



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-memoires-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



Université de Lorraine
Faculté des Sciences et Technologies

Master Systèmes Embarqués et énergie
Spécialité « Energie Electrique »
Année universitaire 2012/2013

Conception et commande d'un
convertisseur de puissance entrelacé
embarqué dans un véhicule
hybride/électrique.

Mémoire présenté par « YOUNSI Mohamed Omar »
Soutenu le 13 Septembre 2013



Stage effectué à l'ESTACA
34, rue Victor Hugo, 92532 Levallois-Perret Cedex

Tuteurs : AZIB Toufik, LAROUCI Chérif

Tuteur universitaire : REZZOUG Abderrezak

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier la direction de l'ESTACA pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer mon stage de fin d'études au sein de l'équipe Commande et Systèmes.

Je remercie ensuite mes tuteurs, Monsieur Toufik AZIB, enseignant chercheur à l'ESTACA, et Monsieur Chérif LAROUCI, responsable de l'équipe Commande et Systèmes, pour le temps qu'ils m'ont consacré tout au long de ce stage.

Mes remerciements vont également à mes collègue de bureau, Mahraz BENDALI, Lyes AIT ALI YAHIA et Selmen NAIMI, doctorants à l'ESTACA, qui m'ont fait progresser tant sur le plan technique que sur le plan humain. Je les en remercie.

Je tiens également à témoigner ma reconnaissance à mon tuteur universitaire, Monsieur Abderrezak REZZOUG, Professeur à l'Université de Lorraine. Je tiens à le remercier pour ses précieux conseils.

Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : Présentation de l'ESTACA	3
I.1 L'ESTACA :.....	2
I.2 La Recherche :.....	2
I.3 Mon Stage :	2
Chapitre 2 : Généralités sur les hacheurs Buck entrelacés	4
II.1 Introduction :.....	3
II.2 Limites du hacheur série classique :	3
II.3 Convertisseurs multicellulaires parallèles :	3
Chapitre 3 : Modélisation et commande des hacheurs Buck entrelacés.....	7
III.1 Introduction :.....	6
III.2 Modélisation du hacheur série multicellulaire :	6
III.3 Stratégies de commande :.....	6
III.3.1 Commande classique utilisant des contrôleurs PI	6
III.3.2 Commande robuste par la technique de Backstepping :	8
Chapitre 4 : Résultats de simulation	12
IV.1 Introduction :.....	12
IV.2 Support d'étude :	12
IV.3 Résultats de simulation avec la commande classique :	12
IV.3.1 Régulation du courant sur un seul bras :	13
IV.3.2 Régulation du courant sur un seul bras avec compensation de la perturbation :	14
IV.3.3 Régulation du courant sur chaque bras :	15
IV.3.4 Boucle d'équilibrage des courants :	17
IV.3.5 Réponse à un échelon de puissance (commande classique) :	18
IV.4 Comparaison des résultats de simulation pour les différentes commandes PI :	19
IV.5 Résultats de simulation avec la commande robuste (technique du Backstepping) :	20
IV.6 Commande tolérante aux défauts :	21
IV.7 Conclusion :	23
Chapitre 5 :Validation expérimentale	24
V.1 Introduction :	24
V.2 Montage de la manipulation :	24
V.3 Résultats expérimentaux pour le mode de fonctionnement sain :	25
V.4 Résultats expérimentaux pour le mode de fonctionnement dégradé :	26
V.5 Conclusion :	28
Conclusion Générale.....	29

Référence Bibliographiques

Annexes

Introduction Générale

L'électronique de puissance est une discipline en constante évolution. Les innovations de ces dernières années, tant au niveau des composants que des structures, l'ont rendue indispensable aussi bien pour les systèmes stationnaires que pour les applications embarquées, et ceci quelque soit la gamme de puissance[1][2].

Une réflexion est actuellement menée sur les architectures de conversion pour déterminer celles qui semblent les mieux adaptées à l'intégration, la modularité et la reconfiguration. Les convertisseurs multicellulaires, séries ou parallèles, offrent les degrés de libertés qui permettent d'aller dans ce sens. Ils permettent, en modifiant le nombre de cellules, de s'adapter à un cahier des charges nécessitant des fortes tensions ou de forts courants, d'améliorer la qualité des formes d'ondes obtenues sans pour autant augmenter les fréquences de découpage et d'imaginer des stratégies de reconfiguration pour faire face à la défaillance d'un composant par exemple. Cependant, les convertisseurs multicellulaires nécessitent des architectures de commandes plus complexes et plus évoluées.

Dans ce travail, nous avons choisi une structure multicellulaire parallèle de type Buck pour adapter la tension d'un accumulateur embarqué dans un véhicule électrique/hybride à des charges reliées au réseau de bord. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux différents aspects de la commande, que ce soit en mode sain ou en mode dégradé (en présence d'un défaut). Ce rapport est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'ESTACA (Ecole Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile) où s'est déroulé mon stage.

Dans le second chapitre, nous présenterons quelques généralités sur les convertisseurs Buck entrelacés support de notre étude pour une application réseau de bord véhicule. Cette structure est une bonne alternative au convertisseur conventionnel monocellulaire.

Le troisième chapitre traite de la modélisation et de la commande du convertisseur Buck entrelacé. Nous allons, plus particulièrement élaboré deux méthodes de commande pour contrôler notre convertisseur, la commande classique par des correcteurs PI et la commande robuste par la technique du Backstepping basée sur la théorie de Lyapunov.

Dans le quatrième chapitre, nous allons présenter certains résultats obtenus en simulation, et cela, afin de comparer les performances des différentes techniques de commande utilisées. Par la suite, nous allons introduire la notion de Commande Tolérante aux Défauts à travers la simulation de la perte d'une cellule du convertisseur.

Le cinquième chapitre de ce rapport est consacré à la validation expérimentale au laboratoire Commande et Systèmes de l'ESTACA des techniques de commandes développées.

Nous terminerons par une conclusion générale où nous citerons les points importants que nous avons tirés de ce stage.

Chapitre 1 :Présentation de l'ESTACA

I.1 L'ESTACA :

L'ESTACA (Ecole Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile) est créée en 1925. Sa mission est de former des ingénieurs capables d'évoluer en priorité dans les secteurs de l'aéronautique, l'automobile, le ferroviaire et dans le spatial. L'école compte 1500 étudiants, 23 enseignants chercheurs et une vingtaine de doctorants et de stagiaires en Master recherche réparties sur les deux sites de l'école : Levallois-Perret et Laval.

La formation répond aux nouveaux défis pour les transports de demain : respect de l'environnement, maîtrise énergétique, urbanisation croissante. Pour répondre à ces enjeux, l'ESTACA forme des ingénieurs multidisciplinaires, multiculturels qui sauront trouver des solutions technologiques innovantes pour répondre à la transformation profonde des modes de transport.

I.2 La Recherche :

L'ESTACA dispose d'un centre de recherche en ingénierie travaillant sur des problématiques transversales pour accompagner les évolutions technologiques et méthodologiques des moyens de transports. La recherche est divisée en six équipes[3] :

- Fluides et énergétique, Commande et systèmes, Acoustique et vibrations (à Levallois)
- Structures et matériaux, Mécatronique, Systèmes embarqués (à Laval)

Les objectifs de la recherche à l'ESTACA sont :

- Développer une recherche finalisée.
- Collaborer avec l'industrie sur des partenariats de recherche et technologie, recherche et développement et de transfert de technologie et/ou de méthodologie.

I.3 Mon Stage :

Mon stage s'est déroulé au sein de l'équipe Commande et Systèmes sur le site de Levallois. Les principales thématiques de recherche de l'équipe Commande et Systèmes sont centrées sur la modélisation, la commande et la conception par optimisation sous contraintes multi-physiques de sous-systèmes véhicules en considérant la gestion de l'énergie embarquée et en intégrant le prototypage virtuel et temps réel des lois de commande. L'objectif est de développer des méthodologies de conception multi-physiques multi-niveaux basées sur une optimisation globale en vue de minimiser la masse embarquée, la consommation, l'encombrement et le coût en respectant des contraintes thermiques, électromécaniques, de commande et d'environnement.

Ces méthodologies, appliquées au domaine des transports, mobilisent des stratégies de commandes hiérarchisées simples et avancées, linéaires et non linéaires afin d'optimiser les performances dynamiques des systèmes et leur assurer un fonctionnement dégradé en cas d'un dysfonctionnement majeur (commande tolérante aux fautes). De ce fait, l'interaction entre la commande et la physique du système est prise en compte dès la phase de pré-dimensionnement. Les commandes ainsi synthétisées sont validées par prototypage virtuel et temps réel.

Chapitre 2 :Généralités sur les hacheurs Buck entrelacés

II.1 Introduction :

L'entrelacement des convertisseurs est classiquement utilisé dans les applications à faibles tensions et forts courants, comme l'alimentation des onduleurs de secours à forte puissance (400V/135A), le réseau de puissance automobile (42V/24A) et également les régulateurs utilisés pour l'alimentation des microprocesseurs (VRM : Voltage-Regulator-Module), dont la valeur du courant peut dépasser 100 A sous 1.2V[4], [5].

II.2 Limites du hacheur série classique :

La figure I.1 illustre la structure classique d'un hacheur de type Buck utilisé pour l'alimentation des microprocesseurs.

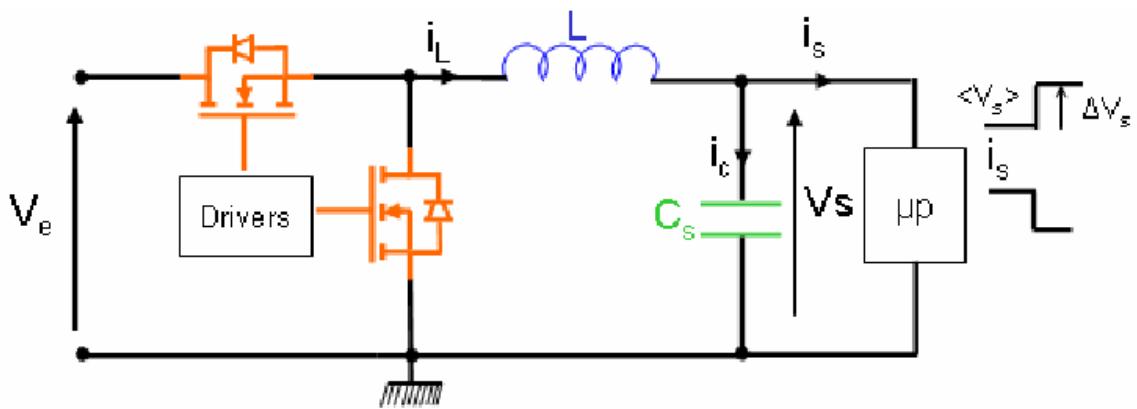


Figure I.1 : Structure classique d'un VRM : Simple Buck[4]

Cette structure ne peut être utilisée pour l'alimentation des véhicules électriques. En effet, plus les charges reliées au réseau de bord, et donc la puissance, augmentent, plus les niveaux des courants traversant les différents éléments augmentent, surtout que pour ce genre d'application, les niveaux de tensions sont faibles et donc les valeurs des courants à commutés sont très importantes. Ceci engendre une augmentation des pertes par conduction d'une part, et d'autre part, un tel convertisseur exige des composants de puissance spécifiques ainsi que des éléments de filtrage surdimensionnés. En conséquent, la densité volumique de puissance et le rendement global du convertisseur diminuent. Par ailleurs, cette structure ne permet pas d'assurer une continuité de service en présence de défauts (perte d'un composant ou de sa commande par exemple), ce qui n'est pas tolérable pour certaines fonctionnalités dans un véhicule. Cette structure de convertisseurs n'est donc pas intéressante pour être embarquée à bord des véhicules électriques.

II.3 Convertisseurs multicellulaires parallèles :

Dans le but d'augmenter la densité de puissance, une solution pourrait être l'augmentation de la fréquence de découpage du hacheur Buck, permettant ainsi de réduire la valeur de l'inductance, et donc son volume, sans augmenter les ondulations de courant. Cependant, ceci engendrera une augmentation des pertes par commutation dans les semi-conducteurs[6]. De nombreuses recherches[7]–[9], ont abouti à la conclusion que la solution la mieux adaptée pour les applications à faibles tensions et forts courants est l'utilisation des convertisseurs multicellulaires entrelacés. La figure I.2 illustre la structure d'un hacheur Buck entrelacé à N phase.

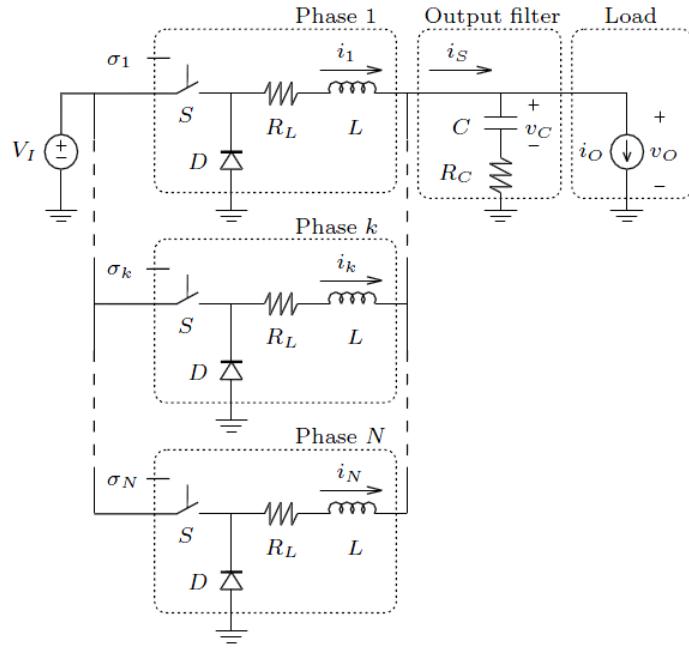


Figure I.2 :Topologie d'un hacheur Buck entrelacé [10].

Cette topologie se résume en N hacheur série élémentaires interconnectées en parallèle par l'intermédiaire d'inductances identiques ($L_1=L_2=\dots=L_N=L$) et partageant le même condensateur de sortie. Le courant de sortie du convertisseur I_S est réparti sur les N phases, parcourues théoriquement par le même courant moyen I_S/N . Par rapport à la structure classique, cette topologie présente de nombreux avantages [4]:

- Atteindre des niveaux élevés de puissance tout en utilisant des composants standards de plus faible calibre et donc plus performants.
- Les composants standards étant moins couteux, le coût total du convertisseur diminue.
- Meilleure répartition des échanges thermiques grâce à la répartition de la puissance sur les différentes phases.
- Amélioration de la forme d'onde à l'entrée et à la sortie du convertisseur.
- Plus de souplesse et possibilité de modifier le cahier des charges.
- La modularité du convertisseur qui permet d'assurer la continuité du fonctionnement même en présence de défauts (Tolérance aux défauts).

