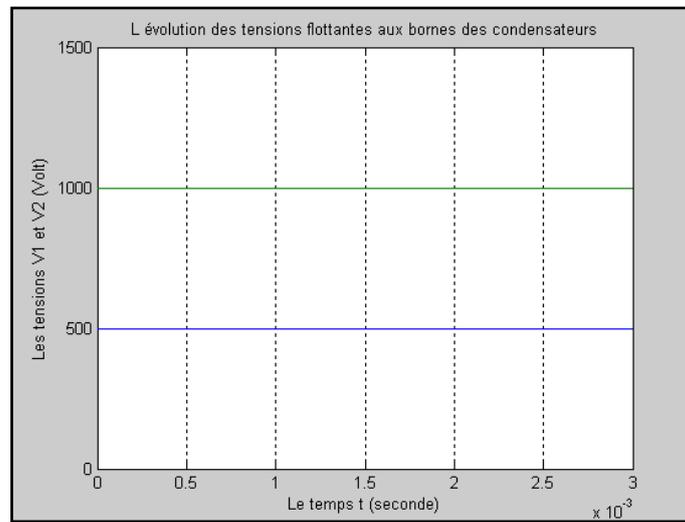


Figure II.41: L'allure des tensions flottantes $V_{C1}(t)$ et $V_{C2}(t)$ en mode q_8

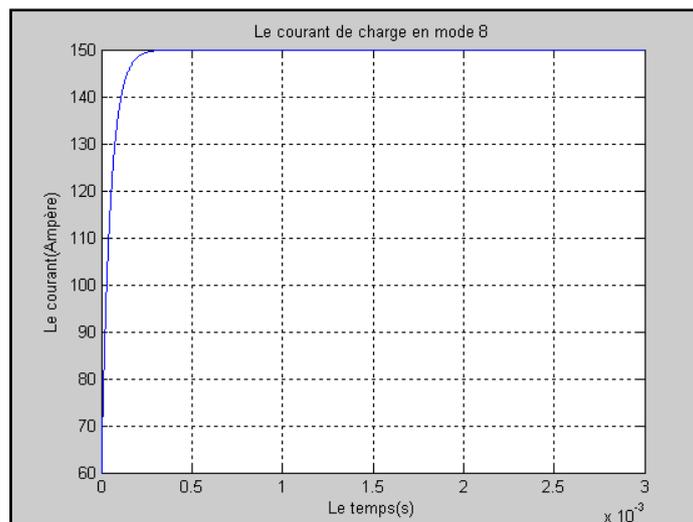


Figure II.42: L'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_8

La source de tension active est appliquée à la charge directement, les tensions flottantes n'évoluent pas et le courant progresse rapidement.

Le système doit être maintenue en ce mode en dehors de l'espace d'état référentiel aussi longtemps que le courant ne doit pas atteindre la valeur minimale I_{min} ou bien la valeur supérieure tolérée donnée par I_{ref}^- et si les tensions flottantes détiennent l'équilibre.

Si une de ces conditions n'est pas alors respectée le système commute vers l'un des modes q4, q6, q7

II.4.2 Invariance des modes

Maintenant, nous pouvons mentionner ainsi les conditions de l'invariance pour chaque mode en dehors la l'espace d'état jalon:

1° Invariance du mode (q1)

$$X(q_1) = \{x \in R^3 : [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (I > I_{ref}^-)] \vee [I \geq I_{max}] \}$$

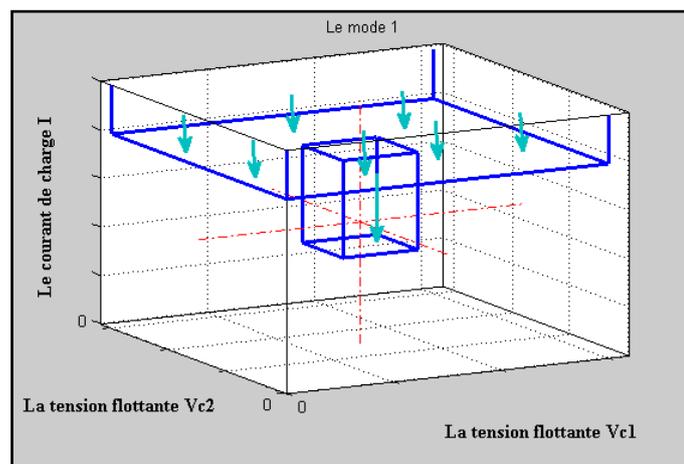


Figure II.43: espace d'état du mode q1

Le mode q1 est un mode limiteur de courant, sa tâche principale est de préserver la sûreté du système.

2°) Invariance du mode (q2)

$$X(q_2) = \left\{ x \in R^3 : [(V_{C1} \geq V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} \geq V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \right\}$$

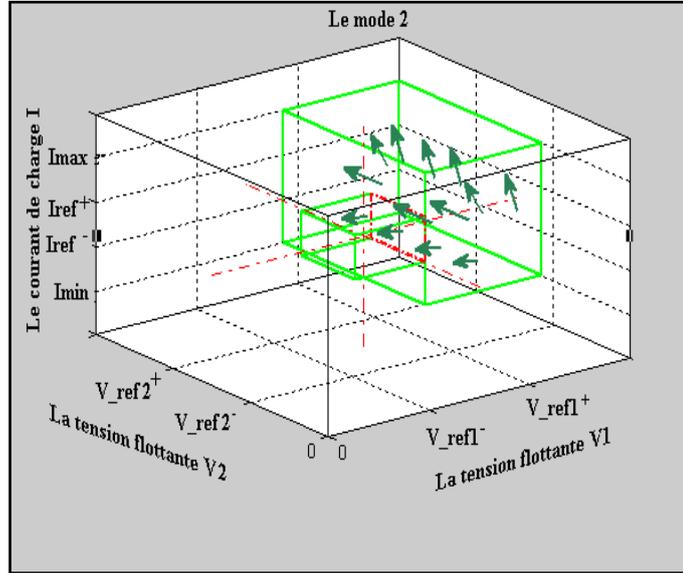


Figure II.44 : espace d'état du mode q2

Le mode q2 abaisse l'importance de la tension flottante V_{C1} et conserve la tension flottante V_{C2} .

3°) Invariance du mode (q3)

$$X(q_3) = \left\{ x \in R^3 : [(V_{C1} \leq V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} \geq V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \right\}$$

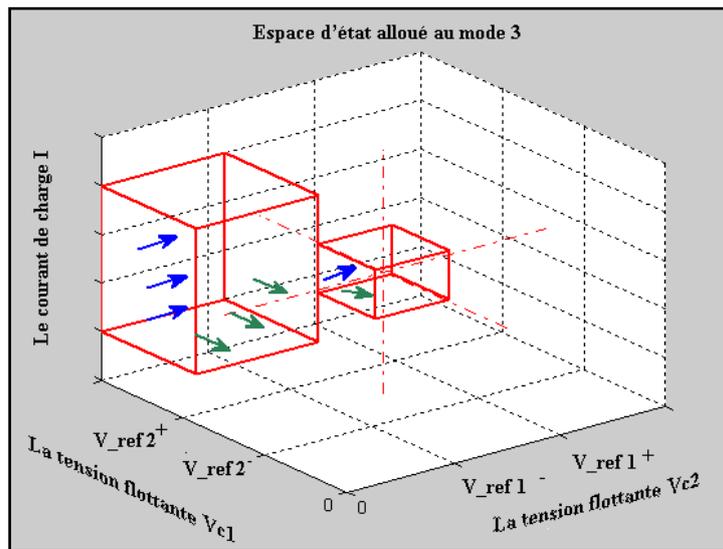


Figure II.45: espace d'état du mode q3

Ce mode à un double rôle opposé, d'une part il amplifie la tension aux bornes du condensateur C_1 , et atténue la tension aux bornes du condensateur C_2 d'une autre part.

4°) Invariance du mode (q4)

$$X(q_4) = \{x \in R^3 : [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (V_{C2} \geq V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \}$$

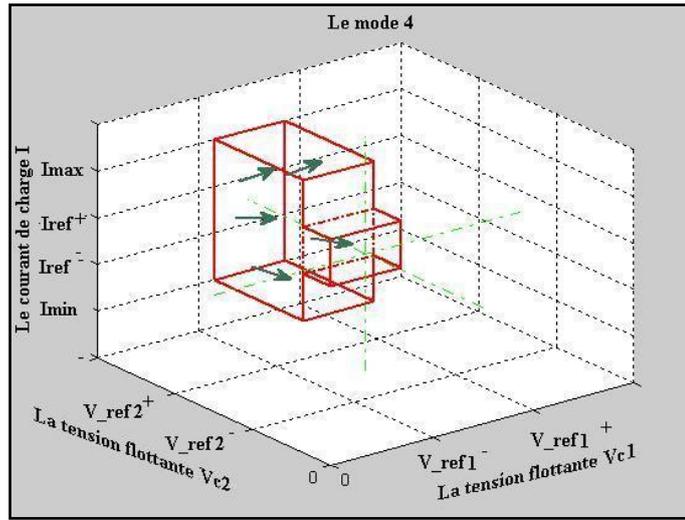


Figure II.46: espace d'état du mode q4

Il est remarqué que le mode q_4 atténue de la source flottante V_{C2} et maintient celle aux bornes du condensateur C_1

5°) Invariance du mode (q5)

$$X(q_5) = \{x \in R^3 : [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (V_{C2} \leq V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \}$$

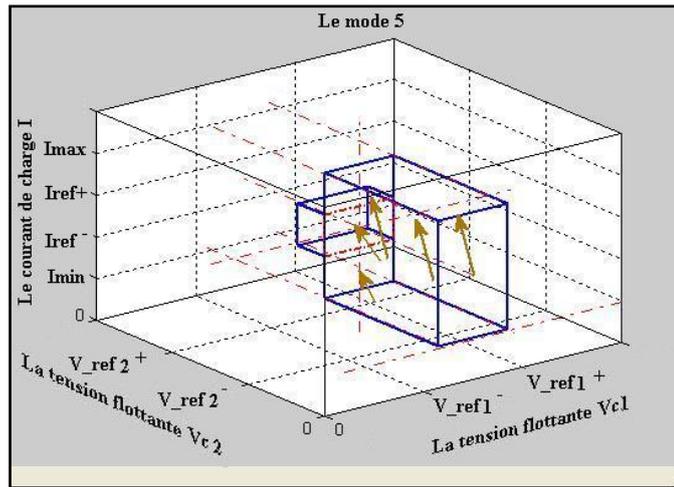


Figure II.47 : espace d'état du mode q5

En ce mode q_5 la tension flottante V_{C_2} sera amplifiée et la tension flottante V_{C_1} est maintenue

6°) Invariance du mode (q6)

$$X(q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} \geq V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} \leq V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \}$$

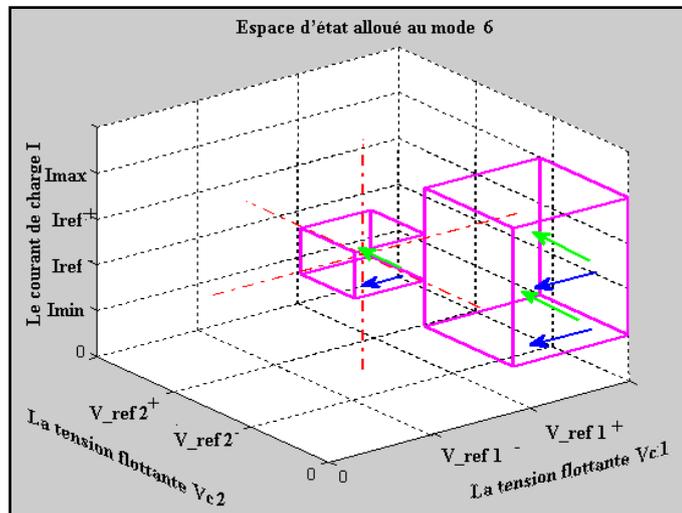


Figure II.48 : espace d'état du mode q6

Le mode q_6 est complémentaire au mode q_3 , d'une part il apaise la tension aux bornes du condensateur C_1 , et d'une autre part il développe la tension aux bornes du condensateur C_2 .

