

Université Mohamed Khider - Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département: Génie Électrique
Réf :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم : الهندسة الكهربائية
المرجع :

Thèse présentée en vue de l'obtention
du Diplôme de
Doctorat en sciences en Électrotechnique
Option : Commande électrique

**Contribution à l'Analyse et à la Commande
des Convertisseurs DC-DC Parallèles à PWM**

Présentée par : **HADRI HAMIDA Amel**

Soutenue publiquement le 13/04/2011

Devant le jury composé

H. BENALLA	Professeur	U. de Constantine	Président
A. ALLAG	Maître de Conférence	U. de Biskra	Rapporteur
D. BENATTOUS	Professeur	U. d'Eloued	Examineur
A. BENAKCHA	Maître de Conférence	U. de Biskra	Examineur
A. BETKA	Professeur	U. de Biskra	Examineur
R. CHENNI	Maître de Conférence	U. de Constantine	Examineur

Remerciements

Je tiens à remercier particulièrement mon encadreur Dr : **Abdelkrim ALLAG**, Maître de conférences à l'université de Biskra pour la confiance sans faille qu'il m'a accordée et pour son aide scientifique précieuse durant la préparation de ce travail de recherche.

Je n'oublierai aussi de remercier les membres de jury :

Monsieur, **Houcine BENALLA**, Professeur à l'université de Constantine, pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant le jury.

Monsieur, **Djilali BENATTOUS**, Professeur du centre universitaire d'Eloued, Monsieur, **Abdelhamid BENAKCHA**, Maître de conférences à l'université de Biskra, Monsieur, **Rachid CHENNI**, Maître de conférences à l'université de Constantine, et Monsieur, **Achour BETKA**, Professeur à l'université de Biskra, d'avoir accepté d'examiner ce travail et d'y contribuer par leur notes et remarques.

Un grand merci à tous ceux qui ont accompagné de près ou de loin cette aventure : Ma famille (mère, père, sœurs et frères) et ma belle famille et à tous ceux qui m'ont incité à prendre au sérieux le temps alloué à cette thèse afin qu'elle soit achevée dans les meilleurs délais et avec de bons résultats. Ma sœur Sakina, Mr. D. BELLAHRACHE, Fatima et Manel.

Enfin, je suis très reconnaissante à ma petite famille (mon époux **ADEL GHOGGAL** et ma petite **MARIA**), dont l'amour et l'appui m'ont permis d'achever ce travail. Ils ont été une source constante d'encouragement, de soutien et de joie ... à qui je dédie ce travail..... mer.....ci!

Résumé

Dans cette thèse nous présentons une analyse détaillée des phénomènes non-linéaires et bifurcations dans le convertisseur continu - continu (DC-DC) Buck qui est en mesure de nous mener à une meilleure compréhension de sa dynamique. D'abord le modèle non-linéaire du système en boucle ouverte et en boucle fermé est établi avec comme variables d'état le courant de l'inductance et la tension au bornes de la capacité. La régulation est assurée par un régulateur proportionnel intégral dérivateur (PID). Après l'identification de la région de stabilité de ce convertisseur, nous analysons le scénario détaillé de bifurcation pendant des variations paramétriques. Après, nous employons le modèle non-linéaire du convertisseur afin d'aller plus loin dans l'étude des interactions sur la stabilité locale et globale en utilisant des techniques d'analyses non-linéaires. Puis, une modélisation bien détaillée des convertisseurs DC-DC parallèles en utilisant la commande en courant maître-esclave est développée. Les avantages de l'architecture des convertisseurs parallèles DC-DC est de fournir une tolérance de défauts, de fortes intensités de courant de sortie avec faibles tensions de sortie sont réalisés seulement avec l'utilisation des commandes de courant. Dynamiquement, le convertisseur principal maintient ses caractéristiques originales de conception, tous les convertisseurs esclave sont forcés pour s'écarter de manière significative de leurs caractéristiques originales de conception vers des courants commandés. Une méthode de conception du régulateur par mode de courant est présentée. À la fin, nous présentons l'étude d'une commande non-linéaire robuste utilisée pour les convertisseurs parallèles DC-DC. La stratégie de commande est basée sur la répartition équitable de courant en utilisant la commande par modes de glissement (RMG). Des détails sont donnés pour l'exécution de l'algorithme de commande. Outre la concordance avec ce qu'a prédit la théorie, les résultats de simulation sont satisfaisants.

ملخص

في هذه الأطروحة، نقدم تحليلاً مفصلاً للظواهر الغير خطية و التفرعات في المحول الكهربائي مستمر- مستمر من النوع الخافض مما يؤدي بنا إلى الفهم الجيد لسلوك هذا المحول.

أولاً، قمنا بتقديم النموذج الغير خطي للنظام في الحلقة المفتوحة و الحلقة المغلقة مع تحديد متغيرات الحالة المتمثلة في التيار المار بالوشيجة و التوتر المطبق بين طرفي المكثفة. نظام التحكم يتمثل في المنظم التناسبي التكاملي المشتق (PID). و بعد تعريف منطقة الإستقرار لهذا المحول، قمنا بتحليل السلوك المفصل للتفرعات عندما يحدث تغير في إحدى مكونات هذا المحول.

ثانياً، قمنا باستعمال النموذج الغير خطي للمحول للتعلم في دراسة الإستقرار الموضعي و الإستقرار الشامل، بمساعدة طرق تحليل غير خطية.

ثالثاً، قمنا بتطوير نموذج للمحولات الكهربائية مستمر- مستمر المتوازية بنظام التحكم عن طريق التيار. من إيجابيات المحولات المتوازية أنها تعطي مجال سماحية لحدوث الأعطاب، تيارات عالية في المخرج إلى جانب توترات ضعيفة في المخرج. عملياً، يبدأ المحول الرئيسي بالعمل بينما تضطر كل المحولات المتبقية بإتباعه. قمنا أيضاً بتقديم مفصل لدارة التحكم عن طريق التوزيع العادل لتيار المخرج.

أخيراً، قمنا بدراسة نظام تحكم غير خطي للمحولات الكهربائية مستمر- مستمر المتوازية. طريقة التحكم تعتمد على طريقة التيار المستمر باستعمال نظام التحكم بالمساحات الإنسيابية. قمنا أيضاً بتقديم شرح مفصل لتنفيذ نظام التحكم. تم إنجاز هذه الأطروحة باستعمال المنطق الحسابي " مطالب " والنتائج التي تحصلنا عليها كانت مقبولة و موافقة لما توصل إليه العلم في هذا المجال.

Abstract

In this thesis a detailed analysis is undertaken to explore the stability and bifurcation pattern of the nonlinear phenomena in the Buck DC-DC converter leading to a better understanding of its dynamics. First a nonlinear system modeling is derived for open-loop and closed-loop Buck converter with state variables of the input current and the output voltage implementing a proportional – integral - derivative (PID) compensation scheme. After the identification of the stability region of this converter, we analyze the detailed bifurcation scenario as the parameters are varied. Next, we use the large-signal time-domain nonlinear averaged model to further understand the interaction on the slow scale using nonlinear analysis techniques. We show how instabilities can occur on the slow and fast scales. Then, a simple, application-oriented, transfer function model of paralleled DC-DC converters employing Master-Slave Current-sharing (MSC) control is developed. The advantages of parallel DC-DC converters architecture in providing fault tolerance, high-current outputs at low voltages are realized only with the use of current sharing controls. Dynamically, the Master converter retains its original design characteristics, all the Slave converters are forced to depart significantly from their original design characteristics into current-controlled current sources. A design methodology for the current share compensator is presented. Finally, we present the study of a nonlinear control used for the parallel DC-DC converters. The control strategy is based on the direct current method using sliding mode control (SMC). Details are given for the control algorithm implementation, the controller is comprised of an inner current loop which utilizes an hysteresis band current control to generate the gating signals to the switching devices, and an outer nonlinear control loop based on sliding mode control law which regulates the average voltage across the dc bus of the converter. The simulation was performed to achieve satisfactory dynamic performance.

Nos publications scientifiques

- [1] **A. Hadri Hamida**, A. Allag, M. Y. Hammoudi, S. M. Mimoune, S. Zerouali, *et al.*, “A Nonlinear Adaptive Backstepping Approach Applied to a Three Phase PWM AC-DC Converter Feeding Induction Heating”, *ELSEVIER Journals, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation CNSNS*, vol. 14, no. 4, pp. 1515-1525, 2009.
- [2] **A. Hadri Hamida**, A. Allag, S. M. Mimoune, S. Zerouali and M. Feliachi, “Adaptive Nonlinear Control of a Passively Clamped Two Switch Quasi Resonant DC Link Converter”, *International Journal of Applied Electromagnetic and Mechanics*, vol. 25, no. 1-4, pp.537-542, *ISEM*, Bad Gastein, (IOS Press), September 2007.
- [3] **A. Hadri Hamida**, A. Allag, S. M. Mimoune, S. Zerouali, *et al.*, “Adaptive Nonlinear Control of AC-DC-PWM Converter Feeding Induction Heating”, *AMSE Journals*, vol. 63, no. 2, pp. 40-51, France, 2008.
- [4] A. Allag, **A. Hadri Hamida**, S. M. Mimoune, S. Zerouali and M. Féliachi, “Power Loss Analysis In High Frequency Quasi Resonant DC Link Power Conversion For Induction Heating Application”, *AMSE Journals*, vol. 79, no. 2, pp. 73-84, France, Mai, 2006.
- [5] S. Zerouali, S. M. Mimoune A. Allag, and **A. Hadri Hamida**, “Zero Voltage Switching with Optimal Linear Quadratic Regulator for Power Supply Feeding an Induction Heating”, *Asian Power Electronics Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 94-104, Mars 2006.
- [6] S. Zerouali, A. Allag, S. M. Mimoune and **A. Hadri Hamida**, “Extended Kalman Filter for Uninterruptible Power Supplies Applied to Non Linear Loads ”, *International Journal of Applied Electromagnetic and Mechanics*, vol. 25, no. 1-4, pp. 565-569, *ISEM*, Bad Gastein, (IOS Press), September 2007.
- [7] S. Zerouali, A. Allag, S. M. Mimoune, **A. Hadri Hamida**, M. Y. Ayad and A. Miraoui, “An adaptive Linear Quadratic Regulator (LQR) Applied to Buck-Series Resonant Inverter for Induction Heating”, *AMSE Journals*, vol. 62, no. 1, pp. 94-104, France, 2007.