Les signaux de commande des différents interrupteurs S ont le même rapport cyclique D et sont déphasés de $2\pi/N$. Les tensions délivrées par les N phases forment un système de tensions équilibrées (même fréquence fondamentale et même contenu harmonique). La fréquence de découpage apparente en sortie du convertisseur est égale à N fois la fréquence de découpage des semi-conducteurs[11], comme illustré sur la figure I.3.

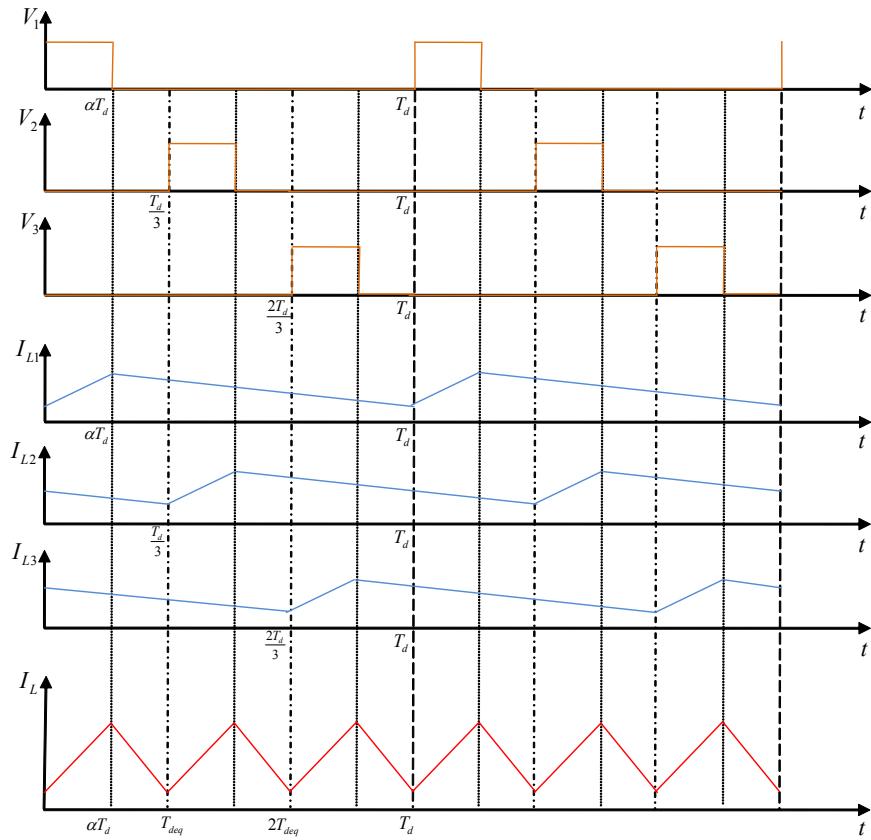


Figure I.3 : Formes d'ondes pour un convertisseur 3 cellules

De même, l'un des autres avantages de l'entrelacement est la réduction de l'ondulation du courant de sortie avec l'augmentation du nombre de cellules en parallèle. Cette caractéristique peut facilement être mise en évidence avec le tracé (Figure I.4.) de l'évolution du rapport $\Delta I_s / \Delta I_{x(\max)}$ en fonction du nombre de cellules en parallèles et de la valeur du rapport cyclique.

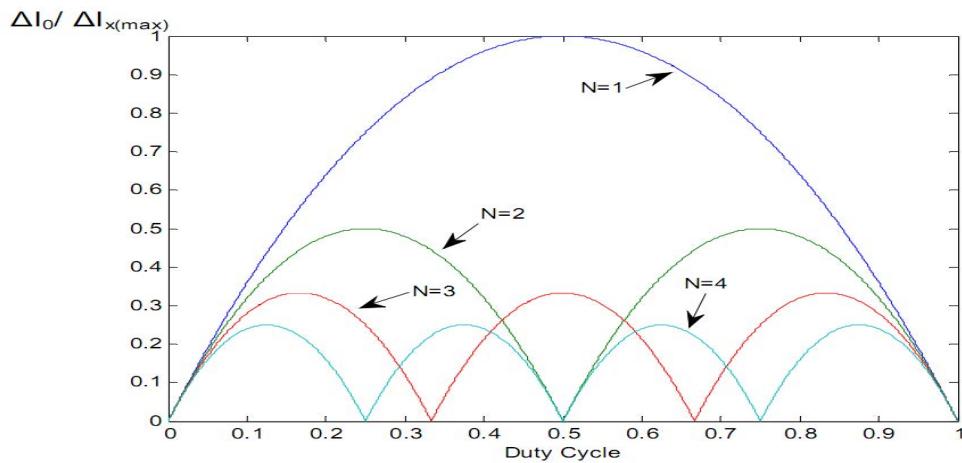


Figure I.4 : Réduction de l'ondulation du courant de sortie

Chapitre 3 : Modélisation et commande des hacheurs Buck entrelacés

III.1 Introduction :

Les convertisseurs de type Buck entrelacé peuvent être une bonne alternative aux convertisseurs classiques monocellulaires. En effet, ils présentent de nombreux avantages en termes de réduction des ondulations de courant et de tension, de réduction du calibre des composants, de l'augmentation de la densité de puissance volumique, d'efficacité énergétique et une meilleure répartition des contraintes thermiques. Seulement, leurs performances sont conditionnées par la qualité de la loi de commande utilisée. Plusieurs approches ont été développées dans la littérature, allant des commandes classiques jusqu'aux techniques de commande avancées.

Dans le cadre de notre travail, nous allons aborder deux méthodes à savoir, une stratégie classique basée sur des correcteurs PI et une commande robuste utilisant l'approche Backstepping.

III.2 Modélisation du hacheur série multicellulaire :

Le convertisseur peut être représenté par un système d'équations basé sur un modèle aux valeurs moyennes. Nous considérons ici les interrupteurs parfaits et nous négligeons les résistances internes de l'inductance et du condensateur :

$$\begin{cases} (a): L \frac{di_{Lj}}{dt} = V_E D - V_{bus} \\ (b): C_{bus} \frac{dV_{bus}}{dt} = I_L - \frac{V_{bus}}{R} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où i_{Lj} est le courant qui traverse l'inductance j , I_L le courant à la sortie du convertisseur, V_E la tension d'entrée et V_{bus} la tension de sortie du convertisseur.

Ce modèle est directement utilisable pour réaliser une simulation du convertisseur, dans un environnement de type Matlab/Simulink et il sera particulièrement exploité dans la suite à des fins de synthèse de contrôleurs.

III.3 Stratégies de commande :

La loi de commande est l'un des aspects les plus importants et les plus complexes dans la conception des convertisseurs statiques. Les principaux objectifs du contrôle des hacheurs série entrelacés sont :

- Maintenir la tension de sortie du convertisseur V_S à sa valeur de référence.
- Assurer une répartition équilibrée du courant entre les différentes phases.
- Satisfaire la demande de la charge tout en assurant une dynamique rapide.
- Faible sensibilité à la variation des paramètres.

Dans notre travail, et dans le but de satisfaire ces objectifs, nous avons développé deux stratégies de commande à savoir, la commande classique basée sur des correcteurs PI et la commande Robuste utilisant la technique Backstepping.

III.3.1 Commande classique utilisant des contrôleurs PI

La figure 2.1 illustre le principe de cette commande, qui consiste en l'intégration de la boucle de courant en cascade avec la boucle de tension[12].

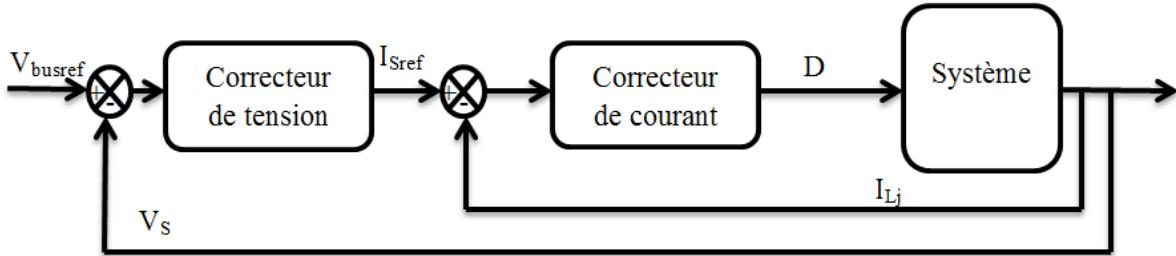


Figure 2.1 : Schéma global de la commande classique

On voit apparaître explicitement les deux boucles à savoir :

- Boucle interne rapide : Commande donnée par la boucle du courant qui permet d'assurer la trajectoire du courant en délivrant le rapport cyclique.
- Boucle externe lente : Boucle de tension contrôlant la trajectoire du bus continu permettant ainsi d'interpréter la demande de la charge et de générer la trajectoire de référence du courant.

Les correcteurs utilisés sont à action proportionnelle – Intégrale PI. Ci-dessous une étude détaillée concernant la mise au point et le réglage de cette approche.

Boucle de tension :

La fonction de transfert à déterminer relie la tension de sortie V_{bus} au courant globale I_L . L'établissement d'une fonction de transfert impose la considération d'un système linéaire ou l'approximation d'un système non-linéaire en un système linéaire autour d'un point de fonctionnement. Pour cela on utilise un modèle moyen de ce convertisseur

A partir de l'équation (3.1.b), et en considérant que les variations du courant de charge V_{bus}/R sont négligeable devant les variations du courant I_L , on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte : $FTBO = \frac{V_{bus}(p)}{I_L(p)} = \frac{1}{C_{bus} \cdot p}$

Le correcteur PI est définie par l'équation suivante : $C_v(p) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{p} = \frac{K_{Pv}p + K_{Iv}}{p}$

Ou K_{Pv} est le gain proportionnel et K_{Iv} est la constante d'intégration.

La fonction de transfert en boucle fermée est donc : $FTBF = \frac{\left(\frac{K_{Pv}}{K_{Iv}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{Pv}}{K_{Iv}}\right)p + \left(\frac{C_{bus}}{K_{Iv}}\right)p^2}$

Cette fonction de transfert peut être mise sous la forme canonique suivante :

$$FTBF = \frac{(\tau_1 \cdot p + 1)}{1 + 2m_v\left(\frac{p}{\omega_v}\right) + \left(\frac{p}{\omega_v}\right)^2}, \text{ où } m_v : \text{la constante d'amortissement, } \omega_v : \text{la pulsation propre.}$$

Par identification on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{1}{w_{0v}^2} &= \frac{C_{bus}}{K_h} \quad \text{et} \quad \frac{2m_v}{w_{0v}} = \frac{K_{Pv}}{K_h} \\ \Rightarrow K_{Pv} &= \frac{2m_v}{\sqrt{\frac{1}{K_h C_{bus}}}} \quad \text{et} \quad K_h = w_{0v}^2 C_{bus} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Nous imposons un amortissement suffisant ($m_v = 1$) et une dynamique acceptable par rapport à la fréquence de découpage f_c , nous prenons donc $w_{0v} = 2\pi \cdot 1\% f_c$.

Boucle de courant :

La fonction de transfert à déterminer relie le courant de cellule I_{Lj} au rapport cyclique D .

A partir de l'équation (3.1.a), et en tenant compte du fait que la boucle de tension est plus lente que la boucle de tension (ce qui implique que les variations de V_{bus} sont négligeables devant les variations des courants I_{Lj}), on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO = \frac{I_{Lj}(p)}{D(p)} = \frac{V_E}{L \cdot p}$$

Ce qui nous permet d'écrire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{\left(\frac{K_{Pi}}{K_h} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{Pi}}{K_h}\right)p + \left(\frac{L}{V_E \cdot K_h}\right)p^2}$$

Et par identification avec la forme canonique, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{1}{w_{0i}^2} &= \frac{L}{V_E \cdot K_h} \quad \text{et} \quad \frac{2m_i}{w_{0i}} = \frac{K_{Pi}}{K_h} \\ \Rightarrow K_{Pi} &= \frac{2m_i}{w_{0i}} K_h \quad \text{et} \quad K_h = w_{0i}^2 \frac{L}{V_E} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Nous imposons un amortissement suffisant ($m_i = 1$) et une dynamique plus rapide que celle de la boucle de tension, nous prenons donc $w_{0v} = 2\pi \cdot 10\% f_c$.

III.3.2 Commande robuste par la technique de Backstepping :

Principe :

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La commande par la technique du Backstepping en fait partie. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires. Elle est basée sur la décomposition du système entier, qui est généralement multi-variable et d'ordre élevé, en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée et servira comme référence pour le sous système

suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Contrairement aux méthodes de linéarisation, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov[13]

Le but est de trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

Application à la commande du hacheur série entrelacé :

H. El Fadil et F. Giri[14]ont consacré toute une étude à la commande des hacheurs série entrelacés par la technique de Backstepping.

Dans le but de simplifier la commande, El Fadil et al. ont considéré un modèle équivalent moyen d'un convertisseur à q cellules. Il s'agit de ramener les q cellules à une cellule équivalente comme présenté sur la figure 3.2. Où R_{Cj} et L_j sont les valeurs des résistances parasites de C_{bus} et L_j . La variable μ_j est la valeur moyenne de la commande u_j . La source de courant $\sum_{k \neq j} i_{L_k}$ représente la somme de tous les courants fournis par les (q-1) cellules restantes. Les inductances sont considérées comme étant identiques.