7°) Invariance du mode (q7)

$$X(q_7) = \left\{ x \in R^3 : [(V_{C1} \leq V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} \leq V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \right\}$$

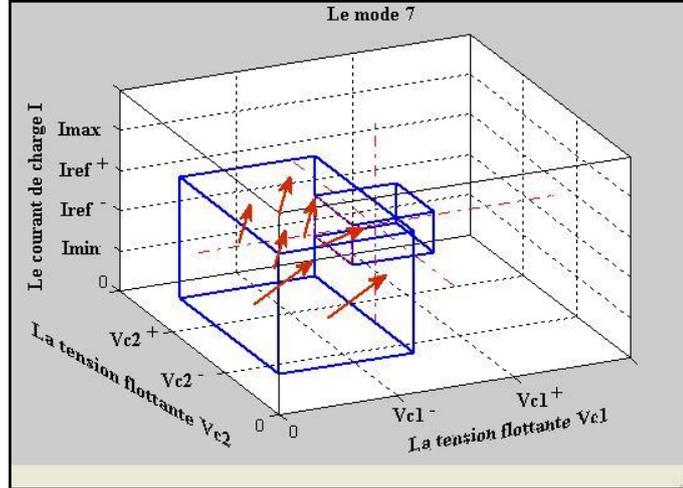


Figure II.49: espace d'état du mode q7

Le mode q_7 donne de l'importance au condensateur C_1 et garde la valeur de la tension flottante V_{C2} .

8°) Invariance du mode (q8)

$$X(q_8) = \left\{ x \in R^3 : [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (I < I_{ref}^+)] \vee [I < I_{min}] \right\}$$

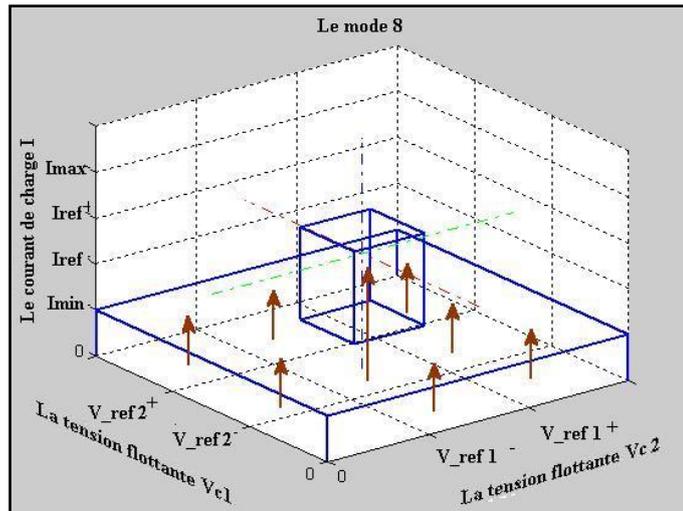


Figure II.50: espace d'état du mode q8

Le mode q_8 est un développeur de courant de charge en exponentiel, par contre les tensions flottantes V_{C1} et V_{C2} restent planter à leurs valeurs. Ce mode serre surtout au décollage du système et au relâchement.

II.4.3 Les transitions entre les différents modes

Les transitions sont consenties à l'extérieur de la zone d'équilibre, lorsqu'ils révièrent la règle de l'adjacence des espaces d'états.

Les ensembles de transitions sont définis par :

$$E = \{T(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, \dots, 8\}$$

$$T(q_1, q_2) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^-) \wedge (I_{ref}^+ < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_1, q_3) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{ref}^+ < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_1, q_4) = \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{ref}^+ < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_1, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{ref}^+ < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_1, q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{ref}^+ < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_1, q_7) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I_{ref}^+ < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_2, q_1) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^-) \wedge (I > I_{max})] \}$$

$$T(q_2, q_4) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_2, q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_2, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$$

$$T(q_3, q_1) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I > I_{max})] \}$$

$$T(q_3, q_4) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \}$$

$$T(q_3, q_7) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_3, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]\}$$

$$T(q_4, q_1) = \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I > I_{\max})]\}$$

$$T(q_4, q_2) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_4, q_3) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_4, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]\}$$

$$T(q_5, q_1) = \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I > I_{\max})]\}$$

$$T(q_5, q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_5, q_7) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_5, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)]\}$$

$$T(q_6, q_1) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I > I_{\max})]\}$$

$$T(q_6, q_2) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_6, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_6, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)]\}$$

$$T(q_7, q_1) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I > I_{\max})]\}$$

$$T(q_7, q_3) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_7, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max})]\}$$

$$T(q_7, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]\}$$

$$\begin{aligned}
T(q_8, q_2) &= \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{ref}^-)] \} \\
T(q_8, q_3) &= \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{ref}^-)] \} \\
T(q_8, q_4) &= \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} > V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{ref}^-)] \} \\
T(q_8, q_5) &= \{x \in R^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{ref}^-)] \} \\
T(q_8, q_6) &= \{x \in R^3 : [(V_{C1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{ref}^-)] \} \\
T(q_8, q_7) &= \{x \in R^3 : [(V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{ref}^-)] \}
\end{aligned}$$

Remarque 2.4

Les transitions parmi des modes suivantes ne sont pas admises à l'extérieur de la zone d'équilibre, dû au non respect à la règle de l'adjacence des espaces d'états.

Les changements brusques des variables d'état provoquent les phénomènes de surtension ou bien de surintensité.

$$\begin{aligned}
&T(q_1, q_8), T(q_8, q_1), T(q_2, q_3), T(q_3, q_2), T(q_2, q_5), T(q_5, q_2), T(q_2, q_7), T(q_7, q_2), \\
&T(q_3, q_5), \\
&T(q_5, q_3), T(q_3, q_6), T(q_6, q_3), T(q_4, q_5), T(q_5, q_4), T(q_4, q_6), T(q_6, q_4), T(q_4, q_7), \\
&T(q_7, q_4),
\end{aligned}$$

Les conditions initiales du système sont favorisées par:

$$Init = \{q_8\} \times \{X \in R^3 : (V_{C1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} < V_{c2ref}^-) \wedge (I < I_{\min}) \}$$

II.5 Conclusion

Les convertisseurs à deux ou à trois cellules peuvent s'écrire sous une forme hybride, vu qu'ils possèdent des variables continues et un état discret dû aux différents interrupteurs. Ce chapitre est consacré à leur modélisation et leur analyse. Chaque sous-système, correspondant à un mode opératoire, a été analysé à part et l'espace d'état alloué à chacun d'eux a été validé. Puis, nous avons distingué le principe d'adjacence des surfaces d'état en établissant des règles de transitions entre les différents modes. La partie commande sera traitée dans le prochain chapitre.

Chapitre III

Commande des Convertisseurs Multicellulaires à base de la théorie de Lyapunov et par modes glissants

Chapitre III

Commande des convertisseurs multicellulaires à base de la théorie de Lyapunov et par modes glissants

Après la modélisation et l'analyse du système, nous nous intéresserons dans ce chapitre à la commande robuste appropriée en se servant du concept de stabilité de Lyapunov et de la technique des modes glissants. Une application sur des convertisseurs pré analysés sera faite, par simulation. Les performances dynamiques seront examinées et comparées pour les convertisseurs à deux cellules à trois cellules.

III.1 Introduction

La branche de l'Automatique qui étudie les modèles incertains (incertitudes paramétriques ou non paramétriques) est appelée commande robuste. Le problème de synthèse est de choisir une loi de commande garantissant la stabilité et optimisant les performances dynamiques du système.

La commande des systèmes hybrides pose des problèmes liés à l'interaction entre les états discrets et les états continus. Seuls quelques systèmes hybrides admettent des solutions analytiques.

En effet, la théorie de Lyapunov permet d'exprimer naturellement le problème des SDH. La commande par modes glissants peut en servir pour la synthèse d'une loi de commande.

III.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.

III.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

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

où $f : \Omega \subset \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ est une fonction localement lipchitzienne et Ω est un ouvert de \mathbb{R}^n .

Formellement, les points d'équilibre x^* représentent les racines réelles de l'équation $f(x) = 0$.

Définition 3.1 [KHA 55] :

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

- stable si :

$$\forall \varepsilon > 0 \quad \exists \quad \delta = \delta(\varepsilon) > 0 \quad \text{tel que:}$$

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

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

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

- exponentiellement stable s'il existe trois réels positifs c , K et λ tels que

$$\forall \|x(0) - x^*\| < c, \|x(t) - x^*\| < K \|x(0) - x^*\| e^{-\lambda t}; \quad (III.4)$$

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

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

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

III.2.2 La théorie de Lyapunov

Le concept de stabilité est étroitement lié à la théorie de stabilité au sens de Lyapunov. Cette théorie établit le fait que les systèmes dont la trajectoire est attirée vers un point d'équilibre asymptotiquement stable perdent progressivement de l'énergie, de façon monotone.

Lyapunov généralise la notion d'énergie en utilisant une fonction $V(x)$ qui dépend de l'état du système. Cette fonction est souvent une norme scalaire. Les principaux théorèmes en temps continu, très souvent utilisés pour l'analyse de stabilité, sont donnés comme suit :

Théorème 3.1 [KHA 55]

Considérons le système non linéaire (III.1)

avec l'origine ($x^* = 0 \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$) comme un point d'équilibre.