Sommaire

REMERCIEMENTS	i
RESUME.....	ii
ملخص.....	iii
ABSTRACT	iv
NOS PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES.....	v
SOMMAIRE	1
LISTE DES FIGURES.....	5
LISTE DES TABLEAUX.....	10
NOTATIONS	11
INTRODUCTION GENERALE.....	14
PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS DE LA THESE.....	15
STRUCTURE DE LA THESE	16

CHAPITRE 1 ÉTAT DE L'ART

INTRODUCTION.....	18
1.1 LES FORMALISMES DE MODÉLISATION UTILES EN GÉNIE ÉLECTRIQUE	19
1.1.1 Généralités sur la modélisation des systèmes	19
1.2 LES BIFURCATIONS.....	20
1.3 LES CONVERTISSEURS DC-DC, DE L'AUGMENTATION DE PUISSANCE A L'INTÉGRATION.....	20
1.3.1 Effet de l'augmentation de la fréquence de découpage	23
1.3.2 Ondulation de tension dans les alimentations à découpage	24
1.4 CONVERTISSEURS PARALLÈLES	24
1.5 COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	26
1.6 LECTURE SUR LES TRAVAUX ANTÉRIEURS.....	27
1.7 CONCLUSION.....	29

CHAPITRE 2 MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR BUCK

INTRODUCTION.....	30
2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	31
2.2 MODÉLISATION DU CIRCUIT	34
2.2.1 Représentation d'états	34
2.2.2 Modes de fonctionnement et équations d'états	35
2.3 MODÈLE MATHÉMATIQUE MOYEN DU HACHEUR.....	37
2.4 DISPOSITIF DE CONTRÔLE	39
2.5 RÉSULTATS DE SIMULATION	43
2.6 CONCLUSION	46

CHAPITRE 3 ANALYSE DE STABILITÉ DU CONVERTISSEUR BACK

INTRODUCTION.....	47
3.1 LINÉARISATION DU SYSTÈME	48
3.2 ANALYSE DE BIFURCATION	52
3.2.1 Avec un régulateur P	55
3.2.2 Avec un régulateur PI.....	61
3.2.3 Avec un régulateur PID.....	63
3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION	65
3.4 CONCLUSION	72

CHAPITRE 4 MODÉLISATION ET ANALYSE DE STABILITÉ DES CONVERTISSEURS DC-DC PARALLÈLES À PWM

INTRODUCTION.....	73
4.1 MODES DE FONCTIONNEMENT ET REPRÉSENTATION D'ÉTATS.....	74
4.2 MODÈLE MOYEN DES CONVERTISSEURS DC-DC PARALLÈLES.....	76
4.2.1 Convertisseurs synchronisés	76
4.2.2 Convertisseurs asynchronisés.....	80
4.3 LA SOLUTION EXACTE DU SYSTÈME EN BOUCLE OUVERTE.....	83
4.4 DISPOSITIF DE CONTRÔLE	84
4.4.1 Commande par "master-slave current sharing circuit"	84
4.4.2 Commande par "active current sharing circuit".....	85
4.5 LA SOLUTION EXACTE DU SYSTÈME EN BOUCLE FERMÉE.....	85
4.6 RÉSULTATS DE SIMULATION	87
4.6.1 Cas de 2 Buck parallèles similaires synchronisés	87
4.6.2 Cas de 2 Buck parallèles différents synchronisés	88
4.6.3 Cas de 2 Buck parallèles similaires synchronisés où $\alpha_a < \alpha_b$	88
4.6.4 Cas de 2 Buck parallèles différents synchronisés où $\alpha_a < \alpha_b$	88
4.6.5 Cas de 2 Buck parallèles similaires asynchronisés	89

4.6.6 Cas de 2 Buck parallèles différents asynchronisés.....	89
4.7 ANALYSE DE STABILITE.....	102
4.8 CONCLUSION	104

CHAPITRE 5 COMMANDE DES CONVERTISSEURS DC-DC PARALLÈLES À PWM

INTRODUCTION.....	105
5.1 COMMANDE PAR MODES DE GLISSEMENTS	106
5.2 CONCEPTION DE LA COMMANDE À MODE DE GLISSEMENT À APPROCHE NON LINÉAIRE	107
5.2.1 Choix de la surface de glissement.....	109
5.2.2 Condition de convergence.....	109
5.2.3 Calcul de la loi de commande	109
5.3 APPLICATION DU RÉGULATEUR MODE GLISSANT	111
5.3.1 Choix de la surface.....	111
5.3.2 Conditions d'attractivité.....	111
5.3.3 Détermination des composantes de la commande.....	113
5.4 RÉSULTATS DE SIMULATION	114
5.4.1 Cas de 2 Buck parallèles similaires synchronisés	114
5.4.2 Cas de 2 Buck parallèles différents synchronisés	119
5.4.3 L'effet de la perturbation de charge.....	123
5.4.4 L'effet de perturbation de la tension d'alimentation	125
5.5 CONCLUSION	127
CONCLUSION GENERALE.....	128
BIBLIOGRAPHIE	131
ANNEXE	139

Liste des figures

1.1 Structure classique d'un VRM : simple buck.....	25
1.2 Structure classique d'alimentation d'un pentium II (2,8V/10A).....	25
2.1 Convertisseur abaisseur.....	31
2.2 Formes d'onde.....	32
2.3 Forme du courant en conduction discontinue	33
2.4 Caractéristique de sortie	34
2.5 Schéma de principe	35
2.6 Schéma de principe	36
2.7 Schéma block du circuit du système en boucle fermée.....	40
2.8 Le fonctionnement du transistor.....	40
2.9 Le courant i_L	43
2.10 La tension V_C	44
2.11 La perturbation de la tension de référence $V_{réf}$	44
2.12 La réponse temporelle du système en boucle fermé avec un régulateur P.....	45
2.13 La réponse temporelle du système en boucle fermé avec un régulateur PI	45
2.14 La réponse temporelle du système en boucle fermé avec un régulateur PID	46
3.1 Diagramme de bode pour $H_G = 8.4$ et $V_e = 15$ (-), 25 (--), 35 (...) V respectivement	52
3.2 (a) comportement de période 1 du convertisseur buck à $V_e = 23V$, (b) comportement de période 2 du convertisseur buck à $V_e = 26V$	53

3.3 Les formes d'onde chaotique du convertisseur à $V_e = 37V$, (a) le courant de l'inductance, (b) la tension de commande avec la tension triangulaire, (c) la tension au bornes de la capacité, (d) la tension au bornes de la diode	54
3.4 Diagramme de bode pour $V_e = 37V$ et $H_G = 8(-)$, $10(--)$ et $20(\dots)$ respectivement	55
3.5 Diagramme de bifurcation pour H_G (le paramètre de bifurcation) varie de 2 à 15	56
3.6 Schéma fonctionnel du hacheur buck avec un régulateur P.....	56
3.7 Les formes d'onde du hacheur à $V_e = 29V$ où H_G est le paramètre de bifurcation, (a) la tension V_C , (b) courbe de lissajous $V_C (i_L)$, (c) la tension de commande avec la tension triangulaire	57
3.8 Diagramme de bifurcation pour V_e (le paramètre de bifurcation) varie de 15V à 37V.....	58
3.9 Les formes d'onde du hacheur à $H_G = 8.4$ où v_e est le paramètre de bifurcation, (a) la tension V_C , (b) la tension de commande avec la tension triangulaire, (c) courbe de lissajous $V_C (i_L)$	59
3.10 Diagramme de bifurcation où L est le paramètre de bifurcation, varie de 0.01H à 0.04H....	60
3.11 Schéma fonctionnel du hacheur buck avec un régulateur PI	61
3.12 Diagramme de bifurcation où V_e est le paramètre de bifurcation et varie de 15V à 45V	62
3.13 Diagramme de bifurcation où R est le paramètre de bifurcation et varie de 10 Ω à 25 Ω	62
3.14 Schéma fonctionnel du hacheur buck avec un régulateur PID.....	64
3.15 Diagramme de bifurcation où V_e est le paramètre de bifurcation et varie de 15V à 45V	64
3.16 Les formes d'ondes du système de période 1	65
3.17 Les formes d'ondes du système de période 2	66
3.18 Les formes d'ondes du système de chaos	66
3.19 L'effet de la variation de la tension d'entrée sur la stabilité locale du système (a) diagramme de bifurcation du convertisseur buck en boucle fermée, (b) la tension V_C et le courant i_L	67
3.20 L'effet de la variation de la tension d'entrée sur la stabilité globale du système (a) perturbation de la tension d'entrée V_e , (b) le courant i_L et la tension V_C	68
3.21 Le comportement asymptotique d'un système	69
3.22 Le spectre du courant pour $V_e = 23V$ (orbite de période 1)	70
3.23 Le spectre du courant pour $V_e = 26V$ (orbite de période 2)	70

3.24 Le spectre du courant pour $V_e = 40V$ (orbite de chaos)	71
3.25 Le spectre du courant pour $V_e = 40V$	71
4.1 Schéma de principe de n convertisseur buck parallèles avec la même tension d'entrée V_e et la même charge R	77
4.2 Les séquences de conduction	78
4.3 Schéma de principe d'un convertisseur buck entrelacé à n branches avec rectification synchrone	79
4.4 Les séquences de conduction	81
4.5 Les séquences de conduction	82
4.6 Convertisseurs DC-DC parallèles avec des boucles de régulation de la tension et MSC	84
4.7 Convertisseurs DC-DC parallèles commandés par "active current sharing"	87
4.8 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	90
4.9 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	90
4.10 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$	91
4.11 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	91
4.12 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	92
4.13 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$	92
4.14 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	93
4.15 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	93
4.16 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$	94
4.17 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	94
4.18 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	95
4.19 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$	95
4.20 Les courants i_{La} , i_{Lb} lors d'une perturbation de $V_{réf}$	96
4.21 Zoom des courants i_{La} , i_{Lb}	96
4.22 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	97
4.23 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	97