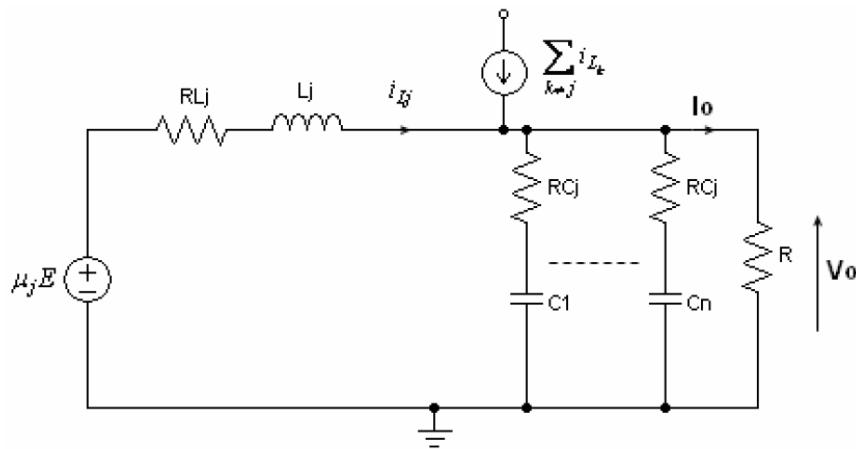


Figure 3.2 : Circuit équivalent d'un hacheur série entrelacé

Les équations qui décrivent ce modèle équivalent sont :

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = -\frac{1}{L} v_0 - \frac{r_L}{L} i_{Lj} + \mu_j \frac{E}{L}, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.4.a)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C_e} I_L - \left(\frac{1}{RC_e} + r_c \frac{N}{L} \right) v_0 + r_c \frac{E}{L} \sum_{j=1}^N \mu_j \quad (3.4.b)$$

Où N est le nombre de cellules en parallèle, i_{Lj} la valeur moyenne du courant parcourant l'inductance L_j , V_0 la valeur moyenne de la tension de sortie et μ_j la variable de commande d'entrée

de la cellule j. $r_L = R_L$ et $r_c = R_{Cbus}$. Le courant I_L représente la somme des courants $i_{Lj}, I_L = \sum_{j=1}^N i_{Lj}$.

Le modèle (3.4) est utile pour construire un simulateur de haute précision pour le convertisseur. Cependant, il ne peut pas être fondé sur les lois d'un contrôle continu car il implique des paramètres incertains. En effet, les résistances parasites ne sont pas connues avec précision, car elles varient avec la température. La charge R et la source de tension E sont à leur tour soumises à des incertitudes, plus précisément il est supposé que :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_0}(1 + \Delta_R(t)) \quad (3.5.a)$$

$$E = E_0(1 + \Delta_E(t)) \quad (3.5.b)$$

Avec (R_0, E_0) sont les valeurs nominales (connues) et $(\Delta_R(t), \Delta_E(t))$ sont les incertitudes (inconnues mais bornées).

En substituant (3.5.a-b) dans (3.4.a-b), on obtient le modèle suivant :

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = a_1 v_0 + b_1 \mu_j + \varphi_{1j}^T \Delta \quad (3.6.a)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = a_2 I_L + a_3 v_0 + \varphi_2^T \Delta \quad (3.6.b)$$

Avec $a_1 = -\frac{1}{L}, a_2 = \frac{1}{c_e}, a_3 = -\frac{1}{R_0 c_e}, b_1 = \frac{E_0}{L}$ sont des paramètres constants,

$\varphi_{1j}^T = [i_{Lj} \ 1 \ 0 \ 0]$ et $\varphi_2^T = [0 \ 0 \ v_0 \ 1]$: vecteurs des mesures de la tension et des courants.

$\Delta^T = [\Delta_1 \Delta_2 \Delta_3 \Delta_4]$, où $(\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4)$ sont les fonctions des incertitudes qui dépendent de (Δ_R, Δ_E) et des résistances parasites (r_L, r_c) .

Le nouveau modèle est plus simple pour la conception du contrôle avec des parties nominales et incertaines clairement distinguées. Les auteurs se sont basés sur ce modèle pour construire la commande du convertisseur multicellulaire. La loi de commande est conçue en deux étapes. Dans un premier temps et dans l'équation (3.6.b), on considère une commande virtuelle intermédiaire $\alpha_1 = a_2 I_L$ qui a comme première référence désirée $\alpha_0 = V_{busref}$. Ceci conduit à une erreur de régulation $e_1 = V_0 - V_{busref}$.

Pour ce système les auteurs ont construit la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique (sous forme d'énergie) : $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$

Sa dérivée temporelle est : $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (a_2 I_L + a_3 v_0 + \varphi_2^T \Delta)$

Un choix judicieux de α_1 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique du système tel que :

$$\alpha_1 = -c_1 e_1 - a_3 V_0 - k_1 |\varphi_2|^2 e_1 \quad (3.7)$$

$C_L > 0$ est une constante de conception et $k_L > 0$ est une constante de réglage.

Etant donné que $\alpha_1 = a_2 I_L$ n'est pas l'entrée de commande réelle, on ne peut solliciter la convergence de l'erreur $a_2 I_L - \alpha_1$ à zéro. Avec l'hypothèse d'une répartition équilibrée des courants, nous définissons la variable d'erreur suivante : $e_{2j} = a_2 i_{Lj} - \frac{\alpha_1}{N}$

L'étape suivante consiste à déterminer une loi de variation pour chaque signal de commande μ_j pour que l'ensemble des erreurs e_1 et e_{2j} ($j=1, \dots, N$) s'annulent asymptotiquement.

Finalement, la loi de commande pour le système entier est donnée par :

$$\mu_j = \frac{1}{a_2 b_1} \left(-\Psi - e_1 - c_2 e_{2j} - k_2 |\varphi_{3j}|^2 e_{2j} \right) \quad (3.8)$$

Où :

- $c_2 > 0$ est une constante de conception et $k_2 > 0$ est une constante de réglage,
- $\varphi_{3j}^T = a_2 \varphi_{1j}^T + \frac{1}{N} (c_1 + a_3 + k_1 |\varphi_2|^2 + 2k_1 z_1 v_0) \varphi_2^T$,
- $\Psi = a_1 a_2 v_0 + \frac{1}{N} (a_3 + 2k_1 e_1 v_0) (a_2 I_L + a_3 v_0) - \frac{1}{N} (c_1 + k_1 |\varphi_2|^2) \sum_{j=1}^N e_{2j}$

III.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'aborder deux différentes techniques de commande associées aux hacheurs buck entrelacés à savoir, la commande classique utilisant des correcteurs PI et une commande robuste par la technique du Backstepping. Dans le chapitre suivant, nous allons utiliser ces deux techniques afin de réaliser des simulations avec le logiciel Matlab/Simulink et cela dans le but de comparer leurs performances.

Chapitre 4 : Résultats de simulation

IV.1 Introduction :

Dans cette partie, et afin de bien étudier le comportement et l'évaluation des performances des lois de commande synthétisées dans le chapitre précédent, particulièrement lors de la modification des conditions de fonctionnement, nous allons simuler le comportement d'un hacheur série entrelacé de 3 cellules pour les différentes lois de commande étudiées.

IV.2 Support d'étude :

Dans le cadre de notre étude, le cahier des charges ainsi que le dimensionnement du convertisseur ont été repris de travaux en cours [15], [16] au sein de l'équipe commande et systèmes portant sur l'optimisation multi physique des convertisseurs multicellulaires.

Le cahier des charges considéré est le suivant :

- Une puissance nominale de 500 [W]
- Une conversion 42/14 [V]
- Ondulations maximales du courant et de la tension de sortie : 10%
- Rendement minimal : 80%

Les résultats d'optimisation obtenus et utilisés dans notre étude sont les suivants :

- Nombre de cellules : N=3
- Fréquence de découpage : $f_d=20\text{kHz}$
- Inductance de lissage : $L=8.66 \cdot 10^{-5} [\text{H}]$
- Condensateur de filtrage : $C=5.6 \cdot 10^{-4} [\text{F}]$

La figure 4.1 représente le schéma bloc d'un Buck entrelacé à 3 cellules qui fera l'objet de notre étude sous l'environnement Matlab/Simulink.

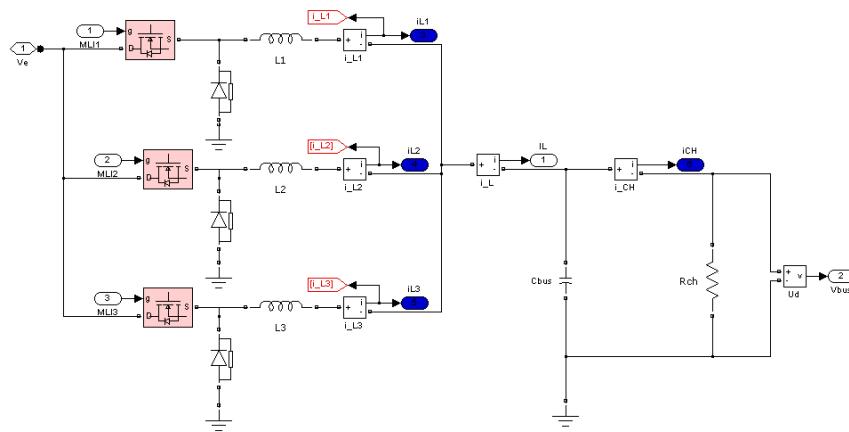


Figure 4.1 : Implémentation du convertisseur étudié dans l'environnement Simulink

IV.3 Résultats de simulation avec la commande classique :

Dans cette partie, nous allons comparer les résultats obtenus pour quatre différentes architectures de commande classique utilisant des correcteurs PI. La différence entre ces quatre simulations réside dans le choix des courants à réguler. En effet, contrairement à la régulation de

tension, qui est faite sur la tension de sortie du convertisseur, la régulation de courant peut être envisagée de différentes manières.

Dans un premier temps, la régulation de courant sera faite sur un seul bras du convertisseur. Par la suite, le courant de charge sera considéré comme une perturbation tout en gardant la régulation du courant sur une seule branche. L'étape suivante consiste en la régulation du courant de chaque bras du convertisseur. Finalement, et en plus des deux boucle de tension et de courant, nous allons introduire une boucle d'équilibrage des courants entre les différentes branches du convertisseur.

Le schéma bloc du système global est illustré sur la figure 4.2.

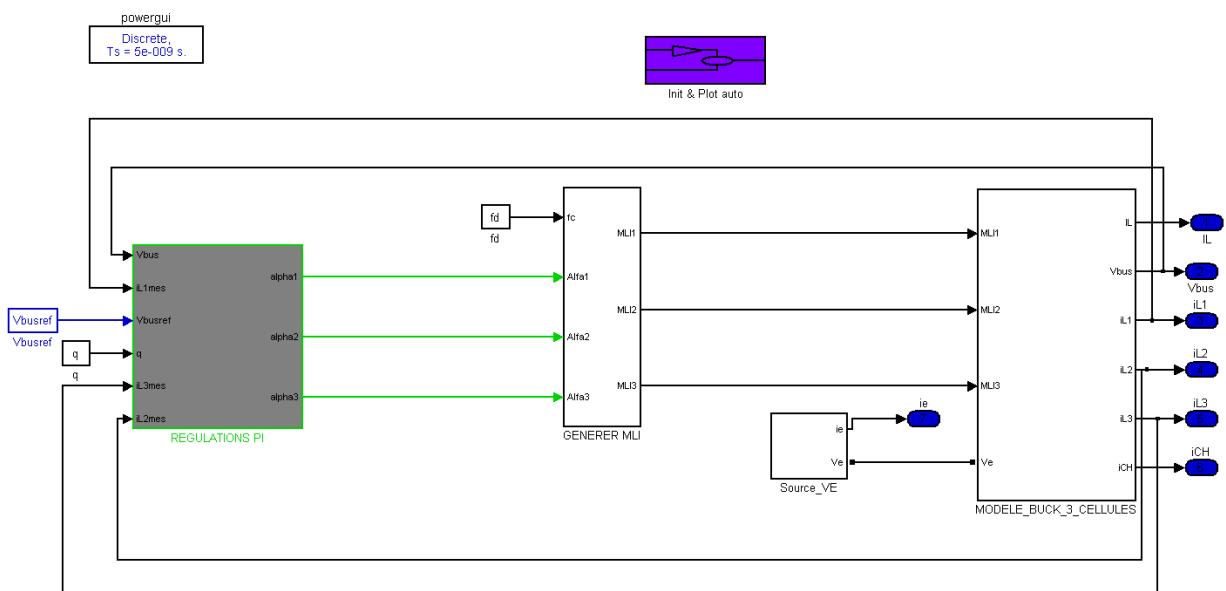


Figure 4.2 : Schéma bloc du système global avec régulations PI

Le modèle de simulation est constitué de trois sous-systèmes. Le premier sous système, « MODELE_BUCK_3_CELLULES », représente le convertisseur Buck entrelacé à 3 cellules et contient le schéma bloc illustré dans la figure 4.1. Le sous système « GENERER_MLI »génère les impulsions MLI de commande de chaque bras à partir des rapports cycliques obtenus de la régulation, et cela à une fréquence $f_d=20\text{kHz}$. Les différents correcteurs PI de tension et de courants sont dans le sous système, « REGULATIONS PI », qui donne après régulation, un rapport cyclique pour chacun des trois interrupteurs.

Dans ce qui va suivre, nous allons exposer les résultats de simulation obtenus pour les quatre différentes architectures de commande utilisant des correcteurs PI étudiées. Pour chaque commande, des modifications seront apportées au sous système « REGULATIONS PI » uniquement, les deux autres sous systèmes resteront inchangés.

IV.3.1 Régulation du courant sur un seul bras :

En plus de la boucle externe de régulation de la tension, nous régulons le courant sur un seul bras. Le courant de référence est obtenu à partir du régulateur de tension. La boucle de courant nous

donne un rapport cyclique qu'on injecte pour les trois cellules. Le schéma bloc du sous système « REGULATIONS PI » est donné ci-dessous et les résultats obtenus sont présentés su la figure 4.4.