S'il existe une fonction $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, qui admet des dérivées partielles continues et deux fonctions α et β de classe K (voir la note 1) telles que :

$$\alpha(\|x\|) \leq V(x) \leq \beta(\|x\|), \forall x \in \Omega \subset \mathbb{R}^n \quad (III.6)$$

L'origine du système est

- stable si

$$\frac{dV(x)}{dt} \leq 0, \forall x \in \Omega, x \neq 0; \quad (III.7)$$

- asymptotiquement stable s'il existe une fonction φ de classe K telle que :

$$\frac{dV(x)}{dt} \leq -\varphi(\|x\|), \forall x \in \Omega, x \neq 0; \quad (III.8)$$

- exponentiellement stable s'il existe quatre constantes positives $\bar{\alpha}, \bar{\beta}, \gamma, P$ telles que :

$$\alpha(\|x\|) = \bar{\alpha}\|x\|^P, \beta(\|x\|) = \bar{\beta}\|x\|^P, \varphi(\|x\|) = \gamma\|x\|, \forall x \in \Omega, x \neq 0; \quad (III.9)$$

Note 1 : Une fonction $\varphi : [0, a[\rightarrow [0, \infty[$ est dite de classe K , si elle est strictement croissante et $\varphi(0) = 0$. Elle est de classe K_∞ si $a = \infty$ et $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = \infty$.

Définition 3.2:

La fonction $V(x)$ qui vérifie le Théorème 1 est appelée fonction de Lyapunov pour le système.

Remarque 1.1:

Les propriétés énoncées dans ces théorèmes sont locales. Elles deviennent globales $\Omega = \mathbb{R}^n$ si les fonctions choisies sont de classe K_∞ .

Remarque 1.2:

Dans le cas, la relation (I.6) est linéaire. Le point d'équilibre candidat est $x = 0$. En choisissant $V(x) = x^T . P . x$ avec $P = P^T > 0$, la condition de stabilité s'écrit alors $x^T . (A^T . P + P . A) . x < 0$ pour $x \neq 0$, ce qui s'écrit aussi $A^T . P + P . A < 0$ et qui signifie que toutes les valeurs propres (réelles) de la matrice symétrique $A^T . P + P . A$ sont strictement négatives.

La stabilité quadratique peut ainsi se caractériser par un système de LMI dont l'inconnue est la matrice symétrique P :

$$P > 0 \quad \& \quad A^T . P + P . A < 0 \quad (III.10)$$

Le problème de stabilité des systèmes à commutation est complexe et intéressant. L'exemple de systèmes asymptotiquement stables qui, par une séquence de commutations,

donnent lieu à un comportement instable, est bien connu. Le cas des systèmes instables qui, grâce à une loi de commutation particulière, donnent lieu à un comportement stable est aussi remarquable. L'article de référence dû à Liberzon et Morse [Lib63] énumère quelques problèmes de stabilité pour le cas des systèmes à commutation autonomes

III.2.2.1 Fonction de Lyapunov quadratique commune

Dans ce qui suit nous n'allons discuter que la fonction de Lyapunov comme outil de stabilité, cela signifie que la stabilité des systèmes à commutation implique l'existence d'une fonction de Lyapunov commune pour l'ensemble des sous-systèmes.

Cependant, d'un point de vue pratique, il est très difficile de vérifier les critères proposés par le théorème précédent.

En général, la recherche numérique d'une fonction de Lyapunov $V(x) = x^T . P . x$ n'est pas aisée.

Cette difficulté a conduit plusieurs auteurs à limiter leur recherche à proposer une fonction qui remplit les critères de Lyapunov par définition :

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

$$V(x) = x^T . P . x \quad (III.11)$$

La matrice Q est la matrice des éléments passifs :

$$P = \text{diag}(C_1, \dots, C_2, L) \quad (III.12)$$

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

A l'origine, la fonction est nulle $V(0) = 0$. V est de classe C^1 . Elle est positive pour toute les valeurs de Δx (donc de la fonction de V est globalement définit positive), et pour que la condition sur sa dérivée $\frac{dV(x)}{dt} < 0$ soit vérifiée, un ouvert $\Omega \subset R^n$ doit être bien choisi.

Lorsque le sous-système i est actif pendant un séjour temporel $[t_i, t_{i+1}]$.

- Le choix de ce mode est fondé sur le contexte de la décroissance de la fonction de Lyapunov aux instants successifs

- La sélection du mode stable sera le mode le plus rapide qui est caractérisé par sa la valeur de la fonction de Lyapunov la plus mince.

III.2.2.2 Fonctions de Lyapunov multiples

Nous avons énoncé précédemment plusieurs critères de stabilité basés sur une fonction de Lyapunov quadratique commune. Toutefois, l'existence de cette dernière n'est qu'une condition suffisante pour la stabilité. Dans [DAY 01], il est démontré analytiquement que l'on peut avoir des systèmes commutés qui sont stables et pour lesquels il n'existe pas de fonction de Lyapunov quadratique commune. Ce résultat a déterminé la communauté scientifique à chercher d'autres types de fonctions de Lyapunov. On retrouve dans la littérature plusieurs fonctions de Lyapunov qui peuvent être regroupées, d'une manière générale, sous le nom de fonctions de Lyapunov multiples. Les fonctions de Lyapunov multiples désignent une famille de fonctions sous la forme.

$$V(x) = x^T . P(q, x) . x \quad (III.13)$$

Dont la matrice de Lyapunov peut dépendre du vecteur d'état ou de la loi de commutation. La concaténation de ces fonctions détermine une seule fonction de Lyapunov commune, non quadratique.

III.2.2.3 Principe d'invariance de Lasalle.

Il arrive souvent que l'on trouve une fonction de Lyapunov dont la dérivée est seulement semi définie négative, ce qui ne permet pas de conclure à la stabilité asymptotique en appliquant le théorème précédent. La difficulté provient notamment de ce que, en analysant la fonction $V(x)$, on n'exploite pas le fait que les différentes variables d'état X_i ne sont pas indépendantes mais sont reliées par les équations de la dynamique du système. Lasalle a étudié cette question en détail et a formulé un principe d'invariance qui permet d'analyser la stabilité asymptotique des équilibres dans le cas d'une fonction $V(x)$ semi définie négative.

Théorème 2

Considérons le système non linéaire (III.1)

avec l'origine ($x^* = 0 \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$) comme un point d'équilibre.

Le point d'équilibre x^* est asymptotiquement stable si il existe une fonction

$V(x) : \Omega \rightarrow \mathbb{R}$: continûment différentiable ayant les propriétés suivantes :

- $V(x) > V(x^*), \forall x \neq x^*$ dans Ω ($V(x)$ est minimum en x^*) ;
- $\frac{dV(x)}{dt} \leq 0, \forall x \in \Omega$; (III.14)
- L'ensemble $S \subset \Omega$ tel que : $\frac{dV(x)}{dt} = 0$, ne contient pas de trajectoire du système autre que $x(t) = x^*$

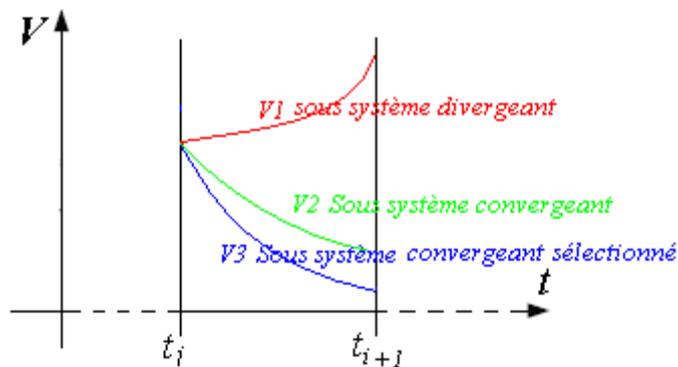


Figure III.1. : Fonction de Lyapunov pour les différents modes

La figure III.1. Synthétise la sélection du mode au sens de Lyapunov pendant un séjour d'une commutation.

III.3 Commande par modes glissants

III.3.1 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.

III.3.2 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 [AIM 01].

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 : $X = (V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{p-1}}, I_L)^T$ associé 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_o (Figure III.5).

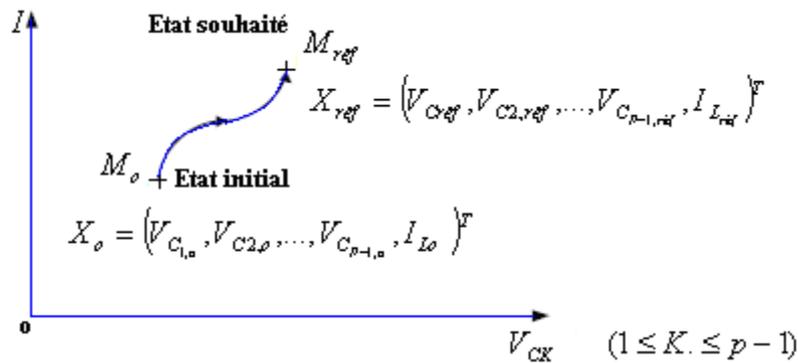


Figure III.2 - Représentation de l'état énergétique du convertisseur multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions.

Pour atteindre le point M_{ref} à partir du point M_o , 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.

III.3.3 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 quelque soit l'effet voulu contrairement à une correction P.I.D.

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

III.4 Commande d'un convertisseur à deux cellules

III.4.1. Synthèse de la commande

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

Théorème [Ben 02]

Supposons le système d'un convertisseur à deux cellules, l'initialisation peut se faire de tout point de l'espace d'état, n'importe quel mode est candidat d'être au démarrage, nous cédonc ce système sous la commande des règles de transitions entre les modes et qui allouent un espace d'état pour chaque un d'eux.

Toutes les trajectoires convergent vers une région souhaitée C qui est globalement attractive et invariable.

Démonstration

La bande A est définis comme suit :

$$A = \{x \in R^2 : I_{cref}^- \leq I \leq I_{cref}^+ \}$$

La bande A est globalement attractive pour les modes q2 & q4

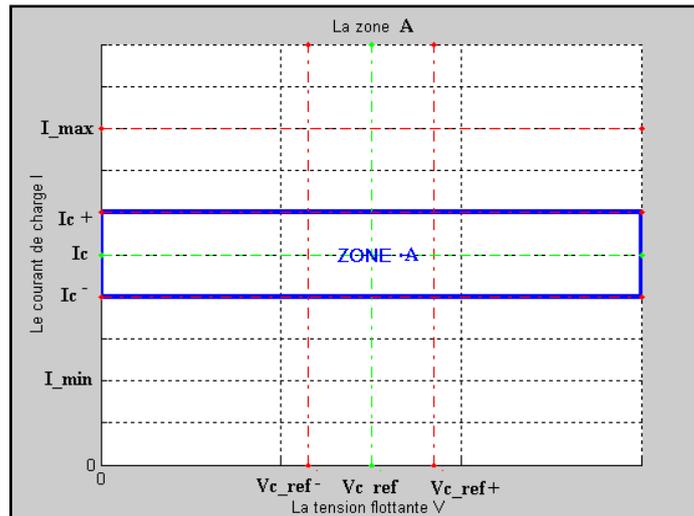


Figure III.3 : La bande d'attraction A

La bande B est définis par :

$$B = \{x \in R^2 : V_{c_{ref}}^- \leq V_c \leq V_{c_{ref}}^+\}$$

La bande B est globalement attractive pour les modes q1 et q3

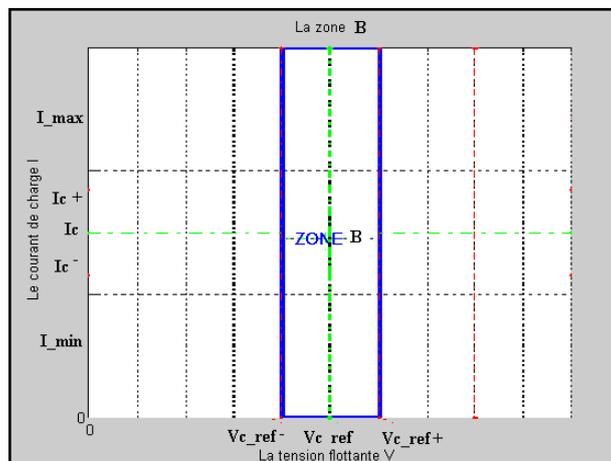


Figure III.4: La bande d'attraction B

La zone d'équilibre C est définie par l'intersection des deux bandes A et B.

$$C = \{x \in (A \cap B)\} \quad \text{La zone C est globalement attractive et invariante.}$$

Dans d'autres termes, cette commande est robuste, elle garantie la pratique du point de référence (V_{ref}, I_{ref}) .