4.24	Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e, P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$...	98
4.25	Les courants i_{La}, i_{Lb} lors d'une perturbation de $V_{réf}$	98
4.26	Zoom des courants i_{La}, i_{Lb}	99
4.27	Les courants i_{La}, i_{Lb} et les tensions V_{Ca}, V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	99
4.28	Les courants i_{sa}, i_{sb} et les tensions V_{sa}, V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	100
4.29	Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e, P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$.	100
4.30	Les courants i_{La}, i_{Lb} lors d'une perturbation de $V_{réf}$	101
4.31	Zoom des courants i_{La}, i_{Lb}	101
4.32	Diagramme de bode pour $V_e = 25$ (...), 35 (--) et 45 (-) V respectivement	102
4.33	Diagramme de bifurcation.....	103
4.34	Diagramme illustratif du phénomène de bifurcation.....	103
5.1	Schéma block du circuit du système en boucle fermée.....	108
5.2	Structure utilisée de la RMG.....	108
5.3	Modes de trajectoire dans le plan de phase	108
5.4	Commande appliquée aux systèmes à structure variables	111
5.5	Principe du réglage par mode glissant.....	112
5.6	Les courants i_{La}, i_{Lb} et les tensions V_{Ca}, V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	115
5.7	Les courants i_{sa}, i_{sb} et les tensions V_{sa}, V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	115
5.8	Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e, P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$...	116
5.9	Les composantes de la commande T_{Rn} et T_{Req}	116
5.10	Les commandes T_{Ra}, T_{Rb} et les surfaces de glissement S_a, S_b	117
5.11	La droite de commutation dans le plan de phase $(x, dx/dt)$ du convertisseur a	117
5.12	La droite de commutation dans le plan de phase du convertisseur b	118
5.13	La composante non linéaire de la commande T_{Rna}	118
5.14	Les courants i_{La}, i_{Lb} et les tensions V_{Ca}, V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	119
5.15	Les courants i_{sa}, i_{sb} et les tensions V_{sa}, V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$	120

5.16 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e, P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$.	120
5.17 Les composantes de la commande T_{Rn} et T_{Req}	121
5.18 Les commandes T_{Ra}, T_{Rb} et les surfaces de glissement S_a, S_b	121
5.19 La droite de commutation dans le plan de phase $(x, dx/dt)$ du convertisseur a	122
5.20 La droite de commutation dans le plan de phase du convertisseur b	122
5.21 Variation de la résistance de charge, la tension V_C et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs	123
5.22 Variation de la résistance de charge, la tension V_C et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs	124
5.23 Variation de la tension d'alimentation V_e , la tension V_C et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs	125
5.24 Variation de la tension d'alimentation V_e , la tension V_C et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs	126
A.1 Bifurcations pitchfork (a) supercritique et (b) subcritique	139

Liste des tableaux

3.1 Les paramètres du circuit	53
3.2 Comparaison entre les résultats obtenus par le modèle moyen et le modèle non- linéaire du convertisseur dc-dc buck en boucle fermée	69
4.1 Les paramètres du circuit	88
A.1 Les paramètres du circuit	141

Notations

T_r	:	Transistor
α	:	Rapport cyclique
T	:	Période de commutation
L	:	Inductance
C	:	Capacité
R	:	Résistance de charge
f	:	Fréquence de commutation
V_e	:	Tension d'entrée
V_C	:	Tension aux bornes de la capacité
V_s	:	Tension de sortie
D	:	Diode
r_L	:	Résistance parasite de L
r_C	:	Résistance parasite de C
i_L	:	Courant à travers L
i_C	:	Courant à travers C
i_{LM}	:	Courant maximal de l'inductance
i_{Lm}	:	Courant minimal de l'inductance
U_c	:	Tension de commande
V_{tr}	:	Tension triangulaire
$V_{réf}$:	Tension de référence
$e(t)$:	Erreur

V_m	:	Amplitude de la tension triangulaire
I_s	:	Courant de sortie
G_r	:	Fonction de transfert du régulateur
H_G	:	Gain du régulateur
K_p, T_i, T_d	:	Paramètres du correcteur
x_o	:	La valeur de x à l'équilibre
N	:	Les branches du convertisseur
V_{Ca}	:	Tension aux bornes de la capacité du convertisseur a
i_{sa}	:	Courant de sortie du convertisseur a
α_a	:	Rapport cyclique du convertisseur a
t_{1a}	:	L'instant de commutation du convertisseur a
i_{ch}	:	Courant total de sortie de n convertisseur
T_R	:	Fonction de commutation
Θ	:	Déphasage entre deux triangulaire successifs
A_{moy}	:	La valeur moyenne de A
I_{moy}	:	La valeur moyenne des courant des convertisseurs
\dot{x}	:	La dérivé de x par rapport au temps
P_e	:	La puissance d'entrée
P_s	:	La puissance de sortie
S	:	La surface de glissement
λ_x	:	Constante positive
R	:	Degré relatif de la variable à régler
V	:	Fonction de Lyapunov
T_{Req}	:	La composante équivalente de la commande
T_{Rn}	:	La composante non linéaire de la commande
K	:	Gain positif

H_v	:	Gain du capteur atténuateur de la tension de sortie
H_i	:	Gain du capteur atténuateur du courant de sortie
$i_{réf}$:	Courant de référence
$T_{R_k}^*$:	La commande
CDM	:	Mode de Conduction Discontinue
CCM	:	Mode de Conduction Continue
DC-DC	:	Direct Current-Direct Current
μps	:	Microprocesseur
CPU	:	Central Processing Unit
PWM	:	Pulse Width Modulation
CALC	:	Circuit d'ide à la commutation
IGBT	:	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	:	Metal Oxide Silicium Field Effect Transistor
GTO	:	Gate Turn Off
CMOS	:	Complementary Metal Oxide Silicium
VRM	:	Voltage Regulator Module
SNCF	:	Société Nationale des Chemins de Ferre
RMG	:	Régulateur par Mode de Glissement
MC	:	Mode de Convergence
MG	:	Mode de Glissement
MRP	:	Mode du Régime Permanent
FT	:	Fonction de transfert

Introduction Générale

L'analyse des systèmes électriques, mécaniques allant jusqu'aux systèmes écologiques fait de plus en plus souvent appel à des modèles mathématiques. A partir des modèles utilisés dans ce cadre, on peut retenir deux caractéristiques:

1. L'importance du temps et souvent la volonté de faire des prédictions a un temps futur.
2. L'importance de l'aspect qualitatif des résultats car les modèles sont toujours grossiers et loin de la réalité.

En effet, représenter des phénomènes réels implique presque toujours prendre en compte de leurs dimensions temporelles. Ces deux contraintes tracent le chemin vers un formalisme mathématique approprié représenté par les équations différentielles. Le temps peut y être représenté facilement, implicitement (équations différentielles autonomes) ou explicitement (équations différentielles non-autonomes). De plus, il existe un outil puissant permettant d'analyser qualitativement le comportement du système en fonction des valeurs de ses paramètres : l'analyse de bifurcations.

Depuis ses origines, l'électronique de puissance a subi de grandes évolutions tant sur le plan des structures qu'au niveau de la technologie des composants. Aujourd'hui, cette discipline est présente dans la plupart des systèmes électriques assurant le contrôle de l'alimentation en énergie et la sécurité des matériels pour toutes les gammes de puissances. La miniaturisation, l'intégration, la modularité et la reconfiguration des dispositifs d'électronique de puissance représentent les nouveaux défis de recherche des prochaines années. Étant donné que de nouveaux besoins apparaissent par exemple dans la gestion des sources d'énergie comme les piles à combustibles ou les générateurs solaires, dans cette thèse, nous nous sommes focalisés sur l'étude des convertisseurs DC-DC multicellulaires parallélisés pour des applications basses tensions forts courants. Il faut savoir que d'une autre part, de nombreuses études sont également menées actuellement pour améliorer les performances des VRM (Voltage Regulator Modules) qui permettent d'alimenter les microprocesseurs dont la puissance de calcul, donc la puissance électrique, augmente avec la diminution des tensions d'alimentation. L'étude menée dans cette thèse et en particulier en faveur des alimentations destinées aux véhicules électriques.

PROBLÉMATIQUE ET OBJECTIFS DE LA THÈSE

Puisque l'objet est de convertir l'énergie électrique avec un rendement élevé, il faut que le convertisseur idéal contienne seulement des composants de moindres pertes. Les deux grandes groupes pouvant être représentées avec de composants de base sont:

1. Composants de commutation, tels que les transistors et les diodes. Tels que dans les transistors ou MOSFETs, les passages sont actifs durant la commutation (ON-OFF) ou (OFF-ON) en réponse à un signal appliqué. Dans les systèmes commandés le signal de commutation dépend des variables d'état. Les commutateurs passifs (diodes) ont une caractéristique v-i fortement non-linéaire.
2. Composants réactifs (stockage d'énergie), tels que les inductances et les condensateurs. Ils absorbent l'énergie d'un circuit, la stockent, et la renvoient.

Les convertisseurs de puissance utilisent des composants des deux groupes. L'énergie circule autour du circuit par les composants de commutation. La présence des deux types de composants implique que les circuits sont des systèmes dynamiques non-linéaires. Ceci a deux implications: il est difficile d'analyser les convertisseurs de puissance, et ils sont susceptibles de montrer une richesse du comportement.

Il y a également plusieurs sources inévitables de non-linéarité non désiré dans les convertisseurs de puissance pratiques:

1. Les semi-conducteurs ont des caractéristiques DC intrinsèquement non-linéaires. Ils ont également des capacités non-linéaires.
2. Les inductances abondent: transformateurs, bobines, amplificateurs magnétiques, et les inductances utilisées dans les circuits d'aide à la commutation (CALC).
3. Les circuits de commande impliquent habituellement les composants non-linéaires comparateurs. PWMs, multiplicateurs, monostables, et contrôleurs numériques.