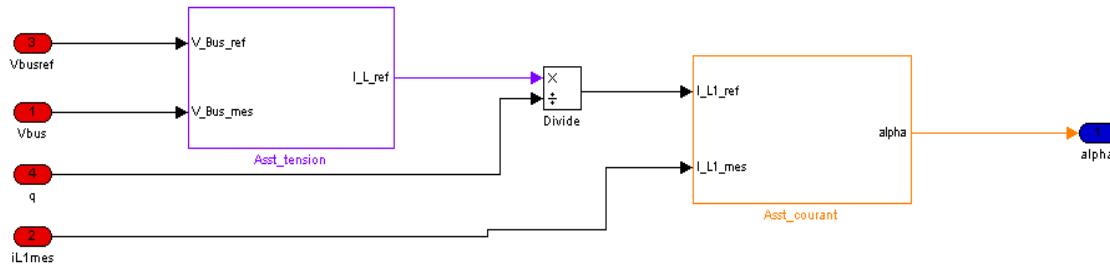


Figure 4.3 : Schéma bloc -- Régulation du courant sur un seul bras

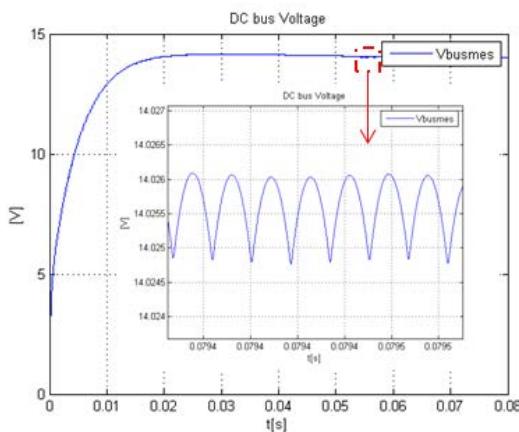


Figure 4.4.a

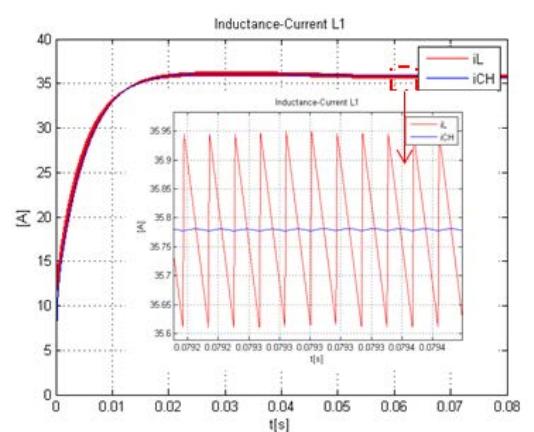


Figure 4.4.b

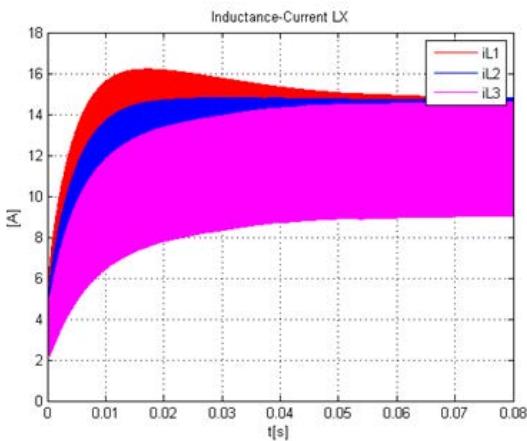


Figure 4.4.c

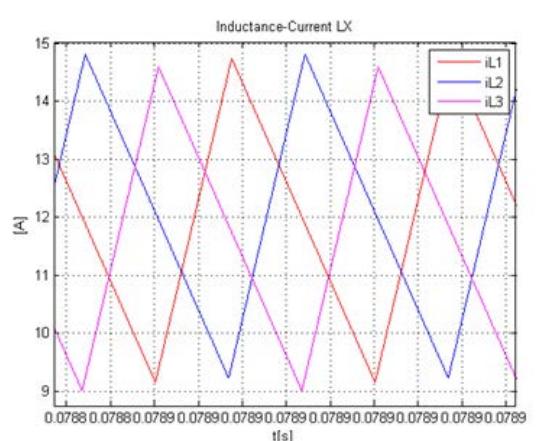


Figure 4.4.d

Figure 4.4 : Résultats de simulation – Régulation du courant sur un seul bras

a. V_{bus} : Tension de sortie, b. i_L : courant global ; i_{CH} : courant dans la charge,

c. i_{Lj} : courants dans les inductances, d. zoom sur les courants dans les inductances

IV.3.2 Régulation du courant sur un seul bras avec compensation de la perturbation :

La régulation est faite sur la tension ainsi que sur le courant dans un seul bras. La seule différence par rapport au cas précédent est la compensation du courant de charge qui est considéré ici comme étant une perturbation. En effet, dans le calcul du correcteur de courant et à partir de

l'équation (3.1.b), nous avons négligé le terme V_{bus}/R qui est le courant traversant la charge i_{CH} . Dans cette partie, la perturbation i_{CH} est compensée en l'ajoutant à la référence de courant obtenue à partir de la régulation de tension. Le schéma bloc du sous système « REGULATIONS PI » est donné sur la figure (4.5) et les résultats sur la figure (4.6).

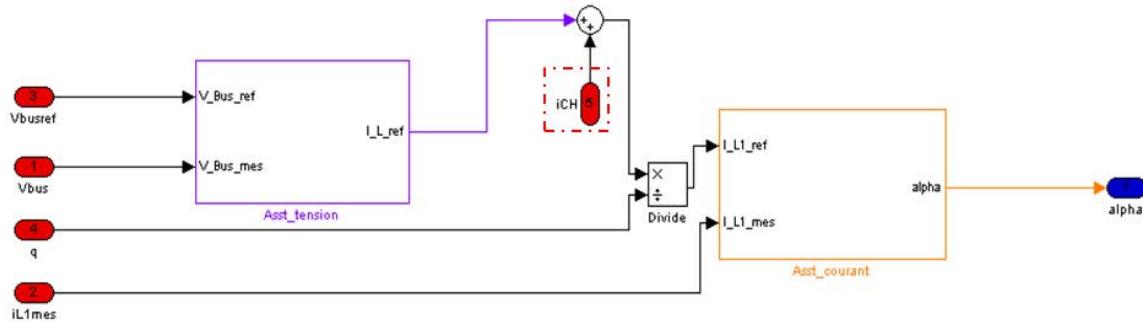


Figure 4.5 : Schéma bloc – Régulation du courant sur un seul bras et compensation de i_{CH}

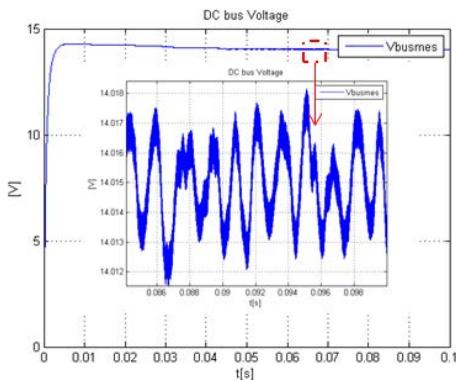


Figure 4.6.a

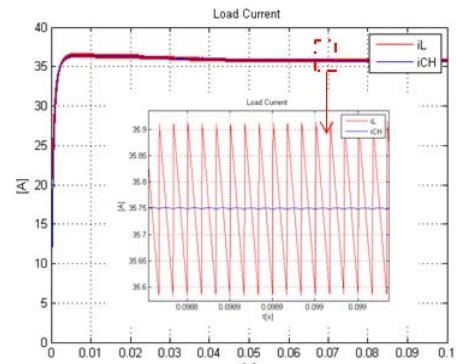


Figure 4.6.b

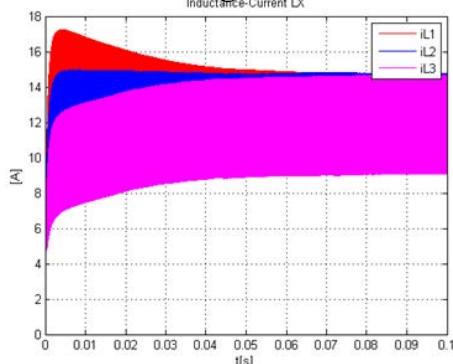


Figure 4.6.c

Figure 4.6 : Résultats de simulation – Compensation de la perturbation i_{CH}

- a. V_{bus} : Tension de sortie, b. i_L : courant global ; i_{CH} : courant dans la charge,
- c. i_{Lj} : courants dans les inductances, d. zoom sur les courants dans les inductances

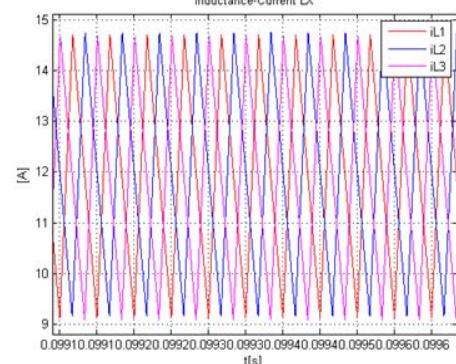


Figure 4.6.d

IV.3.3 Régulation du courant sur chaque bras :

Dans cette partie, en plus la boucle de régulation de tension, le courant est régulé pour chacun des trois bras. La référence de courant est obtenue à partir du correcteur de tension et est

comparée avec les courants mesurés dans chaque inductance. Par conséquent, dans le cas d'une mauvaise répartition des courants entre les différents bras, la régulation agit sur le rapport cyclique de chaque bras séparément et force les trois courants à suivre une même référence. Nous avons donc le schéma bloc du sous système « REGULATION PI » pour ce cas dans la figure (4.7) et les résultats de simulation dans la figure 4.8.

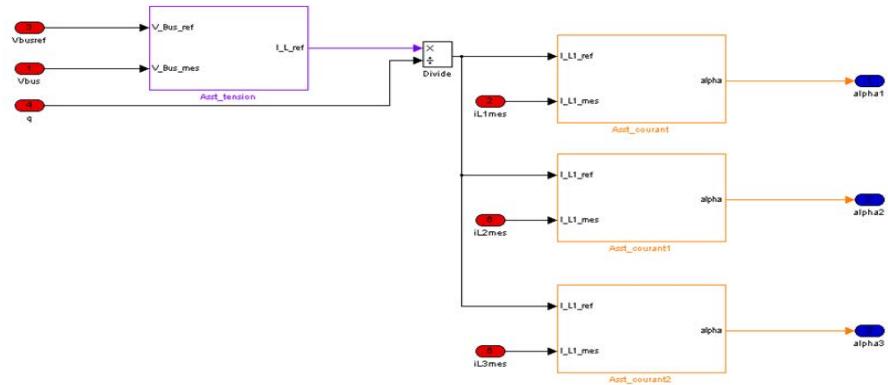


Figure 4.7 : Schéma bloc – Régulation du courant sur chacun des trois bras

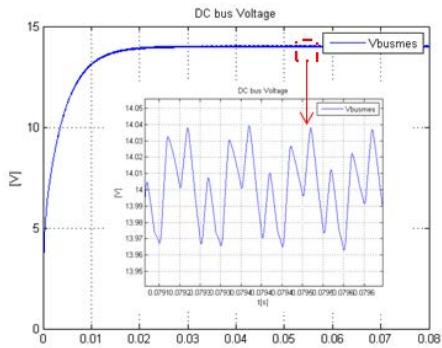


Figure 4.8.a

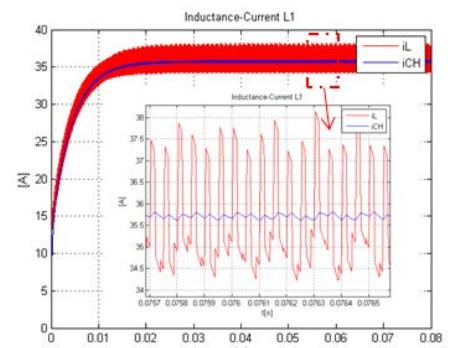


Figure 4.8.b

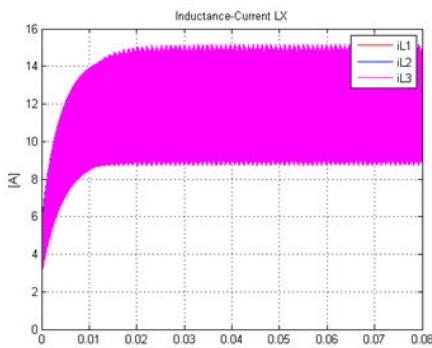


Figure 4.8.c

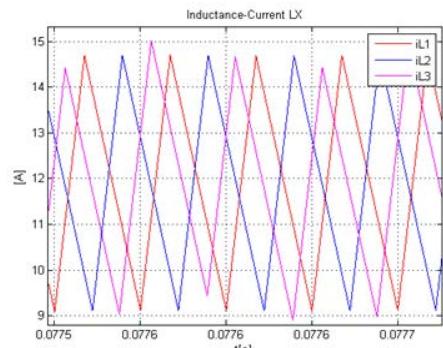


Figure 4.8.d

Figure 4.8 : Résultats de simulation – Régulation du courant sur chacun des 3 bras.

- a. V_{bus} : Tension de sortie, b. i_L : courant global ; i_{CH} : courant dans la charge,
- c. i_{Lj} : courants dans les inductances, d. zoom sur les courants dans les inductances

IV.3.4 Boucle d'équilibrage des courants :

Le correcteur de tension donne une référence du courant global. Le courant global est régulé et suit la référence imposée par la boucle de tension. En plus des boucles de tension et de courant, nous insérons un correcteur PI supplémentaire sur chaque bras. Le rôle de ces correcteurs est de compenser les différences entre les valeurs des courants qui traversent les inductances et donc d'assurer une répartition équilibrée des courants entre les trois branches et cela, même dans le cas de présence de déséquilibres entre les paramètres internes des composants (résistances en conduction des IGBT, diode, conducteurs de longueurs différentes,...)[17]. Le schéma bloc du sous système « REGULATIONS PI » utilisé pour cette simulation est donné dans la figure 4.9 et les résultats obtenus en simulation sont illustrés sur la figure 4.10.