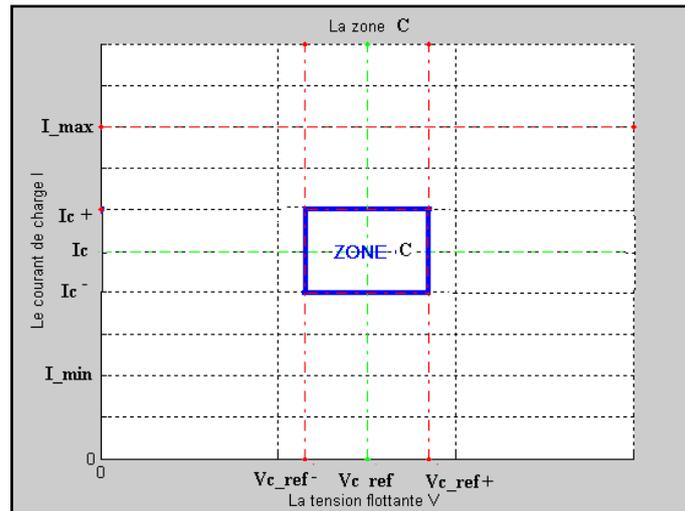


Figure III.5 : La zone d'attraction référentielle

1°) Mode $q = q1$

Hormis la zone d'équilibre ce mode est conservé tant que la tension V_c n'amoindrit pas au dessous de $V_{c_{ref}}^+$, ou que le courant I ne dépasse pas I_{max} .

Ainsi en ce mode, il y'a deux droites de commutations :

1) $I_1 = I_{max}$:

Autours de cette droite, on commute entre les deux modes q_1 et q_4 comme il apparaisse le fait de glissement entre ces deux modes :

$$\lim_{I \rightarrow I_{max}} (I - I_{max}) \cdot \frac{dI}{dt} < 0 \quad \& \quad V_c \rightarrow \text{constante}$$

$$\lim_{I \leftarrow I_{max}} (I - I_{max}) \cdot \frac{dI}{dt} > 0 \quad \& \quad V_c \rightarrow \text{diminuer}$$

Cela dure jusqu'à ce que $V_c < V_{c_{ref}}^+$, c'est le mode q_4 qui sera opérationnel et la trajectoire converge vers a zone d'attraction C

2) $V_c = V_{c_{ref}}^+$:

Autours de cette droite, on commute entre les modes q_1 et q_4 si $I \geq I_{ref}^+$ d'une part entre les modes q_1 et q_2 d'une autre part si $I \leq I_{ref}^-$ et dans les deux cas les modes q_2 et q_4 la trajectoire est attiré vers la zone d'équilibre C.

- En dedans la zone d'équilibre C, on définit la fonction de Lyapunov commune

$$V = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_c - V_{cref})^2 + \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I - I_{ref})^2$$

V est une fonction quadratique et on peut la récrire sous la forme suivante :

$$V = (V_c - V_{cref} \quad I - I_{cref}) \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \cdot C & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \cdot L \end{pmatrix} \cdot (V_c - V_{cref} \quad I - I_{cref})^T$$

$$P = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \cdot C & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \cdot L \end{pmatrix}; P \text{ est une matrice de pondération pour équilibrer l'importance des}$$

variations.

$V \geq 0$; Lorsque les variables d'état atteignent leur référence $V = 0$

sa dérivée est : $\dot{V} = -L \cdot (I - I_{ref}) - C \cdot (V_c - V_{cref})$

Pour $\dot{V} < 0$ & le système converge.

2°) Mode q = q2

En dehors de la zone d'équilibre C, ce mode est maintenu tant que le courant n'atteint pas

$$I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta I$$

- En dedans la zone d'équilibre C, la fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_c - V_{cref})^2 + \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I - I_{ref})^2$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov

$$\dot{V} = R \cdot (I - I_{ref}) \cdot (E - I \cdot R)$$

sur X_{q2} , alors $\dot{V} < 0 \Leftrightarrow$ le système converge.

3°) Mode q=q3

Hors la zone d'équilibre ce mode est soutenu tant que la tension V_c n'atteint pas V_{cref}^- , ou que le courant I ne dépasse pas sa valeur maximale I_{max} .

Ainsi en ce mode, il y'a deux droites de commutations :

$$1) I_3 = I_{max} :$$

Autours de cette droite, le système glisse entre les deux modes q_3 et q_4

$$\lim_{I \rightarrow I_{max}} (I - I_{max}) \cdot \frac{dI}{dt} < 0 \quad \& \quad V_c \rightarrow \text{constante}$$

$$\lim_{I \leftarrow I_{max}} (I - I_{max}) \cdot \frac{dI}{dt} < 0 \quad \& \quad V_c \rightarrow \text{accroit}$$

Cela dure jusqu'à ce que : $V_c > V_{cref}^-$, c'est le mode q4 qui prend la charge de mener la trajectoire vers a zone de convergence **C**

$$2) V_c = V_{cref}^- :$$

Autours de cette droite, on commute vers les modes q_2 et q_4 si $I \geq I_{ref}^+$ d'une part entre les modes q_3 et q_2 d'une autre part si $I \leq I_{ref}^-$ et dans les deux cas les modes q2 et q4 la trajectoire est attiré vers la zone d'équilibre **C**

Par symétrie, la trajectoire a les mêmes propriétés que dans le mode $q1$ et donc converge vers la zone **C**.

- En dedans la zone d'équilibre **C**, la dérivée de la fonction de Lyapunov est

$$\dot{V} < 0 \Leftrightarrow \text{le système converge.}$$

4°) Mode q=q4

En dehors de la zone d'équilibre **C**, ce mode est maintenu tant que le courant n'atteint pas

$$I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta I$$

En dedans de la zone d'équilibre **C**,

$$\dot{V} = -R.I \cdot (I - I_{ref})$$

pour : $I > I_{ref}$ & $\forall V_C$, $\dot{V} < 0$ & le système converge.

Nous pouvons aboutir à la conclusion suivante que, quelque soit les variables d'états initiales, la trajectoire converge toujours vers la zone d'équilibre C, ce qui nous amène à montrer que C est invariable.

III.4.2 L'algorithme de commande

Nous proposons l'algorithme de commande suivant :

Début

Déterminer les valeurs $\{E, C, R, L\}$ du système.

Repérer les variables d'état de référence (I_{ref}, V_{ref})

Initialiser le système : C'est le mode q_2 qui déclenche le système

Etiquette

% les variables d'états séjournent en dehors de la zone d'équilibre

Tant que $[(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge |I - I_{ref}| \leq \Delta_i]$

Vérifier la règle de transition du mode antérieur vers le mode q1

Opérer le Mode q1

Fin tant que

Tant que $[(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (I \leq I_{ref}^+)] \vee [I \leq I_{min}]$

Vérifier la règle de transition du mode antérieur vers le mode q2

Opérer le Mode q2

Fin tant que

Tant que $[(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge |I - I_{ref}| \leq \Delta_i]$

Vérifier la règle de transition du mode antérieur vers le mode q3

Opérer le Mode q3

Fin tant que

Tant que $[(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (I > I_{ref}^-)] \vee [I \geq I_{max}]$

Vérifier la règle de transition du mode antérieur vers le mode q4

Opérer le Mode q4

Fin tant que

% les variables d'états séjournent en dedans de la zone d'équilibre

Tant que $\{(I_{cref}^- \leq I \leq I_{cref}^+) \text{ et } (V_{cref}^- \leq V_C \leq V_{cref}^+)\}$

Calculer les valeurs de la fonction de Lyapunov pour tous les modes

V_i **Lequel l'indice i** $i = 1, \dots, 4$

Chercher la fonction la plus décroissante : $V = \min\{V_i, i = 1, \dots, 4\}$

Sélectionner le mode alloué q_i **à la fonction** V_i

Fin tant que

Retourner à Etiquette

FIN

III.4.3 Résultats et commentaires

La simulation est un moyen très efficace qui permet de prévoir le comportement du système placé dans des conditions plus variées que celles offertes par l'expérimentation et par conséquent de mieux exploiter le système réel. Vis à vis des problèmes de non linéarité qui caractérisent les convertisseurs multicellulaires.

Une multitude d'algorithmes utilisant ces méthodes numériques sont disponibles. Ils permettent de représenter n'importe quel système hybride et de le simuler. Les plus connus sont : Simulink combiné avec Stateflow, Scicos, Omola, Dymola, Modelica et HyBrSym, et une nouvelle boîte à outil de multiparamétrique de Matlab.

Dans notre cas nous avons édité un programme avec le software Matlab (version 2010), de part sa simplicité d'utilisation sa puissance de calcul et de visualisation. Le recours à la programmation dû fait que les convertisseurs multicellulaires peuvent être résolus analytiquement, chaque mode est un SLI, les surfaces d'état sont définies et les règles de transitions sont déterminées.

Les paramètres du système sont :

$$L = 0.5mH ; R = 10\Omega ; C = 40\mu F ;$$

$$E = 1500V ; V_{ref} = E/2 ; I_{ref} = 60A ;$$

$$I_{max} = 80A ; I_{min} = 20A ; \Delta I = 5A ; \varepsilon = 20V ;$$

$$T = 10^{-6}s \quad (\text{période de séjour de chaque commutation})$$

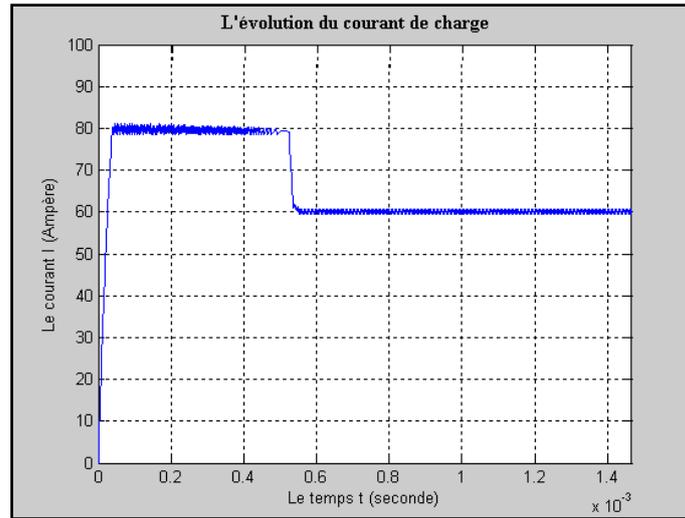


Figure III.6 Evolution du courant de charge.