Les convertisseurs parallèles entrelacés sont classiquement utilisés dans des applications à forts courants dans les onduleurs de secours de forte puissance (400V/135A), le réseau de puissance automobile (42V/24A) et surtout les régulateurs chargés d'alimenter des microprocesseurs: "Voltage Regulator Module" (VRM) (1,2V/100A). Toute fois les contraintes de conception, les choix et les résultats sont distincts dans toutes ces applications. Dans notre étude, nous nous intéressons à l'analyse de structures de type VRM, qui fait l'objet de constantes améliorations pour suivre la montée en puissance des microprocesseurs. En effet, les futures générations des microprocesseurs exigent une tension plus faible qu'1V, un courant supérieur à

100A et une dynamique très rapide [Zhang *et al.* 1996, Goodfellov *et al.* 1997, Intel 2006]. Ces spécifications présentent un challenge pour la conception des systèmes d'alimentation performants, et moins encombrants.

Partant de cette problématique, l'objectif principal de cette thèse est de développer les méthodes d'analyse de la stabilité et la dynamique des convertisseurs DC-DC parallèles en les traitant en tant que systèmes discontinus et non-linéaires et de commander ces convertisseurs en utilisant une commande non-linéaire robuste.

STRUCTURE DE LA THÈSE

La contribution apportée dans cette thèse se veut être la modélisation et d'analyse la stabilité des convertisseurs DC-DC parallèles à PWM par la théorie de bifurcation ainsi que l'introduction d'une commande robuste pour différentes valeurs de charges.

Nous présentons donc dans un premier chapitre un état de l'art. Ce chapitre cite les principaux formalismes et les principales méthodes de calcul liées aux bifurcations et les sources de non linéarité dans les convertisseurs DC-DC, l'origine des convertisseurs DC-DC et ces applications, l'évolution des convertisseurs DC-DC autonomes et parallèles à PWM et enfin les nouvelles méthodes de commandes appliquées à ces convertisseurs.

Nous présentons ensuite la modélisation du convertisseur Buck dans le deuxième chapitre. Le convertisseur Buck est traité en détail en boucle ouverte et en boucle fermée avec différents types du régulateur. Nous présentons aussi les résultats de simulation relatifs à ce chapitre.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse de bifurcation du convertisseur Buck en boucle fermée avec un régulateur proportionnel - intégrale (PI). Cette analyse est effectuée en détail pour montrer comment la méthode généralisée peut être appliquée. Nous comparons ces résultats à ceux obtenus en employant le modèle moyen. Afin d'étudier l'influence de la charge, nous employons une charge résistive. Dans ce chapitre, nous présentons aussi l'effet de la variation paramétrique sur la stabilité locale et globale du système.

Dans un quatrième chapitre, nous présentons la modélisation des convertisseurs parallèles DC-DC et l'analyse de la stabilité de ces convertisseurs avec la présentation de ces performances. L'entrelacement des convertisseurs DC-DC (cellules de commutation) permet de réduire la capacité de sortie et donc d'augmenter la densité de puissance. De plus, il permet d'améliorer la dynamique du système, ce qui va dans le bon sens des exigences des microprocesseurs.

Dans un cinquième chapitre, une commande robuste (commande par modes de glissements) est appliquée aux convertisseurs parallèles DC-DC. Nous montrons par ailleurs comment cette solution peut constituer une alternative prometteuse aux stratégies de commande classiques.

Enfin, nous tirons une conclusion générale de tout le travail et nous proposons quelques suggestions quant aux perspectives de cette thèse.

Chapitre 1

État de L'art

Denos jours, la modélisation et la simulation sont devenues un enjeu scientifique et technologique. De même, l'outil de conception informatisé est devenu indispensable dans différents secteurs industriels. En effet, ces outils de prédiction et d'analyse de comportement d'un système permettent de réduire les coûts et les délais d'étude d'un nouveau produit en reculant la mise en œuvre effective des prototypes. Pour ces raisons, nous ferons le point dans ce chapitre d'abord sur les principaux formalismes et les principales méthodes de calcul qu'on aura besoin dans tout ce qui suit.

L'introduction des techniques de conversion statique a fait aboutir à un gain spectaculaire en rendement des alimentations continues. Toutefois, de récentes contraintes contribuent souvent à dégrader les résultats obtenus nécessitant ainsi de grands efforts sur la voie de l'amélioration. En effet, on constate que la généralisation des techniques numériques et l'intégration croissante a mené à un abaissement des tensions à fournir avec un accroissement correspondant des courants, facteur défavorable au rendement. La nécessité de miniaturisation a conduit à élever les fréquences de découpage, contribuant aussi à la dégradation du rendement. Enfin, la dissémination de ces technologies dans les domaines de consommation de masse impose la nécessité de réduire la consommation de veille ou à très faible charge. Ainsi, dans ce chapitre on se propose aussi de faire un point sur l'origine des pertes d'un convertisseur (les sources de non linéarité), les bifurcations et leurs effets sur les convertisseurs DC-DC, l'évolution des convertisseurs DC-DC autonomes et parallèles à PWM et enfin les commandes appliquées à ces convertisseurs.

1.1 LES FORMALISMES DE MODÉLISATION UTILES EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

Avant d'aborder le corps de ce premier chapitre, on se propose de présenter brièvement un certain nombre de définitions, théorèmes et notions concernant la modélisation des systèmes [Morel *et al.* 1997, Lautier 1998].

1.1.1 Généralités sur la modélisation des systèmes

Nous nous limitons ici aux résumés des principales définitions et résultats majeurs concernant la notion de système et plus particulièrement les systèmes fortement non linéaires très présents en électronique de puissance.

Notion de modèle et de système

Parmi les définitions du modèle qu'on trouve dans la littérature et que celui-ci n'est autre qu'une représentation formelle et abstraite de l'analyse que l'on sait faire d'un phénomène physique alors qu'un système est une association de composants (de modèles). C'est, par exemple un circuit électrique, un circuit hydraulique ou un véhicule électrique au complet.

Au niveau d'un système, on peut définir des variables de sortie. C'est précisément ce que représente un schéma bloc (block diagram). Connaissant les entrées du système à un instant donné, le modèle du système permet de calculer l'évolution future de l'état de celui-ci. À chaque instant, l'état du système résume le passé de celui-ci. C'est la connaissance minimale nécessaire pour déterminer son évolution, connaissant l'évolution des variables d'entrée. D'un autre côté, l'état du système est décrit par ses variables d'état.

Définitions

- ✓ Un système est autonome s'il n'a pas de variables d'entrée ni de dépendance explicite du temps. C'est le seul type de système qui puisse être simulé.
- ✓ Un système est déterministe si, pour des conditions initiales données, il possède une solution unique. Un modèle non déterministe résulte donc d'une erreur de modélisation.

- ✓ Une fonction est chaotique si:
 - elle est topologiquement transitive (ou mélangeante)
 - l'ensemble de ses points périodiques forme un ensemble dense dans l'ensemble de départ.
 - elle présente une hypersensibilité aux conditions initiales.

1.2 LES BIFURCATIONS

La notion de bifurcation intervient dans la régulation de la plupart des systèmes dynamiques. Elle correspond à des phénomènes qui se caractérisent par un changement brusque et imprévisible d'une tendance, d'une direction ou d'une orientation au sein d'un système. La bifurcation suppose donc l'existence pour tout système d'une loi d'évolution (sa volonté d'atteindre ses objectifs ne s'adaptant à ces changements brusques et imprévisibles). *Un système dynamique doit donc évoluer avec et malgré les bifurcations.*

Voilà un aspect mathématique de la notion de bifurcation. Il faut savoir que la plupart des systèmes dynamiques sont confrontés dans leur fonctionnement aux aléas d'un environnement très incertain qui tend à modifier le principe de fonctionnement des systèmes dynamiques, ce qui traduit dans leur fonctionnement de nouvelles aptitudes qui ne sont pas forcément déterministe. A la suite d'une bifurcation, le système peut soit retourner à son mode de fonctionnement initial en acquérant des rehaussement des capacités de régulation et d'adaptation, soit se transformer en acquérant de nouvelles qualités ou bien encore passer vers un processus de fuite en avant qui lui fait perdre tout contrôle sur son organisation, telle est la définition donnée par [Manneville 1998].

1.3 LES CONVERTISSEURS DC-DC, DE L'AUGMENTATION DE PUISSANCE A L'INTÉGRATION

Tout récemment, la technologie des convertisseurs statiques d'énergie a profondément évolué grâce à des interrupteurs rapides présentant une densité de courant croissante et à des améliorations des matériaux existants ou à l'utilisation de nouveaux matériaux qui ont permis de réaliser des assemblages de puces thermiquement performantes et fiables. Des progrès ont été réalisés sur le packaging et simultanément les techniques de connexion sur les puces [Huff *et al.* 2001] ou entre les modules ont fortement progressées améliorant ainsi la compacité des structures de conversion. Des avancées importantes ont de même été accomplies en matière de

refroidissement [Karim *et al.* 2001]. Ces évolutions en matière de packaging ont été facilitées par des outils performants de conception et de simulation [Mc Cluskey *et al.* 2000]. Pour illustrer la différence flagrante, on a qu'à comparer à même puissance un variateur de vitesse des années 90 et 2000. On voit commercialisées des alimentations à découpage dont le gain en volume est proche d'un facteur 2.

Si les semi-conducteurs ont effectivement fortement progressé, tous les composants constitutifs d'un convertisseur n'ont pas suivi la même évolution et en particulier tous les composants passifs liés au filtrage, à la protection des semi-conducteurs ou à l'isolement galvanique des structures. Dans un article récemment publié, [Ferreira 2001] estime à moins de 20% du niveau souhaitable le niveau atteint pour l'intégration des composants passifs ou des refroidisseurs. On note donc que des progrès substantiels restent à accomplir sur les composants passifs et les systèmes de refroidissement. Les gains espérés en volume doivent permettre d'accroître la puissance volumique, mais d'autres avantages peuvent être tirés de l'intégration. En effet, dans les structures classiques, les connections sont la source des fuites électromagnétiques, autrement dit des perturbations électromagnétiques.