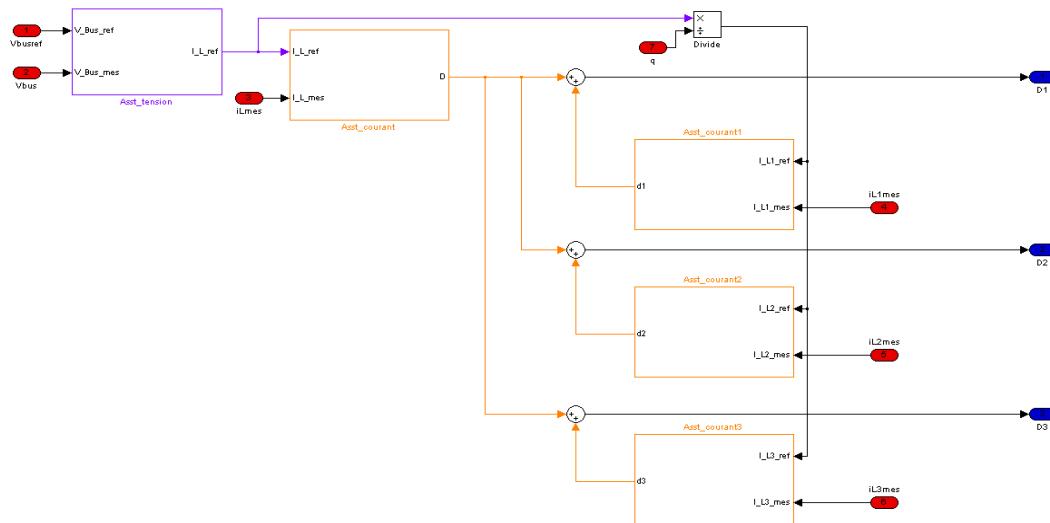


Figure 4.9 : Schéma bloc – Boucles d'équilibrage des courants

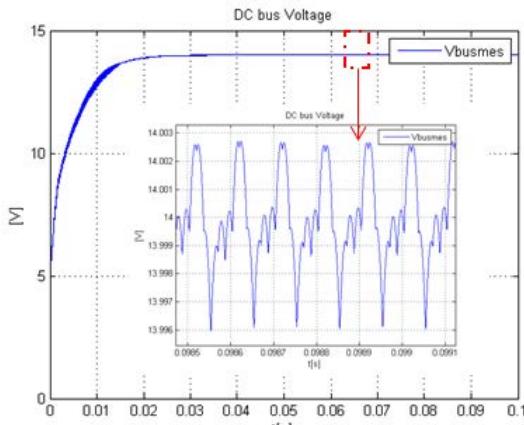


Figure 4.10.a

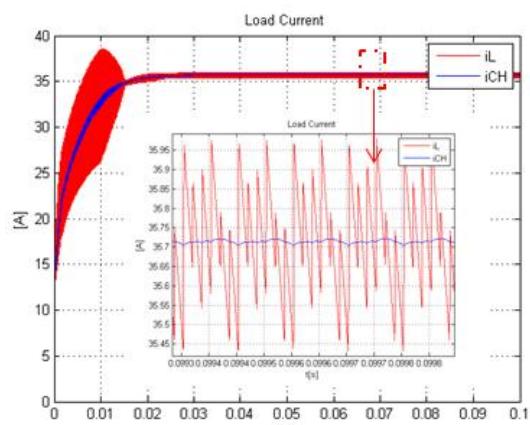


Figure 4.10.b

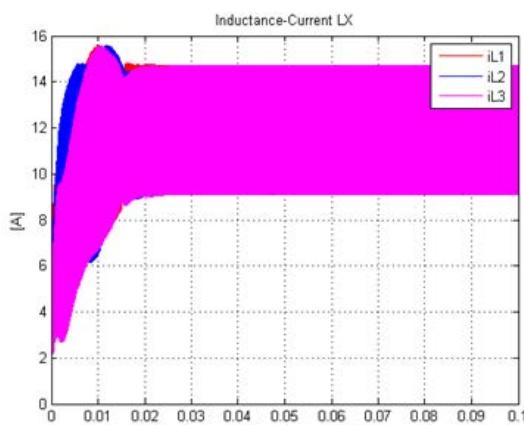


Figure 4.10.c

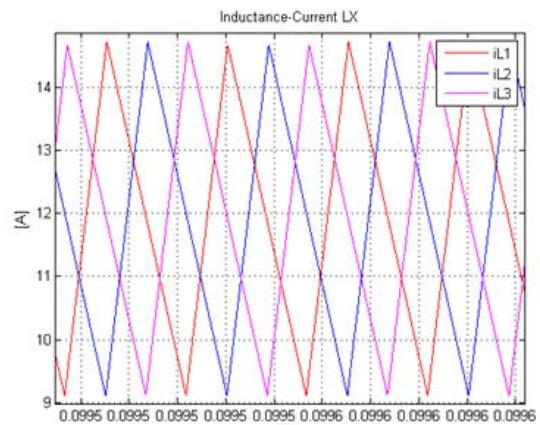


Figure 4.10.d

Figure 4.10 : Résultats de simulation – Boucles d'équilibrage des courants0.

a. V_{bus} : Tension de sortie, b. i_L : courant global ; i_{CH} : courant dans la charge,

c. i_{Lj} : courants dans les inductances, d. zoom sur les courants dans les inductances

IV.3.5 Réponse à un échelon de puissance (commande classique) :

Dans le but d'étudier la qualité des lois de commande utilisées, nous avons appliqué un échelon de la puissance absorbée par la charge (de 500 à 1000W). Pour ce test, nous avons choisi les architectures de commande énoncées dans les parties (IV.3.1) et (IV.3.4) et cela afin de comparer les performances obtenues dans chacun des deux cas. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures (4.11).

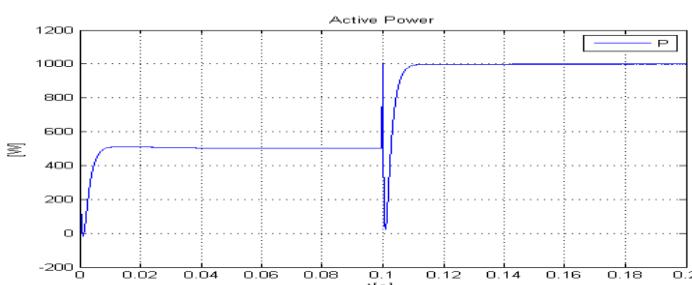


Figure 4.11.1

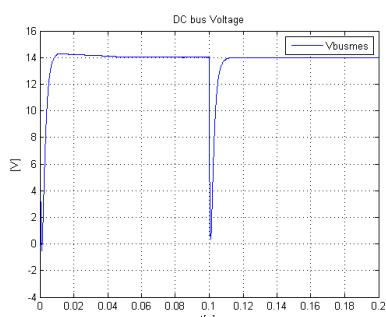


Figure 4.11.2.a

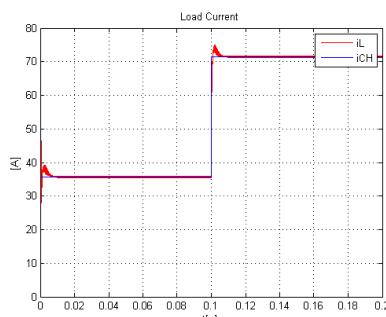


Figure 4.11.2.b

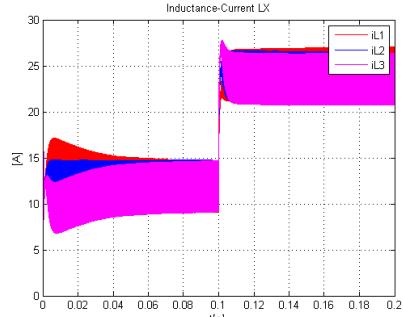


Figure 4.11.2.c

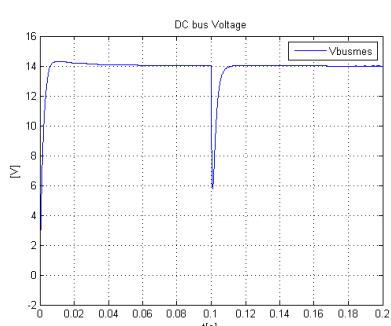


Figure 4.11.3.a

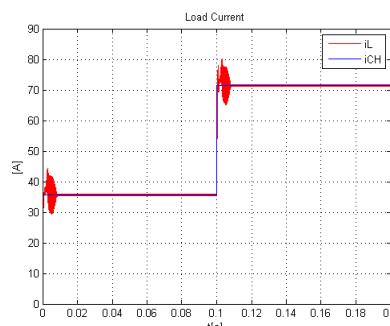


Figure 4.11.3.b

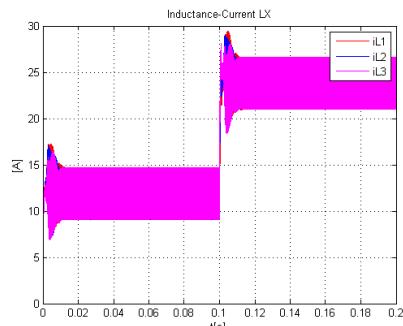


Figure 4.11.3.c

Figure 4.11 : Résultats de simulation – Réponse à un échelon de puissance (500-1000W).

4.11.1 Profil de puissance,

4.11.2 sans boucle de répartition des courants,**4.11.3** avec boucle de répartition des courants,

a.tension de sortie, b.courants de sortie, c. courants dans les inductances.

IV.4 Comparaison des résultats de simulation pour les différentes commandes PI :

Le tableau (4.1) récapitule les performances de chacune des quatre lois de commande utilisant des correcteurs PI énoncées précédemment.

	Commande (III.3.1)	Commande (III.3.2)	Commande (III.3.3)	Commande (III.3.4)
-Tension de sortie	Régulée/stable	Régulée/stable	Régulée/stable	Régulée/stable
-Répartition des courants en régime permanent	Egalité	Egalité	Egalité	Egalité
-Réponse dynamique	74 ms	62ms	22ms	18ms
-Ondulation de tension	0.01%	0.04%	0.02%	0.04%
-Ondulation du courant de sortie	0.95%	0.91%	0.92%	1.2%

Tableau 4.1 : Comparaison des lois de commande PI.

Les résultats présentés montrent que l'architecture du système ainsi que les quatre techniques de commande utilisées permettent de bien satisfaire le cahier des charges avec des performances plus ou moins différentes. En effet, la tension est régulée et suit bien la référence qui

lui est imposée malgré la variation de la puissance. Parmi les quatre lois de commande utilisées, la technique qui consiste à réguler le courant sur un seul bras est la plus simple à mettre en œuvre car elle nécessite qu'un seul capteur de courant et que deux correcteurs PI. Par ailleurs, les techniques utilisées dans les paragraphes (III.3.3) et (III.3.4), offrent des performances dynamiques meilleures ainsi qu'une stabilité et une robustesse accrue vis-à-vis des variations de la puissance de la charge. Cependant, ces deux dernières techniques de commande nécessitent deux capteurs de courants ainsi que 2 correcteurs PI (3 dans le cas de la commande (III.3.4)) supplémentaires.

IV.5 Résultats de simulation avec la commande robuste (technique du Backstepping) :

Dans cette partie, nous avons utilisé une commande robuste par la technique du Backstepping. Le sous système « REGULATION PI » est remplacé par une fonction Matlab qui contient l'algorithme de commande énoncé dans le paragraphe (III.3.2.2). Les autres sous systèmes du modèle restent inchangés. Afin d'étudier la qualité de cette technique de commande, nous avons appliqué un échelon de puissance absorbée (500-1000W). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (4.12).

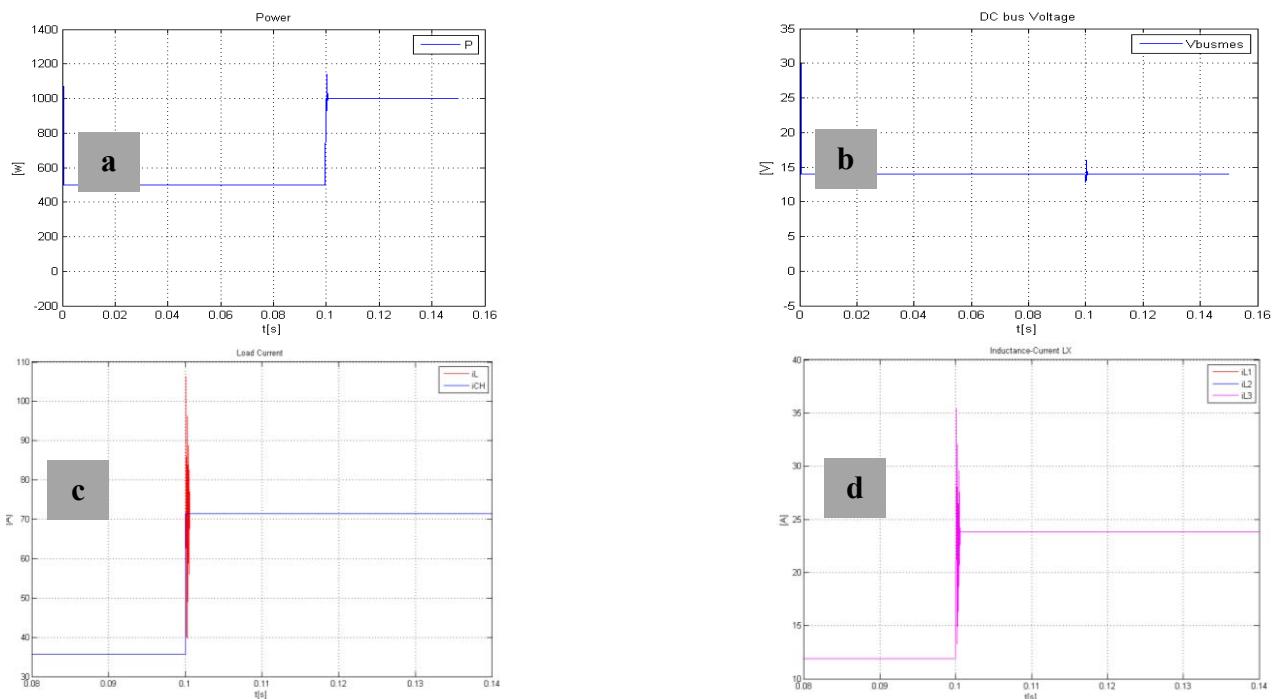


Figure 4.12 : Résultats de simulation – Commande robuste par Backstepping.

- a.puissance absorbée par la charge,b.tension de sortie,
- c.courant global ; courant dans la charge,d.courants dans les inductances

Les résultats présentés sur la figure (4.12) montrent que l'utilisation de la commande robuste par Backstepping satisfait le cahier des charges avec d'excellentes performances. En effet, nous n'avons pratiquement pas d'ondulations de la tension et du courant à la sortie du convertisseur. Par ailleurs, nous avons une excellente répartition des courants entre les trois cellules avec une réponse dynamique très rapide (de l'ordre de 10^{-4} s). Cependant, l'application d'un échelon de la puissance de la charge a causé l'apparition de pics de courant. L'amplitude de ces pics peut être réduite en agissant sur les paramètres du correcteur Backstepping au prix d'avoir un temps de réponse un peu

plus important. Finalement, nous pouvons dire que la commande robuste par la technique de Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande classique avec des correcteurs PI (meilleure réponse dynamique, moins d'ondulations sur la tension et les courant, meilleures répartition des courants).

IV.6 Commande tolérante aux défauts :

Les commandes tolérantes aux défauts (CTD) ont été abordées dans de nombreux travaux de recherches que ce soit dans l'industrie ou dans le milieu académique. Cet intérêt est essentiellement dû à la croissance incessante concernant les performances, la sûreté de fonctionnement et surtout la continuité de service des systèmes électriques embarqués.