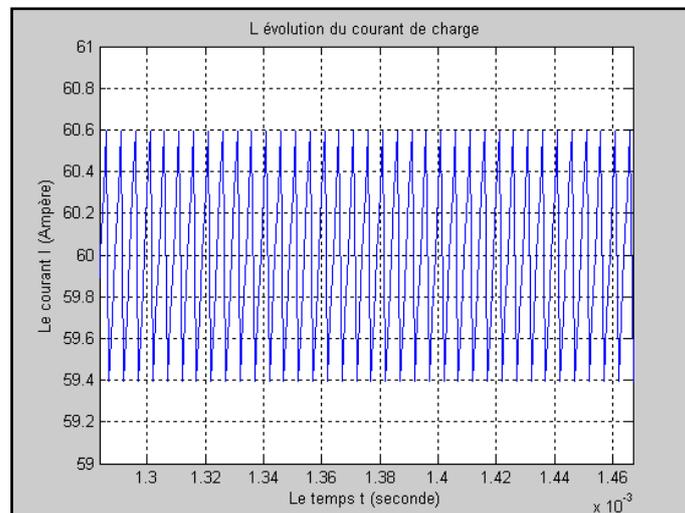


Figure III.7 Evolution du courant de charge en phase permanente

Les figures III.6 & III.7 exposent l'évolution du courant de charge ; au départ le courant est nul puis il atteint la valeur maximale très rapidement et séjourne aux alentours de cette valeur maximale jusqu'à ce que la tension flottante atteigne la valeur de référence, à cet instant le courant est maintenu à sa consigne mais avec une faible ondulation en dessous de 1%.

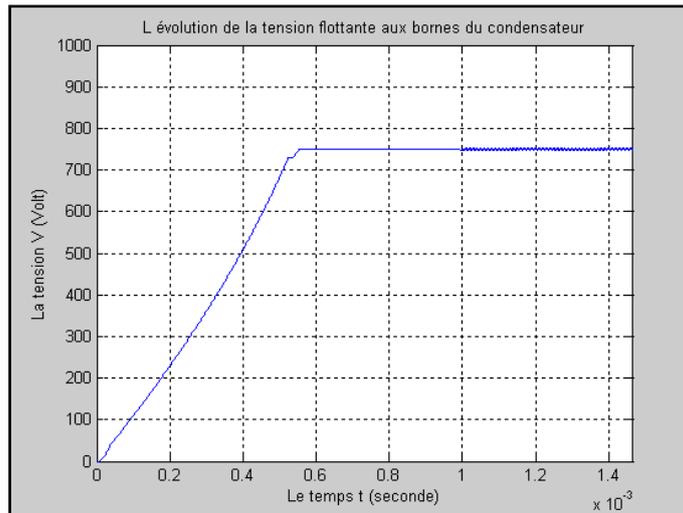


Figure III.8 : Evolution de la tension flottante V_C

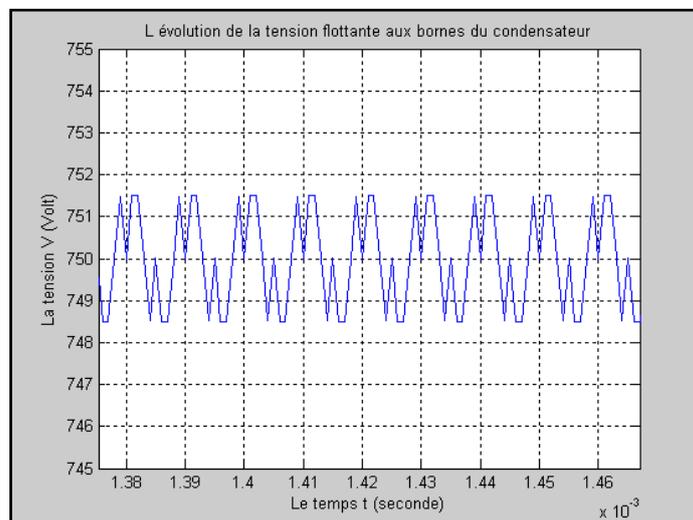


Figure III.9: Evolution de la tension flottante en phase permanente V_C

La tension flottante passe d'abord par une phase transitoire (figure III.8) démarre de zéro et progresse délicatement jusqu'à la valeur de consigne, et en phase permanente (la figure III.9). La tension n'est pas stabilisée mais elle est de valeur moyenne adéquate.

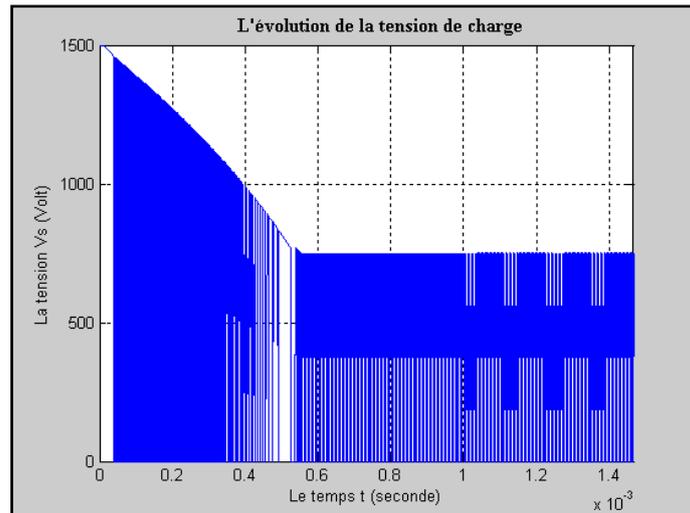


Figure III.10 : Evolution de la tension de sortie V_S

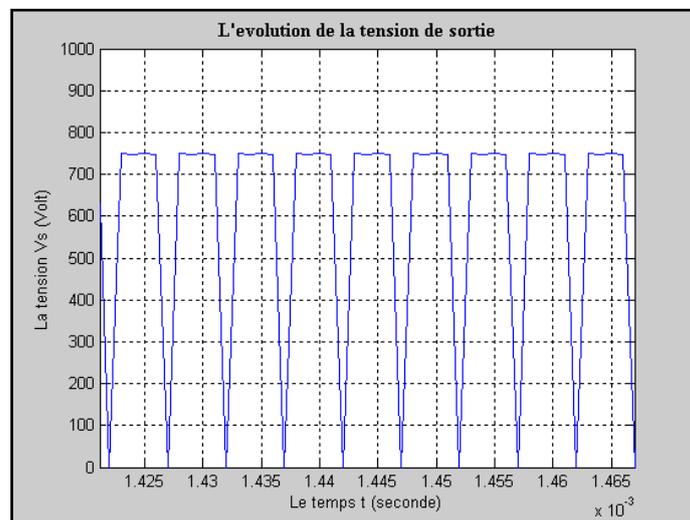


Figure III.11 : Evolution de la tension de sortie V_S en phase permanente

En revanche la tension de sortie est déclenché avec la valeur maximale et permute de valeur subséquent la transition des états cela dure jusqu'à la phase permanente ou on observe un renversement entre deux niveaux : la valeur référentielle au bornes du condensateur ou c'est zéro.

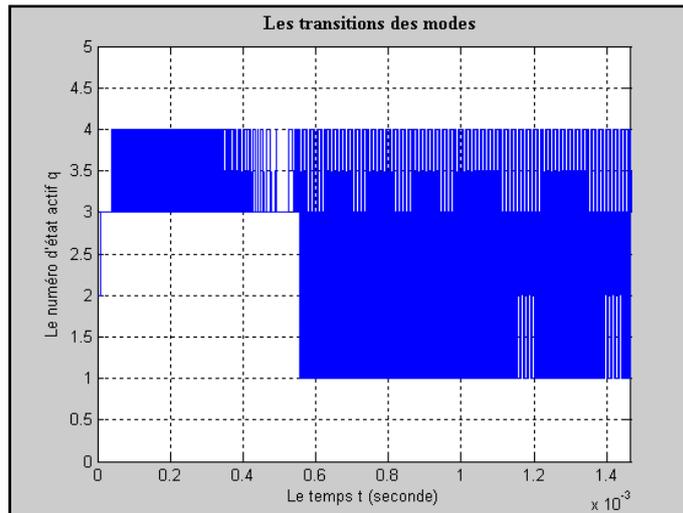


Figure III.12 : Les transitions des modes

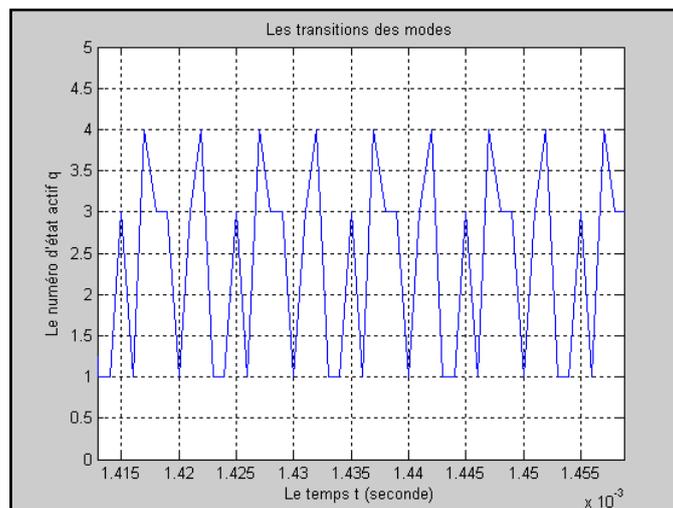


Figure III.13 : Les transitions des modes en régime permanent

Le système débute avec le mode q2 (figure III.12) jusqu'ou le courant dépasse la valeur seuil, puis il passe au mode q3 dont la tension flottante progresse avec une allure moins croissante que celle du courant. Au moment ou la valeur maximale tolérée est franchie le système patine entre deux mode q4 & q3, ce phénomène demeure jusqu'à l'instant ou la tension flottante accède l'intervalle référentiel, là c'est le mode q4 qui est opérationnel et emmène le courant vers la valeur référentielle. A ce stade le système sélectionne à chaque commutation le mode qui approchera les variables d'états de leurs références (figure III.13). En phase permanente tous modes sont présent a part le mode de démarrage q2 et pour chaque commutation c'est le mode le plus économe qui est distingué.

III.5 Commande d'un convertisseur à trois cellules

III.5.1. Synthèse de la commande

L'optique toujours est de maintenir les tensions flottantes V_{C1} V_{C2} et le courant de charge I autour de leurs valeurs de références.

Dans cette partie, nous établissons les ensembles d'invariance et les transitions prédéfinies permettent d'assurer cet objectif [BEN 06].