En réduisant, voire en annulant les connexions entre composants passifs et en réorganisant spatialement la disposition des composants du convertisseur, on peut simultanément confiner les rayonnements au sein de la structure et favoriser les échanges thermiques vers les dissipateurs [Ferreira 2001]. Un tel aspect mérite une nouvelle réflexion sur la conception d'un convertisseur, de passer à une vision plus large et d'intégrer dès la conception toutes les contraintes de dimensionnement (Compatibilité électromagnétique (CEM), thermique, volume...). Le second intérêt que l'on peut accorder à l'intégration réside dans la réduction des coûts que peut apporter une fabrication collective. Cette évolution a été observée en microélectronique et les technologies qui ont été développées à cet usage peuvent être en partie réutilisées pour réaliser l'intégration sur silicium de composants passifs pour des niveaux de puissance faible [Bouhalli 2009]. On peut imaginer à terme de pouvoir intégrer des cellules de conversion élémentaires regroupant les interrupteurs de la cellule de commutation (quelques mW) et les composants passifs de stockage et filtrage, qui pourraient être associées en série et/ou en parallèle pour s'adapter à des niveaux de puissance beaucoup plus importants.

L'utilisation des convertisseurs DC-DC devient de plus en plus importante dans les plateformes mobiles à mesure que les systèmes gagnent en complexité. Cela dévoile la nécessité de maintenir la durée de vie de la batterie et d'assurer la fonctionnalité des blocs sensibles. La miniaturisation des convertisseurs passe par une maîtrise des difficultés liées au fonctionnement

à haute fréquence de découpage ainsi qu'à l'intégration d'inductance et de capacité de qualité sur silicium. Le convertisseur utilisé dans le cadre de cette étude est de type Buck. Grâce au fonctionnement en interrupteur des transistors, il a un rendement théorique max de 100%. Ce qui le rend plus intéressant que les régulateurs linéaires par exemple. Cependant des sources de dissipation d'énergie inhérentes abaissent ce rendement. Ce sont essentiellement:

- ✓ Les pertes d'énergie par commutation qui sont dues aux capacités parasites présentes sur les transistors de puissance
- ✓ Les pertes par conduction dues aux résistances de canal des mêmes transistors et aux résistances série de l'inductance et de la capacité de filtrage
- ✓ La conduction sur la diode parasite des transistors

L'optimisation du rendement du convertisseur consiste à dimensionner les différents éléments (transistors de puissance, inductance et capacité de filtrage) de manière à minimiser la perte totale d'énergie. Le dimensionnement du filtre LC répond à un souci de bande passante recherchée, d'ondulation tolérée, d'encombrement et d'éléments parasites acceptables. En effet, ces différents facteurs tirent les valeurs de L et C dans des directions opposées. La surface occupée et les effets parasites augmentent avec ces valeurs. D'une manière identique, l'optimisation de la largeur des transistors MOSFET de puissance conduit à un compromis entre les pertes d'énergie par commutation et par conduction. La largeur optimale dépend de paramètres comme la fréquence de découpage, le courant fourni et des données technologiques. L'intégration du convertisseur passe par la réduction de la taille des composants passifs utilisés pour le filtrage. La démarche privilégiée pour atteindre cet objectif consiste à augmenter la fréquence de découpage de manière à réduire la taille des éléments passifs à des valeurs intégrables. La limitation majeure de cette approche vient de l'augmentation des pertes d'énergie par commutation consécutive à l'élévation de la fréquence de découpage, ce qui dégrade le rendement. Celui là est généralement très élevé avec des convertisseurs commutant à quelques MHz [Huang *et al.* 2007] et devient plus modeste à mesure que la fréquence augmente. Ces convertisseurs de basses fréquences ont uniquement leur partie active intégrée en CMOS tandis que le filtre LC reste implémenté sur le circuit imprimé.

Dans cet esprit, l'objectif des concepteurs est toujours d'aboutir à une solution totalement intégrée et efficace au niveau du rendement. L'intégration présente aussi l'avantage de proposer des circuits débarrassés du moins en partie des problèmes liés aux effets parasites dus aux interconnexions. La difficulté de fabriquer sur silicium des inductances et des capacités de

valeurs importantes est défavorable aussi à l'intégration complète du convertisseur. Les tentatives effectuées par [Abedinpour *et al.* 2007 et Li *et al.* 2005] ont conduit à des rendements trop modestes pour que le convertisseur soit pratique. Dans les publications de [Abedinpour *et al.* 2007 et Li *et al.* 2005] les convertisseurs commutent entre 170 et 45 MHz, les inductances et les capacités sont respectivement de l'ordre de 20 nH et 10 nF. La baisse du rendement provient de la résistance série des inductances qui restent encore trop importante (1.6 Ω pour [Li *et al.* 2005]) et dissipe de l'énergie par conduction.

1.3.1 Effet de l'augmentation de la fréquence de découpage

a. Sur la commande du convertisseur à haute fréquence

Une commande rapide à la fermeture et à l'ouverture des transistors de puissance en particulier est exigée dans le cas de fréquence de découpage élevée en particulier si le convertisseur doit balayer une large plage de rapport cyclique. La plus petite valeur que peut prendre celui-ci correspond à la somme des temps de montée et de descente des tensions de grille. Par exemple pour un convertisseur commutant à 200 MHz, un rapport cyclique de 5% suppose des temps de transition de l'ordre de 120 ps [Li *et al.* 2005]. D'aussi courts temps demandent des pilotes de grille conditionnées suivant la taille des transistors de puissance avec pour conséquence une augmentation de la consommation. Le rapport cyclique maximum dépend de la durée de décharge de la capacité.

b. Sur le rendement

L'élévation de la fréquence de découpage conduit à une chute de rendement que seule justifie la réduction de la taille des composants passifs et actifs, c'est-à-dire la possibilité d'intégrer le convertisseur et sa charge sur la même puce. Les différents types de pertes d'énergie [Allag *et al.* 2006] (les pertes par commutation, les pertes ohmiques et celles liées à la conduction sur diode) augmentent en effet avec la fréquence de découpage. En ne considérant que les dissipations d'énergie les plus importantes, c'est-à-dire les pertes par commutation et les pertes ohmiques, on peut estimer la variation du rendement suite à une élévation de la fréquence. Au point de fonctionnement optimal, ces deux pertes sont égales, ce qui améliore le rendement global. En absolu, le rendement chute avec l'augmentation de la fréquence.

1.3.2 Ondulation de tension dans les alimentations à découpage

L'ondulation de tension de sortie est le nom donné à l'augmentation de la tension de sortie à l'état passant et à la diminution de la tension lors de l'état bloqué, Plusieurs facteurs influents sur cette ondulation: la fréquence de fonctionnement du convertisseur, le condensateur de sortie, l'inductance, la charge mais aussi les caractéristiques du circuit de contrôle du convertisseur. En première approximation, on peut considérer que l'ondulation de tension résulte de la charge et de la décharge du condensateur de sortie. L'ondulation de tension diminue donc avec l'augmentation du condensateur de sortie ou de la fréquence de découpage. L'ondulation de tension est généralement fixée par le cahier des charges de l'alimentation à réaliser. Le choix du condensateur se fait sur des critères de coûts, de volume disponible et aussi des caractéristiques des différentes technologies de condensateur. Le choix de la fréquence de découpage se fait suivant des critères de rendement, le rendement ayant tendance à baisser avec l'augmentation de la fréquence de découpage. L'augmentation de la fréquence de découpage peut aussi poser des problèmes de compatibilité électromagnétique. L'ondulation de la tension de sortie et l'un des inconvénients des alimentations à découpage, et fait donc partie des critères de mesure de qualité.

1.4 CONVERTISSEURS PARALLÈLES

Dans le domaine des forts courants avec des fréquences de découpage élevées (VRM), de nouvelles structures basées sur l'association de composants ont été développées. Parmi elles, nous trouvons les convertisseurs multicellulaires parallèles que nous étudions dans cette thèse. Une particularité de ces structures est leur capacité à assurer un équilibrage naturel des courants dans les divers interrupteurs. Dans un premier temps, ce phénomène est assuré par des harmoniques du courant d'entrée générées par le convertisseur en cas de déséquilibre [Bouhalli 2009]. Cependant, pour un nombre important de cellules de commutation en parallèle, la complexité du système rend impossible toute prédiction du comportement transitoire du convertisseur et par conséquent, tout pré-dimensionnement. Dans un deuxième temps, nous proposons une modélisation basée sur le modèle non linéaire afin d'identifier les instabilités locales et globales que nous décrivons à l'aide d'un programme établi sous logiciel MATLAB.

Le VRM est un système d'alimentation des microprocesseurs (μ ps) permettant de délivrer une tension bien spécifique assurant le bon fonctionnement du μ p. La structure classique d'un VRM est décrite sur la figure (1.1) [Cheung *et al.* 2002]. Il s'agit d'un seul convertisseur DC-DC

de type Buck. Pour améliorer les performances de cette structure, on a utilisé dans ce convertisseur la rectification synchrone. Dans cette architecture, la diode de roue libre est remplacée par un MOSFET. Il se trouve selon [Mitter 1997] que cette architecture permet de réduire les pertes en conduction. La figure (1.2) [Bouhalli 2009] montre un exemple de ces VRMs pour alimenter le microprocesseur "Pentium II" (2,8V/10A).