La plupart des commandes tolérantes aux défauts sont réalisées en deux étapes :

- Une première étape de Détection du Défauts (DD), qui dans certains cas, en plus de la détection d'un éventuel défaut, permet l'isolation de l'élément défectueux.
- La seconde étape concerne la Reconfiguration de la Commande et le système si nécessaire ou les deux en même temps : Elle assure, quant à elle, la continuité de service du système comportant le défaut s'il est détecté. La reconfiguration se fait en développant des algorithmes basés sur des grandeurs mesurées du vecteur d'état du système, des observateurs ou encore des simples estimateurs[18], [19].

Dans cette partie, nous allons développer une commande tolérante aux types actionneurs, capteurs ou composants qui causerai la perte de l'une des cellules du convertisseur, et cela, en se basant sur les techniques de commande utilisées dans les paragraphes précédents. L'étape de la détection de défauts n'a pas été étudiée dans ce travail. Nous l'avons remplacé par une constante q_i qui prend la valeur du bras qui contient le défaut. Par la suite, un algorithme de reconfiguration de la commande après isolation du bras défectueux est proposé. Il est également possible de basculer de la commande classique à la commande robuste à tout moment en agissant sur la constante Choix Commande (CC).

Dans le cas de la présence d'un défaut, l'algorithme de reconfiguration de la commande peut être résumé comme suit :

- Si $q_i=0$: \rightarrow pas de bras défaillant \rightarrow ne rien faire
- Si $q_i=j$ ($j=1,2,3$) : $\rightarrow q_R=N-1=2$ bras restants
 \rightarrow Appliquer l'algorithme de reconfiguration
 - Isoler la cellule j en envoyant un signal de commande nul
 - Modifier le déphasage entre les signaux de commande des cellules restantes ($2\pi/q_R$) afin de garder un système équilibré
 - Modifier le courant de référence de chaque cellule ($i_{Ljref}=I_{Lref}/q_R$)

Les résultats de la simulation sont présentés sur la figure 4.13.

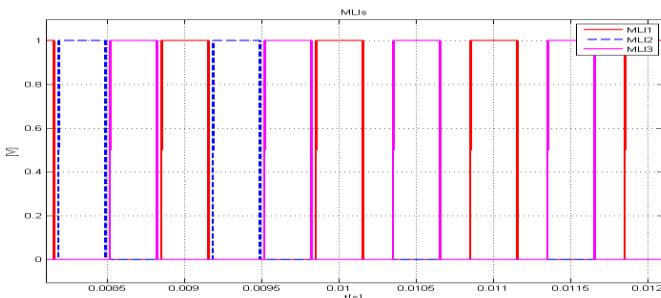


Figure 4.13.1

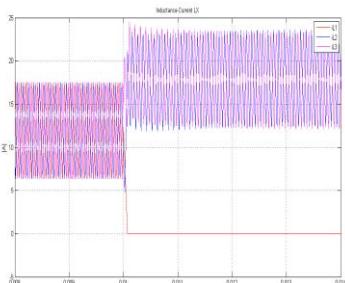


Figure 4.13.2.a

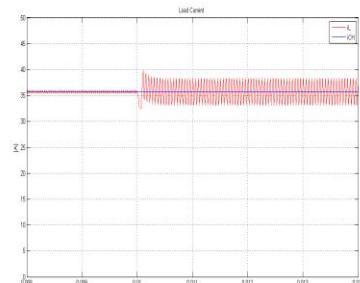


Figure 4.13.2.b

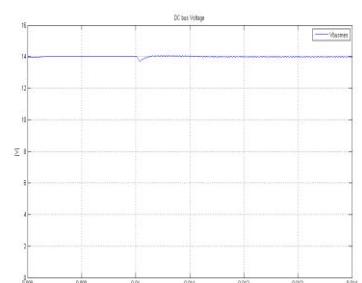


Figure 4.13.2.c

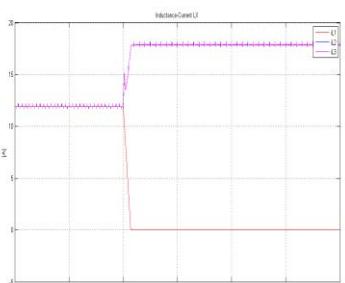


Figure 4.13.3.a

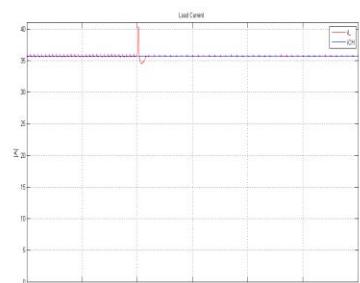


Figure 4.13.3.b

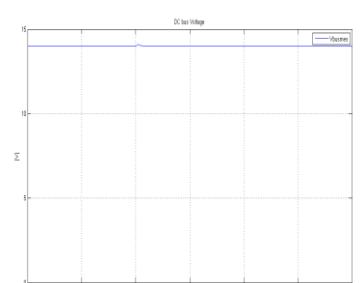


Figure 4.13.3.c

Figure 4.13 : Résultats de simulation – Commande tolérante aux défauts.

4.13.1 Reconfiguration des signaux de commande,

4.13.2 avec la commande classique PI, **4.13.3** avec la commande robuste (Backstepping),

a. courants dans les inductances, **b.** courants de sortie, **c.** tension de sortie

Ces résultats montrent que l'on peut assurer une continuité de service même lors de la perte d'une cellule, et cela avec les deux commandes utilisées. En effet, après la perte du bras numéro 2 du convertisseur, la tension reste régulée à 14V et les courants restent bien répartis entre les deux cellules restantes. La figure (4.13.1) montre que nous avons bien une reconfiguration des signaux de commande des différents interrupteurs. Effectivement, le signal de commande du bras défectueux, en l'occurrence le bras numéro 2, est mis à zéro tandis que le déphasage entre les signaux de commande des deux bras restants passe de $2\pi/3$ à π , ce qui correspond du passage de trois à deux cellules actives.

Nous constatons également à partir de la figure (4.13.2.b) qu'avec la commande PI, lors de la perte d'une cellule, l'ondulation du courant de sortie augmente considérablement (de 1.2% à

14.7%). Ce phénomène s'explique par le fait que les correcteurs PI sont dimensionnés pour fonctionner autour d'un point de fonctionnement, et que, plus on s'éloigne de ce point et plus les performances de la régulation diminuent. La commande robuste quant à elle, assure les mêmes performances, aussi bien avant et après la perte de la cellule défaillante, et cela avec des ondulations de tension et de courant très faibles.

IV.7 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de développer quatre différentes lois de commande utilisant des correcteurs PI ainsi qu'une loi de commande robuste utilisant la technique Backstepping. Les résultats obtenus en simulation ont montré que les différentes techniques de commande étudiées permettent de satisfaire le cahier des charges avec des performances plus ou moins différentes. En effet, et pour la commande PI, nous avons constaté que l'architecture la plus simple à mettre en œuvre était de réguler le courant sur un seul bras (paragraphe (III.3.1)), car cette technique ne nécessite l'utilisation que d'un seul capteur de courant et de deux correcteurs PI. Cependant du point de vue de la réponse dynamique et de la stabilité et de la robustesse du système vis-à-vis des variations de la puissance de la charge, les lois de commande décrites en (III.3.3) et (III.3.4) offrent de meilleurs résultats. Néanmoins, la régulation du courant sur chaque bras nécessite N capteurs de courant et $N+1$ correcteurs PI, N étant le nombre de cellules. Un compromis entre la simplicité de la mise en œuvre et les performances s'impose donc.

D'autre part, la simulation de la commande robuste par Backstepping a montré que cette technique de commande offre de meilleurs résultats que la commande classique PI (meilleure réponse dynamique, courants superposés, moins d'ondulations sur les signaux de la tension et des courants, bon fonctionnement sur une large plage de puissance). Cependant, la difficulté de cette technique de commande réside dans le choix des paramètres du correcteurs Backstepping qui sont aléatoires.

Finalement, la simulation de la présence d'une cellule défaillante nous a permis de valider notre algorithme de commande tolérante aux défauts et d'assurer donc, une continuité de service et plus de sûreté du système. Néanmoins, les résultats de simulation ont montré que la qualité de la commande PI diminue avec le changement du point de fonctionnement, ce qui est l'un des inconvénients de ce type de correcteurs. La commande robuste par Backstepping quant à elle assure les mêmes performances dans les deux modes de fonctionnement, sain et dégradé.

Dans le chapitre suivant, nous allons effectuer une validation expérimentale de deux techniques de commande parmi celles étudiées en simulation, plus précisément, la commande PI avec correction du courant sur chaque bras et la commande robuste par Backstepping.

Chapitre 5 : Validation expérimentale

V.1 Introduction :

Nous présentons dans ce chapitre les résultats obtenus lors de la validation expérimentale des lois de commande développées. Nos essais ont été effectués au laboratoire « Commande et Systèmes » de l'ESTACA.

V.2 Montage de la manipulation :

Pour notre manipulation, nous avons utilisé trois modules de puissance SEMIKRON composé chacun d'un transistor IGBT et d'une diode. Les inductances sont réalisées en bobinant un câble en cuivre isolé autour d'un noyau ferromagnétique. Les détails du dimensionnement des bobines sont donnés en annexe. Notre banc d'essais est présenté sur la figure (5.1).

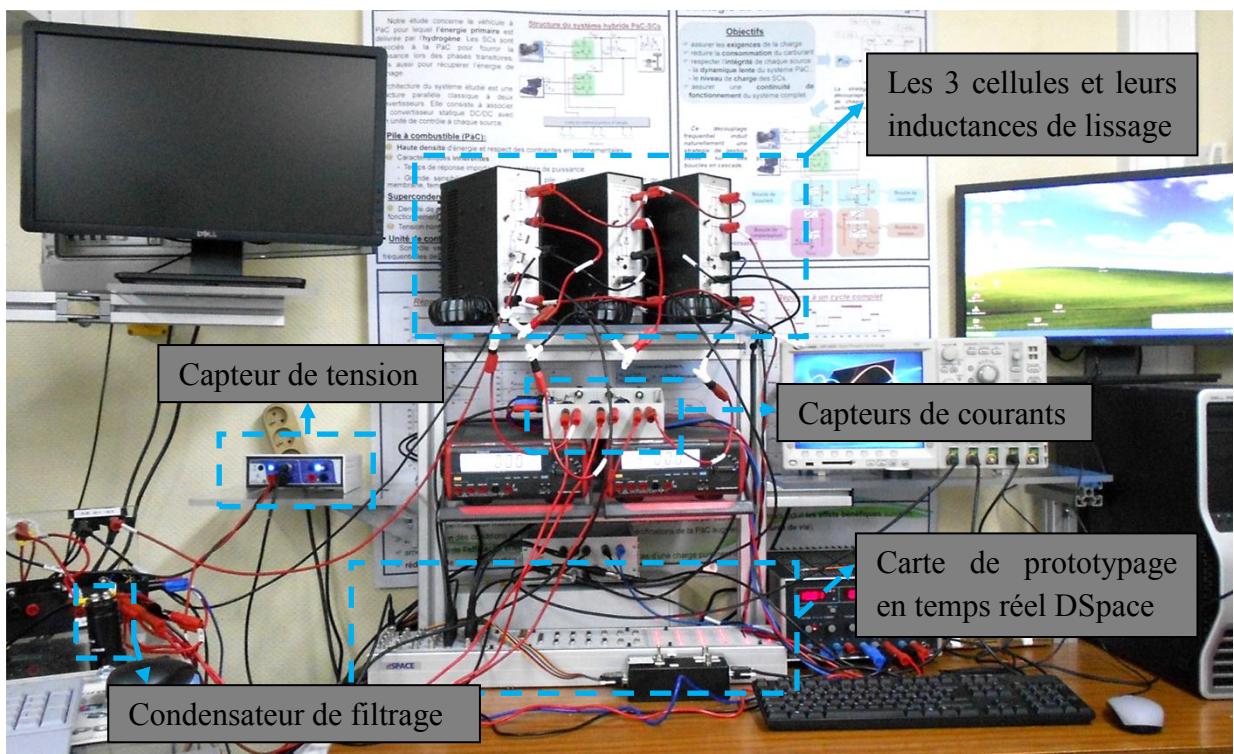


Figure 5.1 : Banc d'essais

Nous disposons également de deux alimentations quatre quadrants. L'une a été utilisée comme source de tension à l'entrée du convertisseur et l'autre, comme charge (source de courant inversée) pour émuler des profils de puissance.

Afin d'appliquer nos lois de commande en temps réel, nous avons utilisé une carte de prototypage en temps réel *DSpace DS1103* qui assure le transfert des données entre l'ordinateur (donc la commande) et le système réel. La variation des paramètres de commande et la récupération des données sur ordinateur sont effectuées via le logiciel *ControlDesk*. Pour la mesure des courants, nous avons utilisé des capteurs *LEM LA-55-P* que nous avons calibrés de telle sorte à mesurer avec précision des courants dans la plage 0-50A.

V.3 Résultats expérimentaux pour le mode de fonctionnement sain :

La carte DS1103 ne permettant pas des temps d'échantillonnage supérieur à $7 \cdot 10^{-5}$ s pour notre modèle Simulink, car ce dernier est assez lourd et complexe, nous avons choisi de travailler à une fréquence de découpage de 10kHz au lieu de 20kHz imposée par le cahier des charges.

Dans un premier temps, nous avons réalisé le montage correspondant à la régulation du courant sur un seul bras (III.3.1) car ce montage nécessite un seul capteur de courant. Cependant, nous avons constaté un grand déséquilibre entre les courants traversant chaque bras et ceci est dû aux paramètres internes du système tel que les résistances en conduction qui ne sont pas parfaitement égales. Nous avons décidé de réguler le courant sur chacun des trois bras en utilisant la loi de commande du paragraphe (III.3.3). En plus du capteur de tension, nous avons utilisé trois capteurs de courant afin de mesurer le courant à travers chaque inductance.

La deuxième manipulation consiste à mettre en place le montage correspondant à la commande robuste par Backstepping (III.4). Pour cette commande, la connaissance de la résistance de charge est nécessaire pour le calcul des différents rapports cycliques. Cette dernière valeur est obtenue en calculant le rapport entre la tension de sortie du convertisseur et le courant de charge.