Théorème : [BEN 06]

Supposons le système d'un convertisseur à trois cellules, l'initialisation peut se faire de tout point de l'espace d'état, n'importe quel mode est candidat d'être au démarrage ce système est autonome, il est cédé à l'égide de la commande bâtie sur la base des règles de transitions entre les différents modes et qui allouent un espace d'état pour chaque un d'eux. Toutes les trajectoires convergent vers une région d'équilibre qui est globalement attractive et invariable.

Démonstration

Après la validation de chaque espace d'état alloué à chaque mode et avant de démontrer la convergence vers la zone d'équilibre.

On définit les espaces d'état suivants :

$$A = \left\{ x \in \mathbb{R}^3 : [(V_{c1ref}^- < V_{C1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2ref}^- < V_{C2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \right\}$$

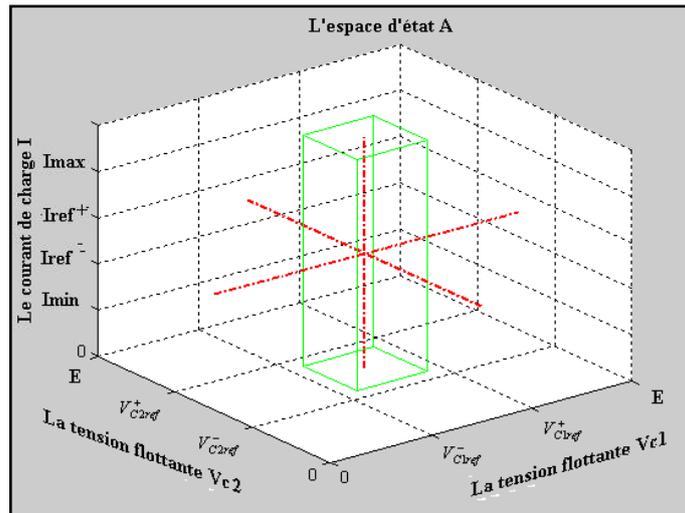


Figure III.14: L'espace d'état A.

- Tout vecteur d'état $X \in A$ est attiré par la zone d'équilibre, canalisé par le mode q1 ou bien le mode q8
- Les modes q4 et q5 poussent les variables d'état vers l'espace d'état A.
- Le mode q2 conduit à son tour les variables d'états et les attribue au mode q4 ou bien à l'espace d'état A.
- Le mode q7 est un canal des variables d'états vers le mode q5 ou bien vers l'espace d'état A.
- Le mode q3 également canalise les variables d'états vers un espace contrôlé par le mode q4 ou q7.
- Le mode q6 guide les variables d'états et les attribue au mode q2 ou bien q5.

Remarque 2.5

- Le mode q8 est initiateur et précède le mode q7.
- Tout passage d'un mode vers un autre précité est dicté par les règles de la commande, passe fatalement par un glissement avec le mode q1 afin de dominer la valeur pic du courant I_{\max} .

Nous pouvons conclure que cette commande par modes glissants est convergente, elle garantit la pratique du point de référence.

En dedans de la zone d'équilibre

La convergence vers la référence est garantie par une fonction de Lyapunov :

Une fonction de Lyapunov commune est proposée comme suit :

$$V = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot (V_{c1} - V_{cref1})^2 + \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot (V_{c2} - V_{cref2})^2 + \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I - I_{ref})^2$$

V est une fonction quadratique et on peut la récrire sous la forme suivante :

$$V = (X - X_{ref}) \cdot Q \cdot (X - X_{ref})^T$$

$$\text{Avec: } X = \begin{pmatrix} V_{C1} & V_{C2} & I \end{pmatrix}^T$$

$$X_{ref} = \begin{pmatrix} V_{C1ref} & V_{C2ref} & I_{ref} \end{pmatrix}^T$$

Et

$$P = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \cdot C_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \cdot C_2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} \cdot L \end{pmatrix}$$

P est une matrice de pondération pour équilibrer l'importance des variations.

$$V \geq 0 ;$$

Quand les variables d'état atteignent leur référence : $X = X_{ref} \Leftrightarrow V = 0$

La sélection du mode se fera sur la base de la théorie de la fonction de Lyapunov, le mode dont sa fonction de Lyapunov est la plus minime est opté et c'est à lui qui aura la mission de conduire les variables vers leurs références

III.5.2. L'algorithme de commande d'un convertisseur à trois cellules :

Début

Déterminer les valeurs $\{E, C_1, C_2, R, L\}$ du système :

Repérer les variables d'état $(I_{ref}, V1_{ref}, V2_{ref})$

Initialiser le système : C'est le mode q_8 par défaut qui déclenche le système

Etiquette

Si les variables d'états séjournent en dehors de la zone d'équilibre

Tant que $[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (I > I_{ref}^-)] \vee [I \geq I_{max}]$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q1

Fin tant que

Tant que $[(V_{C1} \geq V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} \geq V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee$

$[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)]$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q2

Fin tant que

Tant que $[(V_{C1} \leq V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} \geq V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee$

$\{ [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \}$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q3

Fin tant que

Tant que $[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (V_{C2} \geq V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee$

$\{ [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)] \}$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q4

Fin tant que

Tant que $[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (V_{C2} \leq V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee$

$[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)]$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q5

Fin tant que

Tant que $[(V_{C1} \geq V_{c1ref}^+) \wedge (V_{C2} \leq V_{c2ref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee$

$[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)]$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q6

Fin tant que

Tant que $[(V_{C1} \leq V_{c1ref}^-) \wedge (V_{C2} \leq V_{c2ref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee$

$$[(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta_i)]$$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q7

Fin tant que

$$\mathbf{Tant\ que} [(|V_{c1} - V_{c1ref}| \leq \varepsilon) \wedge (|V_{c2} - V_{c2ref}| \leq \varepsilon) \wedge (I < I_{ref}^+)] \vee [I < I_{min}]$$

Vérifier la règle de transition. Opérer le Mode q8

Fin tant que

Si non (les variables d'états séjournent en dedans de la zone d'équilibre)

$$\mathbf{Tantque} [(V_{c1ref}^- < V_{c1} < V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2ref}^- < V_{c2} < V_{c2ref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{ref}^+)]$$

Calculer les valeurs de la fonction de Lyapunov pour tous les modes

V_i Lequel l'indice $i = 1, \dots, 8$

Chercher la fonction la plus décroissante : $V = \min\{V_i, i = 1, \dots, 8\}$

Sélectionner le mode alloué q_i

Fin tant que

Retourner à Etiquette

FIN

III.5.3 Résultats de la simulation et commentaires

Les paramètres du convertisseur de puissance à trois cellules sont :

$$L = 0.5mH ; R = 10\Omega ; C_1 = 40\mu F ; C_2 = 40\mu F$$

$$E = 1500V ; V_{ref1} = E/3 ; V_{ref2} = 2.E/3 ; I_{ref} = 60A ;$$

$$I_{max} = 80A ; I_{min} = 20A ; \Delta I = 5A ; \varepsilon = 20V ;$$

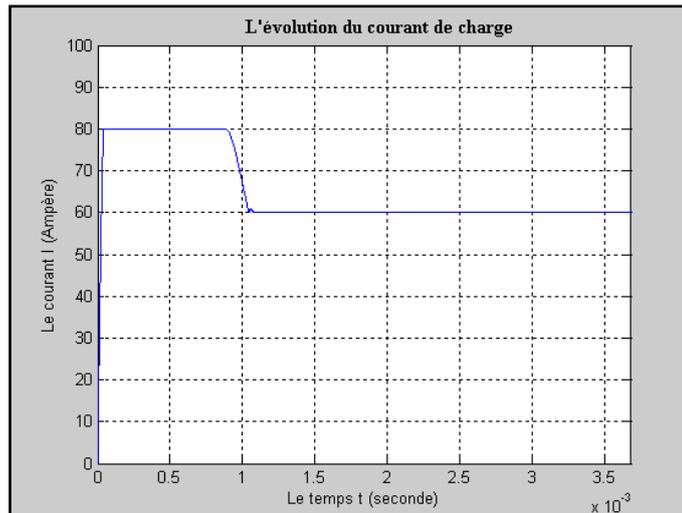


Figure III.15 : Evolution du courant de charge I

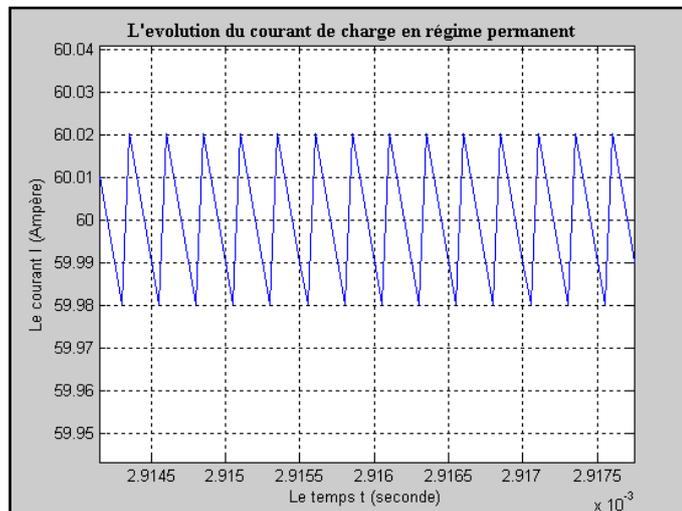


Figure III.16: Evolution du courant de charge I en phase permanente

L'allure du courant (figure III.16) est semblable à celle du système à deux niveaux ; s'entame de zéro, il atteint la valeur maximale ensuite il se rend à la référence.