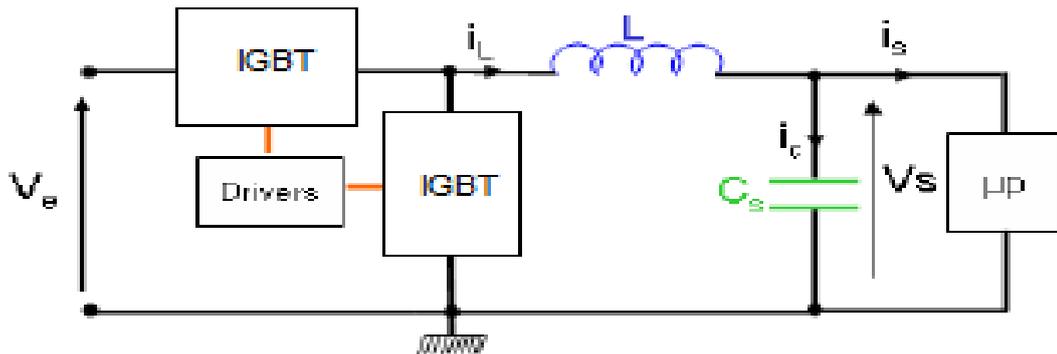


Fig.1.1 Structure classique d'un VRM : simple Buck.

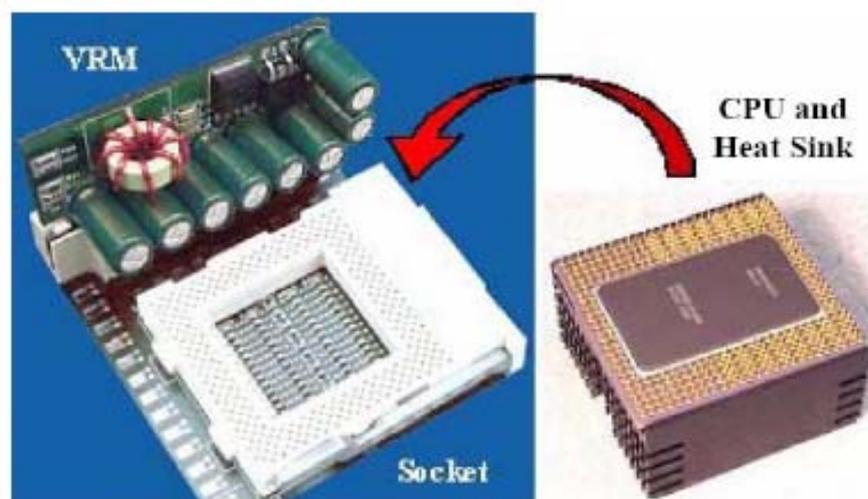


Fig.1.2 Structure classique d'alimentation d'un Pentium II (2,8V/10A).

Cette structure centralisée d'alimentation n'est plus suffisante pour alimenter les microprocesseurs du futur (inférieur à 1V/ supérieur à 100A) [Intel 2006]. Un des problèmes majeurs des VRMs concerne le choix des éléments du filtrage au niveau de la sortie: l'inductance et le condensateur. Dans ce type d'application, le choix n'est en général pas réalisé selon le critère habituel d'ondulation du courant de phase et l'ondulation de la tension de sortie mais résulte d'un compromis entre rendement en régime permanent et réponse transitoire.

Contraintes en régime permanent :

En régime permanent, le courant dans l'inductance présente une ondulation triangulaire qui devient maximale pour un rapport cyclique de 50%. Une grande valeur de l'inductance de filtrage L permet de bien réduire les ondulations et par conséquent, les pertes résistives dans les interrupteurs et l'inductance. Le tout contribue dans l'amélioration du rendement du convertisseur.

Contraintes en régime transitoire :

Dans les VRMs, le temps de réponse en régime transitoire est une contrainte fondamentale pour les alimentations à découpage [Centre d'électronique de puissance 1999, Miftakhutdinov 1999, Miftakhutdinov 2000, Panov *et al.* 2000, Stanford 2001]. Le courant consommé peut changer de pleine charge à une charge nulle dans un temps de l'ordre de la nanoseconde. Dans cette transition rapide de la charge, le système d'alimentation doit fournir rapidement le courant nécessaire à la charge ou l'annuler en gardant une variation de la tension du bus de sortie dans une marge définie par le constructeur dans le souci d'un bon fonctionnement du dispositif à alimenté.

1.5 COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

La commande par mode glissant est une approche consistant à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement choisie et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre. La mise en œuvre de la commande par modes glissants nécessite principalement deux étapes, le choix de la surface et l'établissement des conditions de la convergence. L'avantage d'une telle approche c'est qu'elle est très robuste par rapport aux perturbations et généralement très simple à implanter. L'inconvénient majeur des modes glissants classique du

premier ordre est l'apparition de chattering ou broutement [Levant 1993, Utkin *et al.* 1999, Fridman 2001 et Boiko 2003]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [Bondarev *et al.* 1985]. Pour palier à ce problème, trois grandes approches ont été proposées : La première c'est l'utilisation d'une approximation linéaire, la deuxième c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique [Bondarev *et al.* 1985] et enfin l'utilisation d'algorithmes de commande d'ordre supérieur [Emeyanov *et al.* 1986].

1.6 LECTURE SUR LES TRAVAUX ANTÉRIEURS

Un des premiers articles sur les convertisseurs DC-DC parallèles a été publié par [Hedel 1980] où il a proposé une topologie avec isolation galvanique basée sur la conception de ces convertisseurs. Et depuis, les convertisseurs DC-DC parallèles ont trouvé une large application dans les systèmes de conversion de puissance. Ils ont beaucoup de caractéristiques souhaitables. Cependant, l'analyse, la conception et la commande de tels convertisseurs ne sont pas simples [Ridley 1986, Siri 1991, Wu *et al.* 1994, Chen 1995, Panov *et al.* 1996, Rajagopalan *et al.* 1996, Thottuvelil *et al.* 1996, Thottuvelil *et al.* 1998, Perreault *et al.* 1997 et Zafrany *et al.* 1998]. En général, les modules des convertisseurs parallèles ne sont pas identiques. Ceci peut être dû aux :

- ✓ tolérances des composants.
- ✓ caractéristiques non identiques des conducteurs électriques reliant les convertisseurs aux différentes charges.
- ✓ changements non identiques des caractéristiques des composants dus à leur vieillissement inégal ou sous réserve de différentes conditions physiques.

En générale, deux systèmes autonomes stables ne peuvent pas partager le courant de la charge équitablement lorsqu'ils sont montés en parallèle. Cette répartition inégal du courant de la charge peut augmenter les pertes au niveau de chaque cellule, réduisant de ce fait la fiabilité du système considérablement [Jordan 1991, Glaser *et al.* 1992, Mammano 1993, Batarseh1 *et al.* 1994 et Perkinson 1995]. Pour la réalisation de tels convertisseurs ayant des courants de sortie approximativement égaux, on a utilisé la méthode d'abattement [Glaser 1992, Jamerson *et al.* 1993, Jamerson *et al.* 1994 et Batarseh *et al.* 1994] où l'impédance de sortie de chaque convertisseur est rendue assez grande pour assurer la répartition du courant avec une petite

différence dans leurs tensions de sortie. Il est facile d'appliquer la méthode d'abattement parce qu'il n'y a aucun raccordement entre les cellules. En tant que tels, le système global a une fiabilité élevée. Cependant, la méthode a l'inconvénient d'une faible régulation de la tension de sortie. Les travaux [Glaser *et al.* 1992 et Batarseh *et al.* 1994] ont décrit des procédures simples pour vérifier la répartition équitable de la charge entre les modules du convertisseur. Cependant, aucune de ces analyses ne s'est concentrée sur la stabilité globale du système au delà du régime linéaire.

Récemment, [Tuladhar *et al.* 2000] ont proposé une technique de commande qui permet aux convertisseurs DC-DC mis en parallèle de partager la charge sur des convertisseurs de puissance. La technique de commande, qui est une variante de la méthode d'abattement n'exige pas des interconnexions entre les modules et compense automatiquement les variations paramétriques. L'idée fondamentale de la commande est l'injection d'une petite tension alternative par chaque convertisseur au système comme un signal de commande. Puis, la fréquence du signal de commande injecté diminuera en fonction du courant de sortie de chaque cellule. De cette manière, la fréquence du signal de commande de chaque unité est différente si le partage de charge est inégal. Cette différence dans la fréquence cause la circulation d'une petite puissance active, qui est mesurée et utilisée pour ajuster la tension de sortie de chaque unité. L'inconvénient de la technique de commande proposée est la complexité supplémentaire ajouté au circuit puisqu'on doit traiter le petit signal injecté. Un autre inconvénient de la méthode est la petite ondulation présente à la sortie. En outre, les allures des grandeurs du système ne sont pas très satisfaisantes.

Du fait des inconvénients inhérents de la méthode d'abattement, des techniques de commande en courant ont été proposées par les travaux [Hirschberg 1985, Ridley 1986, Small 1988, Choi *et al.* 1990, Lee *et al.* 1991, Jordan 1991, Siri *et al.* 1991, Wu *et al.* 1991, Choi 1992 et 1998; Wu *et al.* 1992, Batarseh1 *et al.* 1994, Kohama *et al.* 1994, Wu1 *et al.* 1994, Banda *et al.* 1995, Chen 1995, Siri *et al.* 1995, Huth 1996, Jovanovic 1996, Panov *et al.* 1996, Perreault *et al.* 1996, Perreault1 *et al.* 1996, Thottuvelil *et al.* 1996, Garabandic 1998, Siri *et al.* 1998, Tomescu *et al.* 1998, Wu *et al.* 1998]. La littérature est très riche en ces méthodes de commande. Cependant, il y a deux types de méthodes plus utilisés: une utilise la commande en courant moyen et l'autre utilise la commande en courant par le circuit maître-esclave. La première méthode permet le partage égal et précis du courant. Elle exige un autobus de partage simple et a l'immunité de bruit élevée. Bien que la fiabilité des méthodes de commande en courant moyen soit moins que souhaitable, ils sont dominants et extensivement utilisés dans l'industrie.

D'ailleurs, à la différence de la deuxième méthode, le bruit de basse fréquence ne cause pas l'échec de la commande de répartition.