Le test effectué consiste à faire varier la puissance de la charge. Le profil utilisé suit une variation dans une plage allant de 40% à 95%* P_M avec P_M la puissance maximale fixée à 500W. Les résultats obtenus avec les deux lois de commandes utilisées sont présentés sur les figures (5.3) et (5.4).

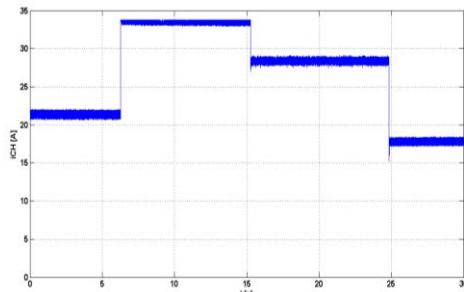


Figure 5.3.a

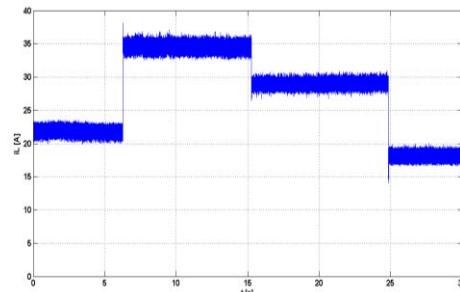


Figure 5.3.b

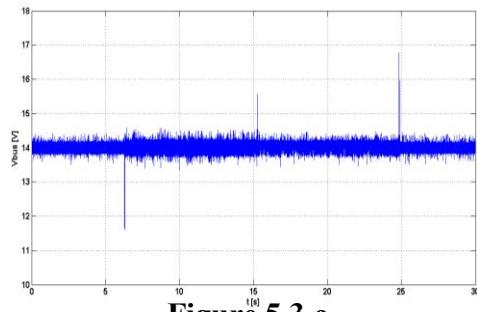


Figure 5.3.c

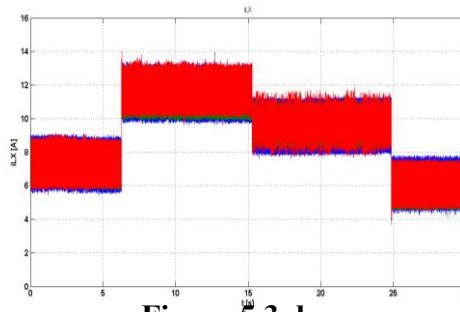


Figure 5.3.d

Figure 5.3 : Résultats expérimentaux – Régulation PI sur chaque bras (mode sain)

- a. courant dans la charge (Profil de charge), b. courant global à la sortie du convertisseur,
- c. tension de sortie du convertisseur, d. courants à travers les inductances.

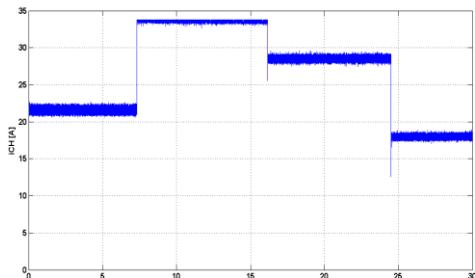


Figure 5.4.a

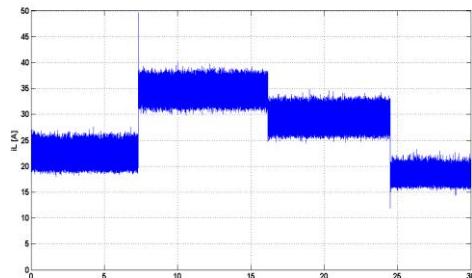


Figure 5.4.b

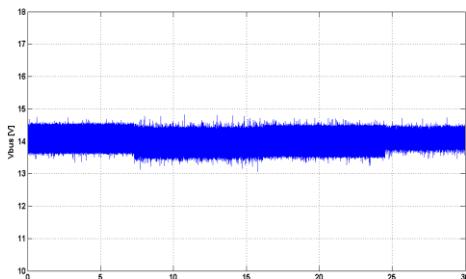


Figure 5.4.c

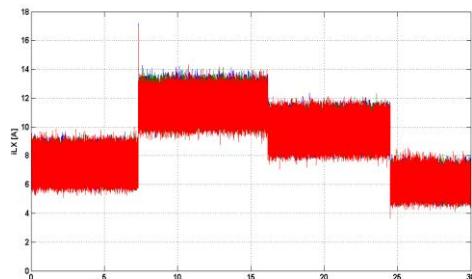


Figure 5.4.d

Figure 5.4 : Résultats expérimentaux – Commande robuste par Backstepping (mode sain)

- a. courant dans la charge (Profil de charge), b. courant global à la sortie du convertisseur,
- c. tension de sortie du convertisseur, d. courants à travers les inductances.

Il apparaît clairement à partir des figures (5.3) et (5.4) que les objectifs de la commande sont satisfaits pour les deux lois utilisées. En effet, la tension de sortie du convertisseur suit bien la référence qui lui est imposée et reste stable autour de 14V malgré la variation de la puissance de la charge, et donc du courant débité par le convertisseur. Nous constatons également une bonne répartition des courants entre les trois cellules, et cela, indépendamment du niveau de courant qui les traverse. A titre comparatif, nous avons calculé les ondulations de la tension de sortie (5% pour la commande PI et 7% pour la commande Backstepping) et du courant global à la sortie du convertisseur (17% pour la commande PI et 19% pour la commande Backstepping) ce qui est en contradiction avec les résultats trouvés en simulation. Ceci peut être dû aux paramètres utilisés pour le Backstepping qui sont des constantes positives aléatoires. Cependant, les valeurs des ondulations restent inférieures aux limites fixées par le cahier des charges. Nous avons également constaté l'apparition de pics sur le signal de la tension de sortie à chaque variation du courant de la charge avec la commande classique PI. Ces pics sont inexistant avec la commande robuste.

V.4 Résultats expérimentaux pour le mode de fonctionnement dégradé :

Dans cette partie, nous présentons les résultats expérimentaux obtenus pour le mode de fonctionnement dégradé. Le test effectué consiste à faire varier la puissance de la charge de la même manière que dans le mode de fonctionnement sain, cependant, lorsque le convertisseur fournit sa puissance maximale, nous simulons la présence d'un défaut sur l'une des trois cellules et relevons les variations des différentes grandeurs électriques. Les résultats obtenus pour les deux lois de commande utilisées sont présentés sur les figures (5.6) et (5.7).

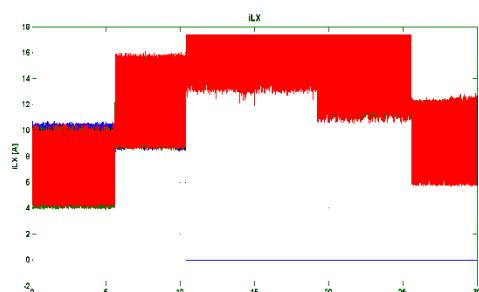
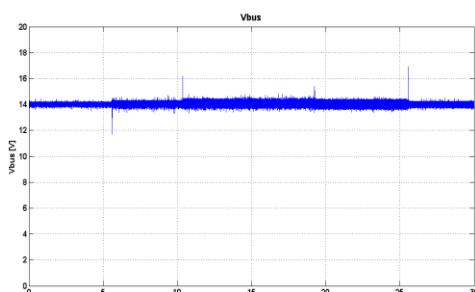
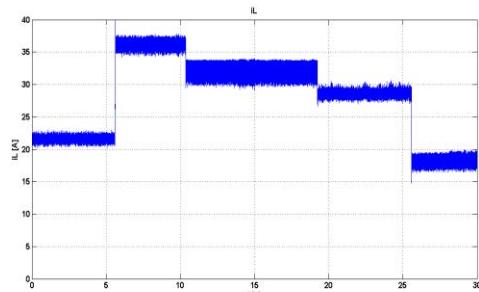
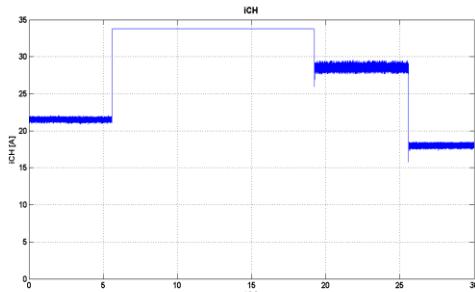


Figure 5.5 : Résultats expérimentaux – Régulation PI sur chaque bras (mode dégradé)

- a. courant dans la charge (Profil de charge), b. courant global à la sortie du convertisseur,
- c. tension de sortie du convertisseur, d. courants à travers les inductances.

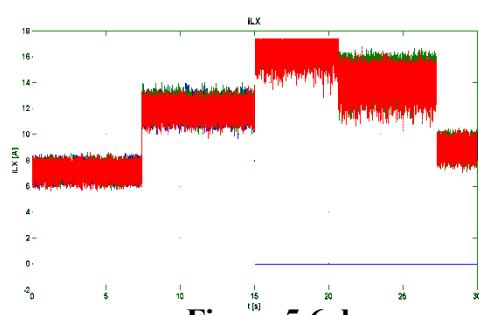
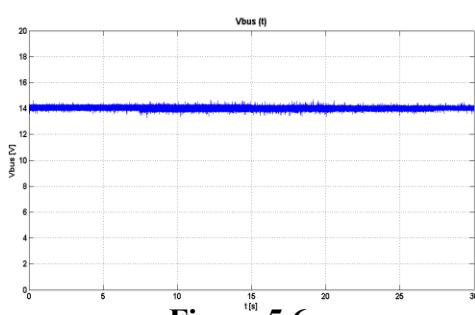
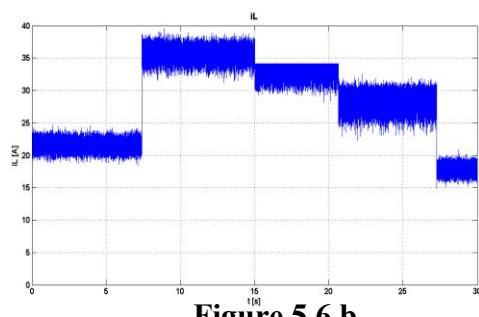
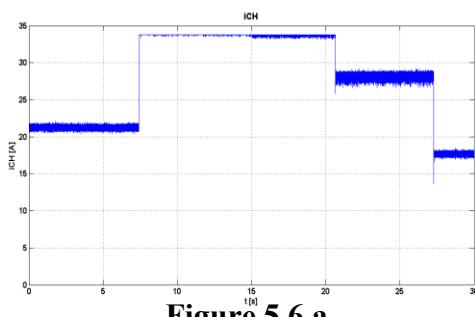


Figure 5.6 : Résultats expérimentaux – Commande robuste par Backstepping (mode dégradé)

- a. courant dans la charge (Profil de charge), b. courant global à la sortie du convertisseur,
- c. tension de sortie du convertisseur, d. courants à travers les inductances.

Les résultats des figures (5.5) et (5.6) nous permettent de valider les résultats obtenus en simulation. En effet, la régulation de la tension de sortie et des courants dans les cellules reste assurée même dans le cas de la présence d'un défaut, en l'occurrence, la perte d'une cellule. Ce résultat nous permet d'assurer une continuité de service même en présence d'un défaut et donc plus de sûreté du système embarqué. Nous constatons également que lors de la perte de la cellule défaillante, les deux cellules restantes assurent le transfert du même courant à la charge et donc de la même puissance qu'avant l'apparition du défaut. Ceci nous conduit à introduire une limitation en courant lors du fonctionnement en mode dégradé, et cela, afin de ne pas détériorer les composants de puissance des cellules restantes. Notons également que l'ondulation des courants en mode dégradé est supérieure pour la commande PI relativement à la commande Backstepping. Cela s'explique par le fait que les correcteurs PI sont dimensionnés pour fonctionner autour d'un point de fonctionnement alors que la technique Backstepping peut fonctionner sur toute la plage de fonctionnement. En ce qui concerne la réponse dynamique, nous avons constaté que la commande robuste par Backstepping a une réponse plus rapide que celle obtenue avec la régulation PI. Cela confirme les résultats constatés en simulation.

V.5 Conclusion :

Cette partie de notre travail nous a permis de valider par l'expérimentation deux techniques de commandes parmi celles étudiées en simulation. La loi de commande du paragraphe (III.3.1) n'a pas donné les résultats expérimentaux souhaités. En effet, et malgré que cette loi de commande s'avère la plus intéressante, du fait que nous avons besoin d'un seul capteur de courant, la mauvaise répartition des courants entre les deux cellules non régulées nous a poussé à abandonner cette méthode et à utiliser la technique qui consiste à réguler le courant sur chacune des trois cellules.

Les résultats obtenus sur le banc d'essai confirment que les objectifs de la commande sont remplies, aussi bien pour la régulation de la tension de sortie que pour la répartition des courants entre les différentes cellules, et cela avec les deux lois de commande utilisées. A titre comparatif, nous pouvons dire que la commande robuste par Backstepping présente de nombreux avantages par rapport à la commande PI. Entre autre, nous pouvons citer : un bon fonctionnement sur toute la plage de puissance, une meilleure réponse dynamique, des ondulations de courant inférieures, l'absence de creux de tension sur le bus continu lors des variations de la puissance de charge. Cependant, la difficulté de cette commande réside dans le choix des paramètres du correcteur. En effet, ces paramètres sont des variables positives aléatoires et sont choisies par tâtonnement contrairement à la commande classique PI, dont la méthode de calcul des correcteurs est assez simple.

Finalement, le choix de la technique de commande à utiliser à bord d'un véhicule hybride/électrique dépendra étroitement du cahier des charges (plage de puissances, réponse dynamique, tolérance à la présence de creux de tension sur le bus de sortie pendant de courts intervalles de temps,...).

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce rapport de stage s'inscrit dans le cadre de la conception et la commande d'un convertisseur multicellulaire entrelacé embarqué dans un véhicule hybride/électrique. Notre but était de mettre en œuvre des lois de commande afin de satisfaire le cahier des charges repris de travaux en cours dans l'équipe Commande et Systèmes de l'ESTACA et d'assurer la continuité de fonctionnement du système en présence d'un défaut.

Dans un premier temps, nous avons vu l'intérêt d'utiliser une structure multicellulaire parallèle à la place d'une structure conventionnelle pour ce type d'application caractérisé par des niveaux de courants élevés sous faible tension. Elle permet en effet, en jouant sur la modularité, de s'adapter à un cahier des charges, d'améliorer la qualité spectrale des formes d'ondes électriques, d'en faciliter le filtrage et de mieux gérer les pertes et les échanges thermiques. Cependant, cette structure présente certains inconvénients notamment de fortes ondulations au niveau de chaque cellule et un éventuel déséquilibrage des courants.