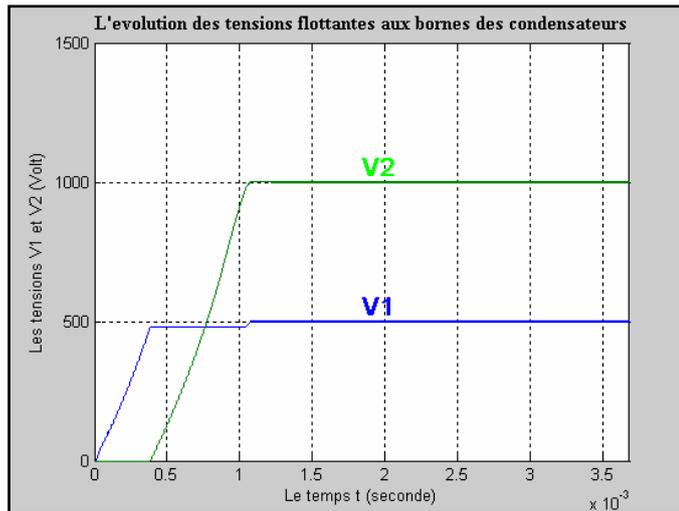


Figure III.17 Evolution des tensions flottantes aux bornes des condensateurs

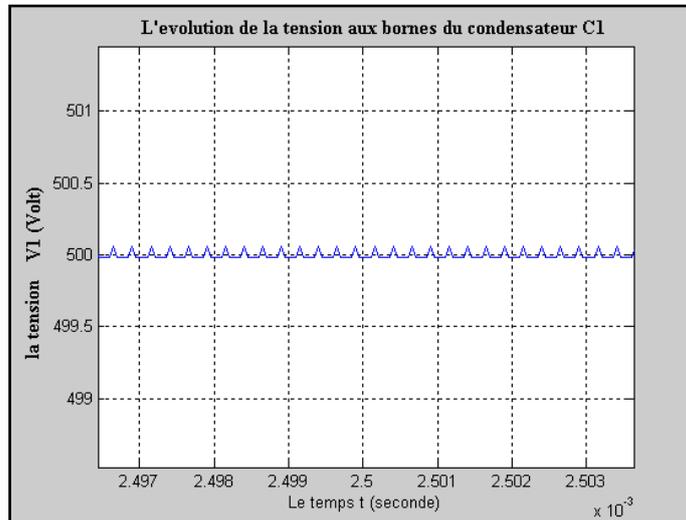


Figure III.18 : Evolution de la tension flottante V_{C1} en régime permanent

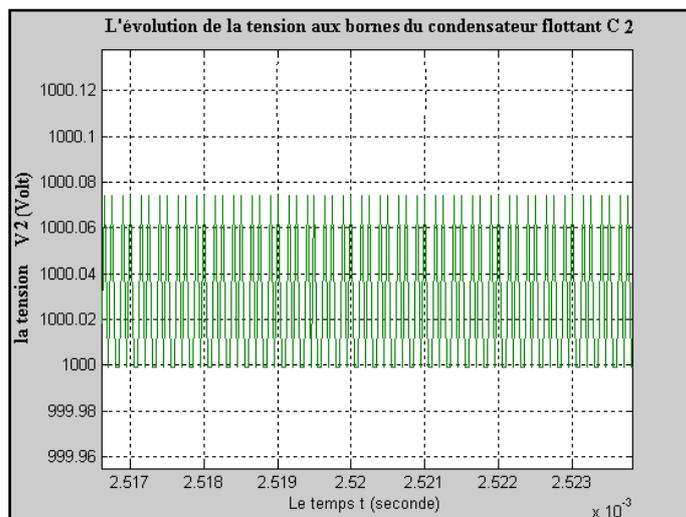


Figure III.19 Evolution de la tension flottante V_{C2} en régime permanent

Les tensions flottantes débutent en premier lieu de zéro et se chargent soigneusement jusqu'à leurs valeurs minimales permises (figure III.17). L'initiative est au condensateur C1, puis le tour est au condensateur C2, là les variables d'état sont incluses dans un espace d'état référentiel et les tensions flottantes sont menées aux alentours de leurs références (figure III.18) et (figure III.19)

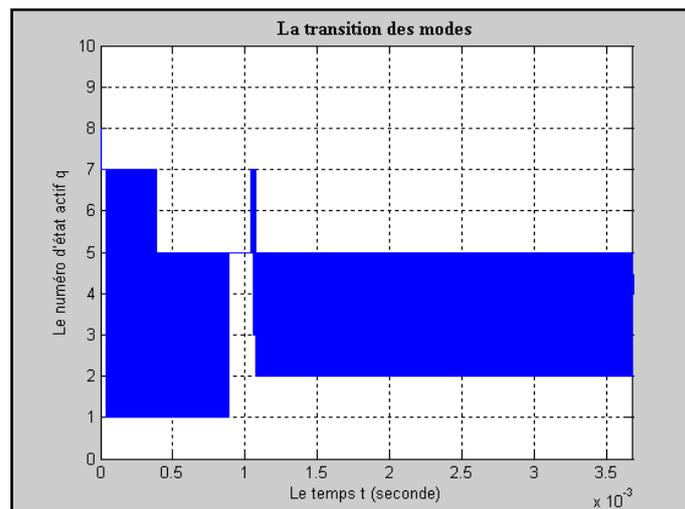


Figure III.20 : Evolution des transitions des modes

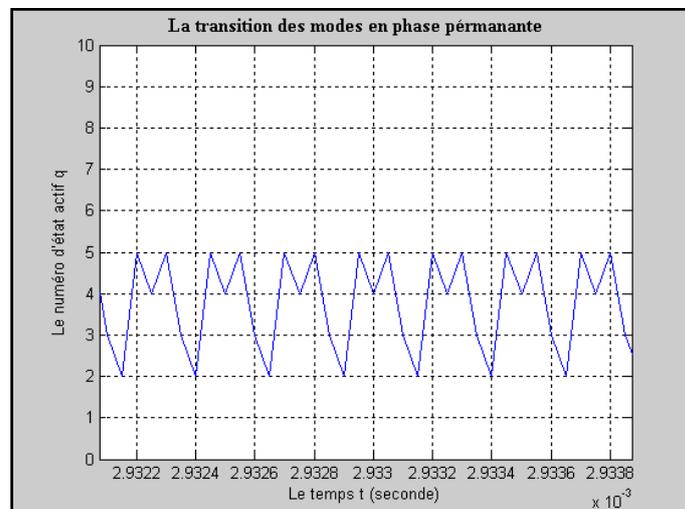


Figure III.21 : Les transitions des modes en permanence.

Le déclenchement de la dynamique du système c'est avec le mode q8 (figure III.20) jusqu'à ce que le courant dépasse la valeur seuil, la responsabilité passe au mode q7 dont la tension flottante aux bornes du condensateur C1 progresse, le moment ou le courant franchisse sa valeur maximale permise le système bascule entre les deux modes q7 et q1, à cette phase le condensateur flottant C1 continue de gagner de l'importance, le moment ou le

condensateur C1 est satisfait le système patine entre les modes q5 et q1 a son tour le condensateur C2 gagne de l'importance jusqu'à sa valeur minimale permise.

Maintenant les variables d'états sont incluses dans un espace toléré et que le système choisisse à chaque commutation le mode le plus épargnant en énergie et se sont les modes q2, q3 q4 q5 qui sont invoqués à garantir la phase permanente (figure III.21).

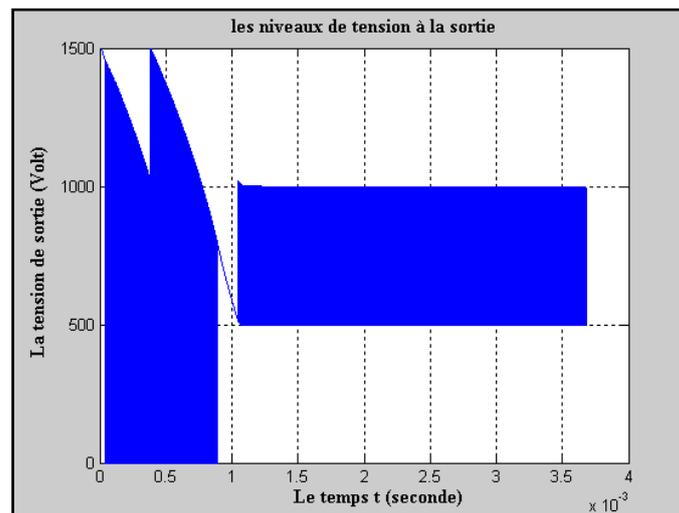


Figure III.22 : Evolution de la tension de sortie V_s

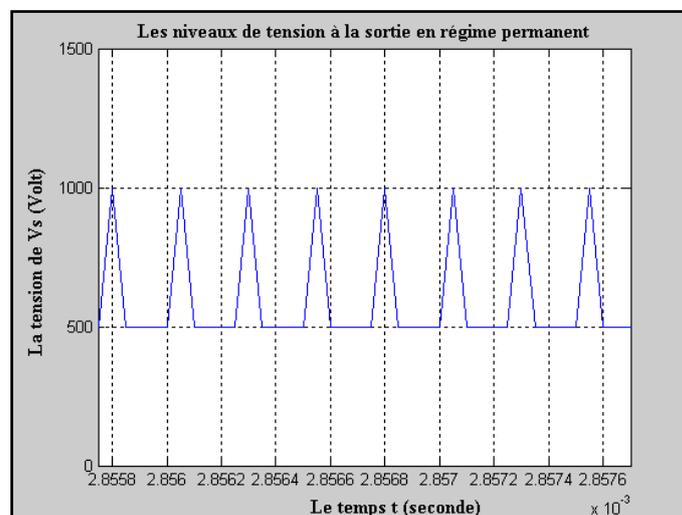


Figure III.23 : Evolution de la tension de sortie V_s en régime permanent

A la sortie le système génère en phase transitoire des tensions fixes : le zéro, la tension la source, et deux tensions variables flottantes emmagasinées aux bornes des condensateurs conformément à la transition des modes (figure III.22) .En phase permanente n'apparaissent que les deux tensions flottantes comme il est indiqué à la figure III.23

III.6 Conclusion

La synthèse d'une loi de commande à base de la théorie de Lyapunov et 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 minime. 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 et du coût.

En outre, un convertisseur multicellulaire avec plus de commutateurs possède des performances meilleures. L'erreur statique est plus mince. Les commutateurs subissent des contraintes de tension plus faibles et les fronts montant et descendant de la tension de sortie, en régime permanent, sont moins importants. Ce qui prolonge la durée de vie des commutateurs et de la charge. En bref, nous avons des performances meilleures et un coût moindre. Le seul inconvénient est que l'environnement est pollué par une multitude de fréquence indésirable.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est 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.

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

Les résultats obtenus dans ce mémoire nous permettent de dire que si l'on souhaite plus de finesse, il est impératif d'augmenter le nombre de cellules. Cela augmentera le nombre de niveaux de tension de référence. D'où l'avantage de réduire les contraintes de tension et de courant que subit chaque interrupteur. Ainsi, ils seront plus fiables, plus performants moins chers. Le volume du dissipateur sera donc diminué et la taille des composants également. Le seul inconvénient de la commande par modes glissants est que l'environnement est pollué par une multitude de fréquence indésirable. Cette étude offre un préambule afin d'élaborer une synthèse de loi de commande robuste.

Comme suite à ce travail nous proposons les perspectives suivantes:

- Il convient à implémenter la commande élaborée en temps réel au niveau d'un laboratoire de recherche, et illustrer les résultats obtenus dans ce mémoire par l'expérimentation.
- Faire une étude plus étendue en prenant la considération les modèles incertains (incertitudes paramétriques ou non paramétriques) et avec des commutations variantes dans le temps.
- Elargir la loi de commande pour un convertisseur avec un nombre de cellules plus important pour améliorer les performances obtenues.
- Étendre l'application de cette loi de commande à une charge constituée d'un moteur à courant continu.
- Suggérer d'autres surfaces de commutation allouées à chaque sous-système pour la commande à base de fonctions de Lyapunov et par modes glissants afin d'avoir des performances meilleures.
- la synthèse d'un observateur par modes glissants, qui nous permet d'utiliser les valeurs estimées plutôt que les valeurs mesurées dans le but de réduire le nombre de capteurs, une étude a été faite a ce sujet pour observer les tensions flottante a partir de la mesure de courant de charge [GAT 06].
- Exploiter l'apport de l'approche de la logique floue en observation.
- Réfléchir au filtrage des fréquences indésirables qui polluent l'environnement. Ce problème fait l'objet d'une étude faite [Def01].