1.7 CONCLUSION

On réalise bien actuellement que la notion de bifurcation intervient dans la régulation de la plupart des systèmes dynamiques. Elle correspond à des phénomènes qui se caractérisent par un changement brusque et imprévisible d'une aptitude au sein d'un système. La bifurcation suppose donc l'existence pour tout système d'une loi d'évolution caractérisant sa volonté d'atteindre ses objectifs. D'un autre côté, et toujours afin de servir la conception et la stabilité des convertisseurs DC-DC, des progrès ont été réalisés sur le packaging et simultanément, les techniques de connexion sur les puces ou entre les modules. Des avancées importantes ont également été accomplies en matière de refroidissement. Ces évolutions en matière de packaging ont été facilitées par des outils performants de conception et de simulation. Il a été montré que beaucoup d'avantages peuvent être tirés de l'intégration. Parmi ces avantages, la réduction des coûts de production globale.

Par ailleurs, de nouvelles structures basées sur l'association de composants ont été développées pour les applications de forts courants et fréquences de découpage élevées. Parmi elles, nous trouvons les convertisseurs multicellulaires parallèles. Leur étude impose la prise en conscience de deux importantes contraintes : Contraintes en régime permanent et Contraintes en régime transitoire. Pour en assurer, on note que la riche littérature disponible veille bien à impliquer des techniques de commande robuste et des études de stabilité globales et structurelles.

Chapitre 2

Modélisation du Convertisseur Buck

Les convertisseurs DC–DC sont désignés sous le terme de hacheurs lorsqu'ils débitent sur un récepteur demandant à être alimenté sous tension continue variable (un moteur à courant continu par exemple). Comme ils sont alimentés en continu, dès qu'un semi-conducteur conduit, ni la source, ni le récepteur ne peuvent assurer son blocage. Ces convertisseurs nécessitent dès lors l'emploi de semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées. On dit qu'ils fonctionnent en commutation forcée. Les composants types sont le transistor et le thyristor GTO. Les commandes à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs sont déterminées par les intersections d'un signal de référence ou modulant continu, avec un signal de modulation ou porteuse, triangulaire ou en dents de scie. La fréquence des cycles fermeture – ouverture des semi-conducteurs doit être choisie nettement supérieure à celle du réseau industriel afin de réduire la taille des inductances et des capacités nécessaires pour filtrer les grandeurs d'entrée et de sortie. Partant de ce préambule, ce chapitre tente de traiter la modélisation d'un cas fréquence de convertisseurs DC-DC; le hacheur série.

2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'interrupteur T_r est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T . la source primaire fournit l'énergie à la charge R et à l'inductance L . lors du blocage de T_r , la diode de roue libre D assure la continuité du courant et la décharge de L dans R .

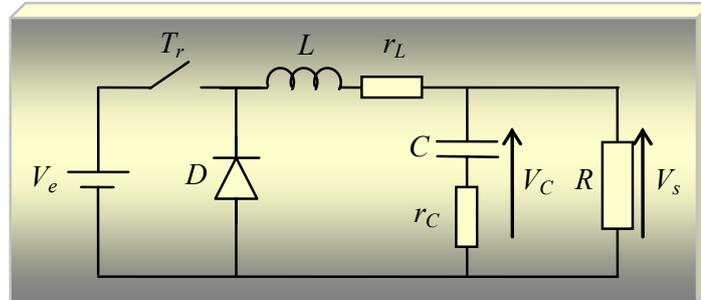


Fig.2.1 Convertisseur abaisseur.

a. Fonctionnement en conduction continue

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue (CCM), le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées dans la figure (2.2). La tension de sortie est ajustée en agissant sur le rapport cyclique α . En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de L est nulle, ce qui impose :

$$\langle V \rangle = V_s, (V_s = V_C, V_L = 0 \Rightarrow V_s = \langle V \rangle) \text{ et } V_s = \alpha V_e. \quad (2.1)$$

Par définition $0 \leq \alpha \leq 1$, ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur).

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$:

$$i_L = \frac{V_e - V_s}{L} t + I_{Lm} \quad (2.2)$$

$t = \alpha T$:

$$i_L = i_{LM} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T + I_{Lm} \quad (2.3)$$

$$\Delta I_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{\alpha(1-\alpha)}{Lf} V_e \quad (2.4)$$

Cette ondulation de courant est maximale pour $\alpha = 1/2$ et vaut $(\Delta I_L)_{\max} = \frac{V_e}{4Lf}$.

Si l'on fait l'hypothèse que le courant dans la charge est parfaitement constant, l'ondulation de tension est produite par la composante alternative δi_L du courant i_L .

$$\Delta V_s = \frac{\alpha(1-\alpha)}{8LCf^2} V_e \quad (2.5)$$

Donc pour $\alpha = 1/2$, $(\Delta V_s)_{\max} = \frac{V_e}{32LCf^2}$

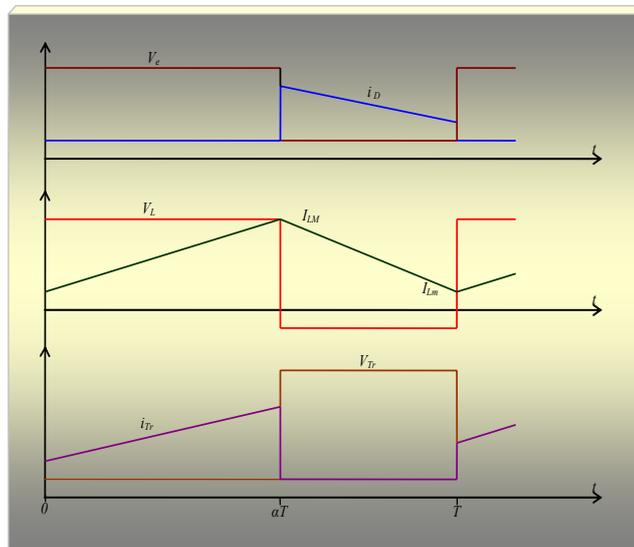


Fig.2.2 Formes d'onde.

b. Fonctionnement en conduction discontinue

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle. Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue (CDM) a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. Les formes d'onde associées sont représentées sur la figure (2.3). On note que αT est la durée de décroissance du courant i_L . La tension normalisée notée « y » est telle que : $y = \frac{V_s}{V_e}$.

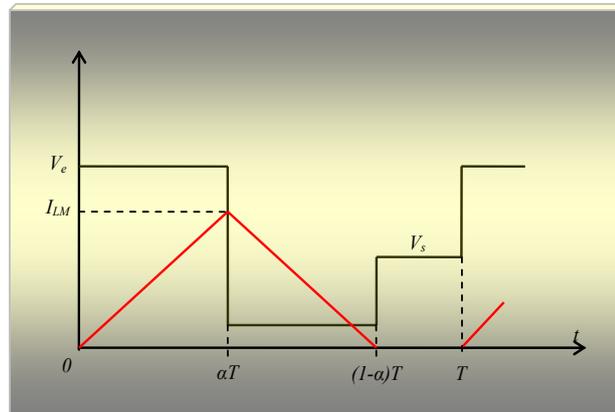


Fig.2.3 Forme du courant en conduction discontinue.

On a :

$$y = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'} \quad (2.6)$$

et

$$i_{LM} = \frac{(V_e - V_s)}{L} \alpha T = \frac{V_s \alpha' T}{L} \quad (2.7)$$

$$I_s = \frac{i_{LM}}{2} (\alpha + \alpha') \quad (2.8)$$

En déduit :

$$I_s = \frac{\alpha^2}{2Lf} \frac{V_e}{V_s} (V_e - V_s) \quad (2.9)$$

D'autre part, $\langle i_L \rangle = I_s$, d'où :

$$V_s = V_e \frac{1}{1 + \frac{2Lf I_s}{\alpha^2 V_e}} \quad (2.10)$$

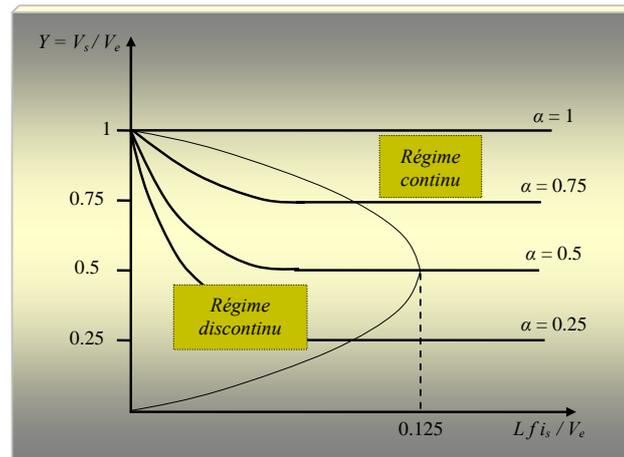


Fig.2.4 caractéristique de sortie.

Sur la représentation de la figure 2.4 apparaît clairement l'influence de ce régime sur le comportement du hacheur. La tension moyenne de sortie ne dépend plus uniquement de la grandeur de réglage α mais le niveau du courant moyen intervient aussi. Ceci limite les possibilités de contrôle à faible charge et de surcroît entraînant une modification du comportement dynamique du hacheur [J. P. Ferrieux *et al.* 1999].

2.2 MODÉLISATION DU CIRCUIT

2.2.1 Représentation d'états

Dans la plus part des cas, l'évolution en fonction du temps du système peut être décrite par les deux équations suivantes qui constituent la représentation d'état.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t); & \text{équation d'état.} \\ Y = g(x, u, t); & \text{équation de sortie.} \end{cases} \quad (2.11)$$

Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ Y = Cx \end{cases} \quad (2.12)$$

avec :

x : vecteur d'état, Y : vecteur de sortie, u : vecteur de commande et A : matrice d'état.