Pour améliorer le fonctionnement du convertisseur entrelacé étudié nous avons proposé des lois de commande adaptées aux nouvelles architectures de convertisseurs statiques multicellulaires. La comparaison de quatre architectures de commande utilisant des correcteurs PI a montré que, de meilleures performances sont obtenues en régulant le courant sur chaque bras du convertisseur ou bien en ajoutant une boucle d'équilibrage des courants. Cependant, la réalisation d'une telle commande nécessite un plus grand nombre de capteurs de courants et de correcteurs PI. Un compromis entre simplicité et performances s'impose donc. Les tests expérimentaux ont montré que la régulation du courant sur un seul bras ne donne pas les résultats souhaités. En effet, nous avons constaté un grand déséquilibre de courant entre les deux cellules non régulées. Ce résultat nous a poussé à réguler le courant sur chacune des trois cellules et cela nous a permis de satisfaire le cahier des charges tout en assurant une bonne répartition des courants entre les trois cellules.

A titre comparatif, nous avons constaté que la commande robuste par la technique du Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande classique PI (réponse dynamique plus rapide, bon fonctionnement sur toute la plage de puissance, moins d'ondulations de tension et du courant). En effet, que ce soit en simulation ou bien sur la plateforme expérimentale, nous avons constaté que les performances de la commande classique PI diminuaient avec le changement du point de fonctionnement. La commande Backstepping quant à elle assure les mêmes performances quelque soit le point de fonctionnement.

Les résultats expérimentaux nous ont permis de valider l'algorithme de la commande tolérante aux défauts développé en simulation, et cela pour les deux lois de commande, PI et Backstepping. Néanmoins, ces résultats ont montré que l'utilisation de correcteurs PI n'est pas appropriée pour ce type de commande. En effet, les grandes variations de la puissance de la charge ou du nombre de cellules causent une dégradation de la qualité de la commande PI, dont les correcteurs sont dimensionnés pour fonctionner autour d'un point de fonctionnement.

Finalement, nous avons montré que l'architecture multicellulaire associée à une commande performante tolérante aux défauts présente une solution très intéressante pour ce type de cahier des charges.

Dans la suite de ce travail, nous proposons de réaliser une validation expérimentale de l'approche développée à une fréquence de 20kHz afin d'obtenir de meilleures performances. Cette manipulation sera réalisable en remplaçant les transistors IGBT par des transistors MOSFET et en utilisant un contrôleur en temps réel plus puissant que la carte DSpace1103 et cela, afin d'augmenter la valeur du temps d'échantillonnage et donc d'augmenter la fréquence de découpage des semiconducteurs. Nous proposons également d'associer cette approche de fiabilisation par la commande à une fiabilisation par une démarche de conception globale avec optimisation sous contraintes multi-physiques pour un profil de mission donnée. L'objectif étant de déterminer quelle part de fiabilité peut être assurée par la commande et quel est l'impact de cette partie commande sur le design du convertisseur.

Références Bibliographiques

- [1] N. Bouhalli, « Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés », THESE, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2009.
- [2] Kevin Guépratte, « Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique », Université de Grenoble, 2011.
- [3] « La Recherche | Industrielle et Académique », *ESTACA, Ecole d'ingénieurs - Accueil*. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.estaca.fr/recherche/un-ancrage-dans-les-logiques-de-collaborations-industrielles-et-academiques.html>. [Consulté le: 27-août-2013].
- [4] N. Bouhalli, « Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés », PhD Thesis, 2009.
- [5] N. Bouhalli, E. Sarraute, M. Cousineau, et T. Meynard, « Etude et réalisation d'un hacheur pentaphasé compact pour applications VRM », présenté à XIIIème colloque Electronique de Puissance du Futur, Saint-Nazaire, France, 2010.
- [6] T. Taufik, R. Prasetyo, D. Dolan, et D. Garinto, « A new multiphase multi-interleaving buck converter with bypass LC », in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, p. 291-295.
- [7] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, et J. Uceda, « EMI reduction by interleaving of power converters », in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, vol. 2, p. 688-694 vol.2.
- [8] X. Zhou, X. Zhang, J. Liu, P.-L. Wong, J. Chen, H.-P. Wu, L. Amoroso, F. C. Lee, et D. Y. Chen, « Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors [voltage regulator modules] », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*, 1998, vol. 1, p. 145-150 vol.1.
- [9] xunwei Zhou, « Low-voltage High-efficiency Fast-transient Voltage regulator Module », 02-sept-1999. [En ligne]. Disponible sur: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-083099-171315/>. [Consulté le: 17-avr-2013].
- [10] P. Alejandro, G. Eirea, et E. Ferreira, « A control strategy for multi-phase buck converters under dynamical selection of active phases », Uruguay, 2009.
- [11] M. Le Bolloch, « Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphasés à inductances couplées », 13-déc-2010. [En ligne]. Disponible sur: <http://ethesis.inpt-toulouse.fr/archive/00001578/>. [Consulté le: 24-avr-2013].
- [12] M. A. Shrud, A. H. Kharaz, A. S. Ashur, et M. Benamar, « Analysis and Simulation of Automotive Interleaved Buck Converter », *Docstoc.com*, 2010.
- [13] M. Messaadi, « Commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanents », Université de Batna, Algérie, MAGISTER, 2012.
- [14] H. El Fadil et F. Giri, « ROBUST CONTROL OF INTERLEAVED SYNCHRONOUS PWM BUCK CONVERTERS », *Control Intell. Syst.*, vol. 36, n° 4, p. 340-346, déc. 2008.
- [15] M. Bendali, Larouci Cherif, Azib Toufik, Marchand Claude, et Coquery Gerard, « Design of Interleaved Power Converters under Volume, Efficiency and Thermal Constraints », présenté à PCIM Conference (Power Conversion Intelligent Motion), Nuremberg, Germany, 2013, p. 1316-1323.
- [16] M. Bendali, Larouci Cherif, Azib Toufik, Marchand Claude, et Coquery Gerard, « Design Methodology with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application », présenté à IEEE EUROCON 2013, Zagreb, Croatia, 2013.

- [17] M. Le Bolloch, « Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphasés à inductances couplées », PhD Thesis, 2010.
- [18] M. Abdellatif, « Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs », PhD Thesis, Université de Toulouse, 2010.
- [19] B. Boussaid, « Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références », Université Henri Poincaré - Nancy I, 2011.

Annexe 1 :

Réalisation des bobines

Pour réaliser un convertisseur Buck entrelacé, nous avons besoin de N bobines identiques de valeur spécifique. Cette valeur est imposée par le cahier des charges et est obtenue à partir des algorithmes d'optimisation multi-physique des convertisseurs multicellulaires. Dans notre cas, et afin de réaliser notre convertisseur Buck entrelacé à 3 cellules, nous avions besoin de trois bobines identiques de $60 \cdot 10^{-3}$ [H]. Etant donné que cette valeur d'inductance ne peut pas être trouvée dans le commerce, nous avons dû les réaliser au laboratoire.

Pour la réalisation de nos bobines, nous avons utilisé des tores en ferrite de référence C055908A2 dont l'inductance spécifique est $AL=37[\mu H]$. Cette inductance spécifique représente l'inductance d'une spire sur le circuit magnétique. Nous pouvons donc calculer le nombre de spires à partir de la relation suivante :

$$L = n^2 \cdot (m \cdot AL) [\mu H] \rightarrow n = \sqrt{\frac{L}{(m \cdot AL)}}$$

Où n est le nombre de spires et m le nombre de tores magnétiques.

Par exemple pour la réalisation d'une bobine de $60 [\mu H]$, nous avons utilisé 2 tores magnétiques en parallèle et cela afin d'éviter de saturer le circuit magnétique. Nous avons donc :

$$n = \sqrt{\frac{60000}{(2 \times 37)}} = 28.47 \cong 29 \text{ tours}$$

Nous avons donc bobiné 29 tours autour des deux tores en ferrite et nous avons vérifié la valeur de l'inductance à une fréquence de 10kHz et nous avons bien trouvé la valeur souhaitée. Le tore ferrite utilisé ainsi que la bobine finie sont montrés sur la figure suivante.



Figure A.2 : Réalisation des bobines

Annexe 2 :

La boucle d'équilibrage des courants

Les structures Buck entrelacés ne sont pas en pratique des architectures qui garantissent un bon équilibrage des courants comme nous l'avons constaté durant nos essais. Les cellules de commutation sont modélisées par des sources de tension $D_i \cdot V_{in}$ contrôlées par les rapports cycliques D_i , et mises en série avec de très faibles résistances séries R_{oni} . Ces sources de tension en série avec leur résistance respective sont mises en parallèles et connectées à la charge. Dans notre cas, R_{oni} est la résistance équivalente due à la présence des résistances en conduction R_{DSon} de la cellule de commutation, des résistances séries des bobinages et des résistances de câblage. En général, la résistance à l'état passant des interrupteurs est prépondérante par rapport à la résistance série des bobinages et du câblage. On peut maîtriser les valeurs des rapports cycliques, en revanche les valeurs des résistances équivalentes peuvent être différentes. Dans ce cas, un très faible déséquilibre des sources de tension peut induire qu'un seul bras conduit presque tout le courant I_{out} .

C'est à partir de ce constat que sont apparues les premières techniques d'équilibrage des courants de bras. L'idée maîtresse étant que si c'est à cause de la très faible résistance série de la source de tension qu'il est difficile d'équilibrer les courants, il suffit de dégrader la qualité de cette source de tension en augmentant, physiquement ou par la commande, la résistance série équivalente. On met alors en place ce que l'on appelle une boucle d'équilibrage des courants que l'on trouve sous le nom de « current-sharing » dans la bibliographie. L'idée étant de compenser tout désappairage résistif et toute dissymétrie introduite par le circuit de commande, par une correction de rapport cyclique sur chacun des bras du dispositif. De manière très basique, cette boucle fermée consiste à capter chacun des courants de bras, les comparer à leur valeur moyenne et à partir de l'erreur obtenue, générer une correction de rapport cyclique pour annuler l'erreur et donc le déséquilibre de chacun des courants. Cette nouvelle boucle d'équilibrage des courants utilise autant de mesures de courant et de correcteurs d'équilibrage qu'il ya de bras mis en parallèle. Le parallélisme a permis d'améliorer les performances des convertisseurs, mais engendre une complexification certaine des structures de régulation.

La boucle d'équilibrage en courant va donc produire une correction des rapports cycliques selon un mode différentiel. Un mode différentiel, par opposition au mode commun, ne modifie pas la composante moyenne du courant de sortie. Ceci revient à dire qu'à tout instant la moyenne des rapports cycliques de correction d_i est nulle, ceci étant possible puisque par construction, la moyenne des erreurs ε_i de chacun des bras est nulle.

En considérant que les rapports cycliques donnés par la boucle de courant sont noté D_i , les corrections des rapports cycliques dues aux déséquilibre des courant sont notés d_i , et les variations de courants dû à ces corrections \tilde{t}_i , nous avons le système suivant :

$$\left[\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \right] V_{in} = [[R_{on}] + p[L]] \begin{bmatrix} I_1 + \tilde{t}_1 \\ I_2 + \tilde{t}_2 \\ I_3 + \tilde{t}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{out} \\ R_{out} \\ R_{out} \end{bmatrix} (I_1 + I_2 + I_3 + \tilde{t}_1 + \tilde{t}_2 + \tilde{t}_3)$$

$$\text{Où : } [R_{on}] = \begin{bmatrix} R_{on1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{on2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{on3} \end{bmatrix} \text{ et } [L] = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix}$$

Nous avons d'une part : $(\tilde{i}_1 + \tilde{i}_2 + \tilde{i}_3) = 0$ et $\begin{bmatrix} R_{out} \\ R_{out} \\ R_{out} \end{bmatrix} (I_1 + I_2 + I_3) = \begin{bmatrix} V_{out} \\ V_{out} \\ V_{out} \end{bmatrix}$

Et d'autre part : $\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} V_{in} = [[R_{on}] + p[L]] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{out} \\ V_{out} \\ V_{out} \end{bmatrix}$

On obtient donc le système d'équations différentielles qui régit la boucle d'équilibrage des courants suivant :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} V_{in} = [[R_{on}] + p[L]] \begin{bmatrix} \tilde{i}_1 \\ \tilde{i}_2 \\ \tilde{i}_3 \end{bmatrix}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de ce système est donc :

$$FTBO = \frac{\tilde{i}_i(p)}{d_i(p)} = \frac{V_{in}}{[[R_{on}] + p[L]]^{-1}}$$

A partir de ce résultat, nous pouvons calculer la fonction de transfert en boucle fermée ainsi que les paramètres des correcteurs PI. Comme nous pouvons le constaté à partir des équations, les correcteurs de la boucle d'équilibrage des courants tiennent compte des paramètres interne du système, entre autre les éventuelles différences entre les valeurs des résistances séries et des inductances.



RESUME :

Ce rapport traite de la modélisation, la commande, la simulation et la conception d'un convertisseur Buck entrelacé (42/14V) pour application véhicule hybride/électrique. Nous présentons quatre différentes architectures de commande classique utilisant des correcteurs PI ainsi qu'une commande avancée par la technique du Backstepping. Par la suite, la notion de commande tolérante aux défauts est introduite afin d'assurer une continuité de fonctionnement en mode dégradé et donc plus de sûreté. Les performances des lois de commande développées sont vérifiées par le biais des résultats de simulation en utilisant Matlab/Simulink. Nous terminons par une validation expérimentale des deux techniques de commande (PI et Backstepping), pour les deux modes de fonctionnement ; sain et dégradé sur un banc d'essai dédié.

MOTS-CLES :

Conception, Buck entrelacé, commande PI, Backstepping, tolérance aux défauts.

ABSTRACT :

This report deals with the modeling, control, simulation and design of an interleaved Buck converter (42/14V) for hybrid/electric vehicle applications. We present four different architectures using conventional PI control and one advanced control using Backstepping technique. Subsequently, the concept of fault tolerant control is introduced to ensure the continuity of operation in degraded mode, so more system safety. The performances of the developed control laws are demonstrated through simulation using Matlab/Simulink. Finally, an experimental validation in a dedicated test bench of the two technical controls (PI and Backstepping) for both safe and degraded modes is conducted.

KEYWORDS :

Design, interleaved Buck, PI control, Backstepping, fault tolerance.