Liste des figures

Liste des figures

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

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

Figure I.3 : Bras d'onduleur à structure à N niveaux

Figure I.4 : Bras d'un convertisseur multicellulaire à $(p+1)$ niveaux associés à une charge R-L

Figure II.1 : Bras d'un convertisseur multicellulaire à p niveaux associé à une charge R-L

Figure II.2 : représentation d'une cellule élémentaire à l'ordre k

Figure II.3 : convertisseur à deux cellules

Figure II.4 : Convertisseur multicellulaire en mode q_1

Figure II.5 : l'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant de charge $I(t)$ en mode q_1

Figure II.6: Convertisseur multicellulaire mode q_2

Figure II.7 : L'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant de charge $I(t)$ en mode q_2

Figure II.8 Convertisseur multicellulaire en mode q_3

Figure II.9 : L'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant de charge $I(t)$ en mode q_3

Figure II.10 : Convertisseur multicellulaire en mode q_4

Figure II.11 : L'allure de la tension $V_c(t)$ et le courant de charge $I(t)$ en mode q_4

Figure II.12: Surface allouée au mode (q_1)

Figure II.13: Surface allouée au mode (q_2)

Figure II.14 : Surface allouée au mode (q_3)

Figure II.15 : Surface allouée au mode (q_4)

Figure II.16 : Schéma d'un automate hybride.

Figure II.17: La convergence du convertisseur à deux cellules

Figure II.18: Convertisseur à trois cellules

Figure II.19 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_1

Figure II.20 : L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_1

Figure II.21 : l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_1

Figure II.22 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_2

Figure II.23: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_2

Figure II.24: l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_2

Figure II.25 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules s en mode q_3

Figure II.26: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_3

Figure II.27 : l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_3

Figure II.28 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules s en mode q_4

Figure II.29: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_4

Figure II.30: l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_4

Figure II.31: convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_5

Figure II.32: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_5

Figure II.33: l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_5

Figure II.34: Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_6

Figure II.35: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_6

Figure II.36: l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_6 .

Figure II.37: Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_7

Figure II.38: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_7

Figure II.39 : l'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_7

Figure II.40 : Convertisseur multicellulaire à trois cellules en mode q_8

Figure II.41: L'allure des tensions flottantes $V_{c1}(t)$ et $V_{c2}(t)$ en mode q_8

Figure II.42: L'allure du courant de charge $I(t)$ en mode q_8

Figure II.43: espace d'état du mode q_1

Figure II.44 : espace d'état du mode q_2

Figure II.45: espace d'état du mode q_3

Figure II.46: espace d'état du mode q_4

Figure II.47 : espace d'état du mode q_5

Figure II.48 : espace d'état du mode q_6

Figure II.49: espace d'état du mode q_7

Figure II.50: espace d'état du mode q_8

Figure III.1 : Fonction de Lyapunov pour les différents modes

Figure III.2 : Représentation de l'état énergétique du convertisseur multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions.

Figure III.3 : La bande d'attraction A

Figure III.4: La bande d'attraction B

Figure III.5 : La zone d'attraction référentielle

Figure III.6 : Evolution du courant de charge.

Figure III.7 : Evolution du courant de charge en phase permanente

Figure III.8 : Evolution de la tension flottante V_C

Figure III.9: Evolution de la tension flottante en phase permanente V_C

Figure III.10 : Evolution de la tension de sortie V_S

Figure III.11 : Evolution de la tension de sortie V_S en phase permanente

Figure III.12 : Les transitions des modes

Figure III.13 : Les transitions des modes en régime permanent

Figure III.14: L'espace d'état A.

Figure III.15 : Evolution du courant de charge I

Figure III.16: Evolution du courant de charge I en phase permanente

Figure III.17 : Evolution des tensions flottantes aux bornes des condensateurs

Figure III.18 : Evolution de la tension flottante V_{C1} en régime permanent

Figure III.19 Evolution de la tension flottante V_{C2} en régime permanent

Figure III.20 : Evolution de la transition des modes

Figure III.21 : Les transitions des modes en mode permanent.

Figure III.22 : Evolution de la tension de sortie V_S

Figure III.23 : Evolution de la tension de sortie V_S en régime permanent

La bibliographie

La bibliographie

- [AIM 01]: 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.
- [Bak1]: R.H. Baker, L.H. Bannister, « Electric power converter», U S patent 3 867 643, 1975
- [Bak2]: R.H. Baker, «Bridge converter circuit», U S patent 4 270 163, August, 1979.
- [BAR 96]: 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.
- [BEN 02]: K. Benmansour, A. Benaliaa, M. Djemai, and J. de Leonb, «Hybrid control of a multicellular converter», Science direct, Nonlinear Analysis: Hybrid Systems 1 16–29 page 22. (2007)
- [BEN 06]: K. Benmansour, «Contribution à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.
- [BOU17] : R. Bourdais, L. Hetel, J. Daafouz, and W. Perruquetti, « stabilité et stabilisation d'une classe de systèmes dynamiques hybrides », Journal Européen Systèmes Automatisés, acceptée, à paraître.
- [Car96] : P. Carrere, « Etude et réalisation des convertisseurs série `a IGBT: Equilibrage des tensions flottantes », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [Gat97] : G. Gateau. « Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série: Commande non linéaire et commande floue », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [DAY 01]: W. Dayawansa and C. F. Martin, “A converse Lyapunov theorem for a class of dynamical systems which undergo switching,” IEEE Trans on Automat. Control, vol. 44, no. 4, pp. 751–760, Apr. 1999.
- [DEC31]: 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.

- [DEF01] : F. Defaÿ, «Commande Prédicative Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif », thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [GAT 06]: G. Gateau, T. A. Meynard, A-M. Lienhardt, « Stacked Multicell Converter: Sliding Mode Observation of Flying Capacitor Voltages», IEEE ISIE 2006.
- [GAT 97]: G. Gateau, «Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série, Commande non linéaire et commande floue», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [GUT01]: M.F.E. Gutiérrez, « Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif», thèse de Doctorat, Suplec, Rennes, 2001.
- [KHA55]: H. K. Khalil, « Nonlinear Systems», Prentice Hall, 2001.
- [LIB61]:D.Liberzon, « Switching in Systems and Control Systems and Control: Foundation and Applications», Birkhäuser, 2003.
- [LIB63]: D. Liberzon and A.S. Morse, « Basic problems in stability and design of switched systems», IEEE Control Systems Mag. , pages 59–70, 1999.
- [MEY, 91]: T.A. MEYNARD, H. FOCH, «Dispositif de conversion d'énergie à semi-conducteur», brevet français N°.91, 09582, Europe, Japon, USA, Canada, 92,00652 du 8 juillet 1992
- [MEY, 92]: T.A. MEYNARD, H. FOCH, «Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters», proceedings of P.E.S.C'92, Toledo, Spain, pp. 397-403.
- [NIC 96]: B. Nicolas, «Contribution à la commande des convertisseurs statiques : Définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.

- [\[PIN 00\]](#): D. Pinon, «Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [\[SHO92\]](#): R. Shorten, F. Wirth, O. Mason, K. Wulff, and C. King, «Stability criteria for switched and hybrid systems», Invited paper for SIAM Review. 2007.
- [\[SUN96\]](#): Z. Sun and S. Ge, «Analysis and synthesis of switched linear control systems», *Automatica*, 41(2):181–195, 2005.
- [\[VAN100\]](#): A. van der Schaft and H. Schumacher, «An introduction to hybrid dynamical systems», Springer, Berlin, 2000.
- [\[ZAY117\]](#): J.Zaytoon, «Systèmes dynamiques hybrides», Hermès Science Publication, Paris, 2001.

العنوان: التحكم بالقواطع لمحولات الطاقة

ملخص:

هذا العمل خاص بمجال الهندسة الكهربائية , يهتم بنظام التحكم بالقواطع للمحولات متعددة الخلايا على أساس دالة باستعمال الأشكال المنزلقة . هاته الهيكلة لمحولات الطاقة نحصل عليها بالتجميع التسلسلي لخلايا من ليابونوف و القواطع الالكترونية , إنها تقدم طاقة عالية و ديناميكية محسنة أهم من تلك المقدمة من طرف الهياكل التقليدية . إستراتيجية نظام التحكم تهدف لتعديل التوترات المائعة و تحقيق الثبات الذاتي لتيار الحمل .

دراستنا هاته تركز على استعمال نظرية الأنظمة الهجينة , أما محولات الطاقة تشكل صنف من أصناف هاته الأخيرة . لكل شكل نرفقه بدالة تعبر عن طاقة , يحدث تغير نحو الشكل ذو الطاقة الدنيا , في هذا السياق استعمل مبدأ نظام التحكم , بالشكل الانزلاقي , مساحة الانزلاق حددت للوصول للهدف المرجو .

هاته الدراسة تتوقف عند محولات الطاقة ذوات خليتين و ثلاثة خلايا من القواطع , نتائج المحاكاة تسمح لنا بالقول انه إذا أردنا تحسينا في الأداء فانه من الأزم رفع من عدد هاته الخلايا .

Intitulé: Commande à Commutation des Convertisseurs de Puissance.

Résumé

Ce travail porte sur le domaine du génie électrique. Il concerne la commande à commutation des convertisseurs multicellulaires à base de la fonction de Lyapunov, en utilisant les modes glissants. Cette structure de conversion, obtenue par l'association en série de cellules de commutation, présente la particularité de fournir une 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 du courant de charge.

Notre étude repose sur l'utilisation de la théorie des systèmes hybrides. Les convertisseurs de puissance forment une classe de ces derniers. Une fonction d'énergie est attribuée à chaque mode de fonctionnement. Un glissement se fait vers le mode ayant une énergie minimale. Dans ce contexte, le principe de la commande par modes glissants a été utilisé. La surface de glissement est sélectionnée de telle sorte que l'objectif soit réalisé.

Cette étude se limite au convertisseur série à deux et à trois cellules de commutation. Les résultats de simulation nous permettent de dire que si l'on souhaite plus de finesse, il est impératif d'augmenter le nombre de cellules.

Title : Switching Control of Power Converters.

Summary

This work deals with the realm of electrical engineering. It concerns the switching control of multicellular converters, based on lyapunov theory and the sliding modes technique. This kind of conversion structure, obtained by serial association of switching cells, provides high power with important dynamical performance, compared to conventional structures. The control aim is to regulate the floating voltages and to ensure load current control.

Our study is based on hybrid systems theory. The power converters are a class of the latter. An energy function is associated at each operating mode. The process slides towards the mode having the minimal energy. To do this, the sliding modes principle has been used. The sliding surface is chosen in a way to reach the control goal. This study is restricted only to the power converters of two or three cells. The simulation results allow us to say that, to obtain fine signals, we must use a great number of cells.