- Dans la première séquence de conduction, de (0 à $\alpha T = t_1$) :

Le transistor T_r est à l'état de conduction et la diode D est bloquée. Le modèle s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1^o x + B_1^o V_e \\ V_s = C_1^o x \end{cases} \quad (2.13)$$

- Dans la deuxième séquence, de (αT à $T = t_2$) :

Le transistor T_r est bloqué, et la diode D est en conduction. Le modèle s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2^o x + B_2^o V_e \\ V_s = C_2^o x \end{cases} \quad (2.14)$$

2.2.2 Modes de fonctionnement et équations d'états

a. Première séquence de conduction

Le transistor T_r en position 'ON', la diode D est en position 'OFF'. Le schéma de principe devient :

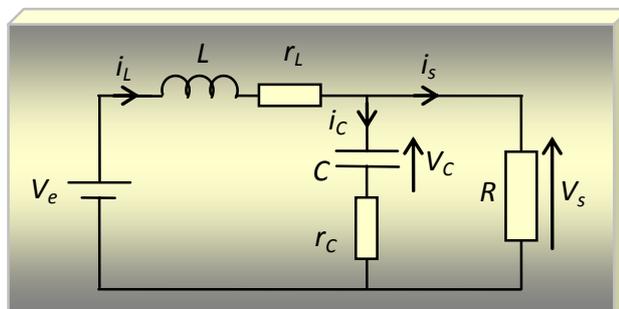


Fig.2.5 Schéma de principe.

Le comportement dynamique du circuit est alors donné par :

$$V_e - L \frac{di_L}{dt} - r_L i_L - r_C i_C - V_C = 0 \quad (2.15)$$

$$V_s = r_C i_C + V_C \quad (2.16)$$

$$i_L = i_C + i_s \quad (2.17)$$

Pour le choix des variables d'états on prend :

$$i_L = x_1 \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \dot{x}_1$$

$$V_c = x_2 \rightarrow \frac{1}{C} \int i_C dt = x_2 \Rightarrow \dot{x}_2 = \frac{i_C}{C}$$

Donc le système sous forme matricielle devient:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_C + R} \right) \\ \frac{R}{C \times (r_C + R)} & -\frac{1}{C \times (r_C + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (2.18)$$

b. Deuxième séquence de conduction

Le transistor T_r en position 'OFF', la diode D est en position 'ON'. Le schéma de principe devient :

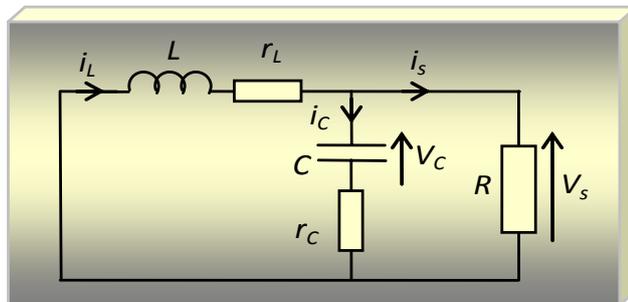


Fig.2.6 Schéma de principe.

Le comportement dynamique du circuit est alors donné par :

$$L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + r_C i_C + V_C = 0 \quad (2.19)$$

$$i_L = i_C + i_s$$

Ce qui fait que le système sous forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_C + R} \right) \\ \frac{R}{C \times (r_C + R)} & -\frac{1}{C \times (r_C + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (2.20)$$

D'après les expressions (2.18) et (2.20), on peut écrire :

$$A_1^o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_C + R} \right) \\ \frac{R}{C \times (r_C + R)} & -\frac{1}{C \times (r_C + R)} \end{bmatrix}, B_1^o = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}, C_1^o = \begin{bmatrix} r_C \times R & R \\ r_C + R & r_C + R \end{bmatrix}$$

$$A_2^o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_C + R} \right) \\ \frac{R}{C \times (r_C + R)} & -\frac{1}{C \times (r_C + R)} \end{bmatrix}, B_2^o = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2^o = \begin{bmatrix} r_C \times R & R \\ r_C + R & r_C + R \end{bmatrix}$$

Où l'indice "o" indique la boucle ouverte.

2.3 MODÈLE MATHÉMATIQUE MOYEN DU HACHEUR

Le but de l'analyse est d'obtenir une fonction de transfert de signal $\Delta V_s / \Delta \alpha$, où ΔV_s et $\Delta \alpha$ sont des petites perturbations dans la tension V_s de sortie et le rapport cyclique α respectivement, autour de leurs valeurs de fonctionnement V_s et α . seulement le fonctionnement du convertisseur en mode de conduction continu est discuté.

A partir des équations (2.13) et (2.14), on peut déduire la forme moyenne de x et V_s pour toute la période. On a donc :

$$\dot{\bar{x}} = \left(A_1^o \bar{x} + B_1^o \bar{V}_e \right) \alpha + \left(A_2^o \bar{x} + B_2^o \bar{V}_e \right) (1 - \alpha) \quad (2.21)$$

$$\bar{V}_s = \left(C_1^o \alpha + C_2^o (1 - \alpha) \right) \bar{x} \quad (2.22)$$

Où \bar{x} et \bar{V}_s représentent les états moyens du système en boucle ouverte et la valeur moyenne de la tension de sortie, respectivement. Par arrangement de ces équations, on peut déduire la forme moyenne des matrices et des matrices transposées.

- $A^o = A_1^o \alpha + A_2^o (1 - \alpha)$: est la matrice d'état.
- $B^o = B_1^o \alpha + B_2^o (1 - \alpha)$: est la matrice de commande.
- $C^o = C_1^o \alpha + C_2^o (1 - \alpha)$: est la matrice transposée.

Après, nous dérivons la solution exacte du système en boucle ouverte en associant la solution consécutive du système (2.13) et (2.14) durant la période de commutation. L'équation différentielle résultante en mode discret peut être écrite sous la forme suivante :

$$x(k+1) = f_1^o(x(k), \alpha(k), V_e(k)) = E(\alpha(k))x(k) + F(\alpha(k))V_e(k) \quad (2.23)$$

$$V_s(k+1) = f_2^o(x(k), \alpha(k), V_e(k)) = G x(k+1) \quad (2.24)$$

tel que

$$E(\alpha(k)) = E_2((1 - \alpha(k))T) E_1(\alpha(k)T) \quad (2.25)$$

$$F(\alpha(k)) = E_2((1 - \alpha(k))T) \int_0^{\alpha(k)T} E_1(\tau) B_1^o(\tau) d\tau + \int_0^{(1-\alpha(k))T} E_2(\tau) B_2^o(\tau) d\tau \quad (2.26)$$

$$G = C_2^o \quad (2.27)$$

Ici, $t(k)$ est le début du k^m période de commutation, $t(k+1)$ est la fin du k période de commutation, $x(k) = x(t(k))$, $x(k+1) = x(t(k+1))$, $T = t_1 + t_2$ est la période de commutation, $\alpha(k)$ est le rapport cyclique à l'instant k et les matrices de transition sont données par la série suivante :

$$E_i(\tau) = e^{A_i^o \tau} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(A_i^o)^k \tau^k}{k!} \quad (2.28)$$

Où $i = 1, 2$.

En utilisant la relation suivante [Alfayyoumi 1998] :

$$\int_0^t e^{A_i^o \tau} B_i^o V_e(k) d\tau = \left[e^{A_i^o t} - I \right] (A_i^o)^{-1} B_i^o V_e(k) \quad (2.29)$$

L'équation (2.23) devient :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= e^{A_2^o(1-\alpha(k))T} e^{A_1^o \alpha(k)T} x(k) \\ &+ \left[e^{A_2^o(1-\alpha(k))T} \left(e^{A_1^o \alpha(k)T} - I \right) (A_1^o)^{-1} B_1^o + \left(e^{A_2^o(1-\alpha(k))T} - I \right) (A_2^o)^{-1} B_2^o \right] V_e(k) \end{aligned} \quad (2.30)$$

2.4 DISPOSITIF DE CONTRÔLE

Selon le schéma du convertisseur en boucle fermée (figure 2.7), la commande de ce circuit se fait par la comparaison entre le signal triangulaire (MLI), et le signal de commande U_c . La figure (2.8) donne le fonctionnement de transistor avec les signaux de commande U_c et triangulaire V_{tr} . Le fonctionnement du transistor avec les signaux de commande U_c et triangulaire V_{tr} donne le point d'intersection entre le signal V_{tr} et U_c qui détermine le temps αT , où le transistor est déclenché (le système sans alimentation $V_e = 0$). Le temps αT se détermine lorsque :

$$U_c(t) - V_{tr} = 0 \quad (2.31)$$

et :

$$e(t) = V_{réf}(t) - V_s(t) \quad (2.32)$$

avec :

$$U_c(t) = G_r \times e(t) \quad (2.33)$$

et :

$$V_{tr}(t) = V_m \left(\frac{t}{T} - n \right) \quad (2.34)$$

Tel que G_r est la fonction de transfert du régulateur.

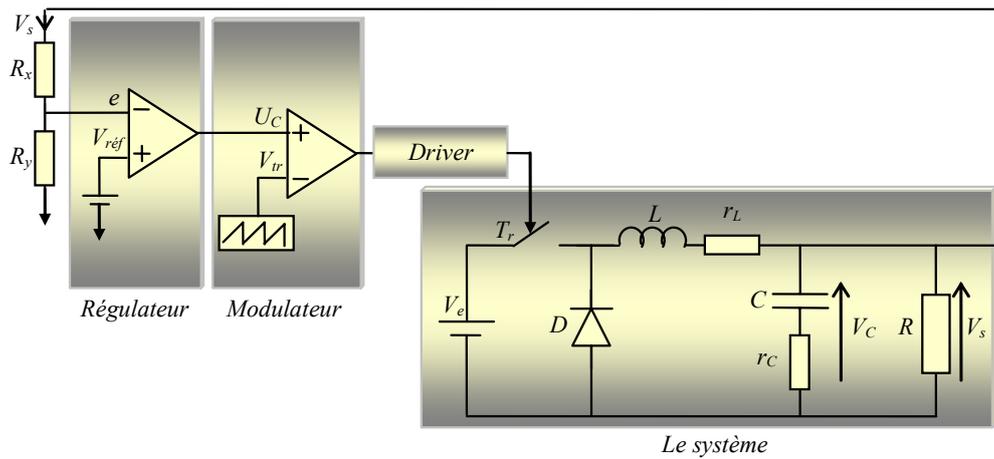


Fig.2.7 Schéma block du circuit du système en boucle fermée avec un régulateur P.

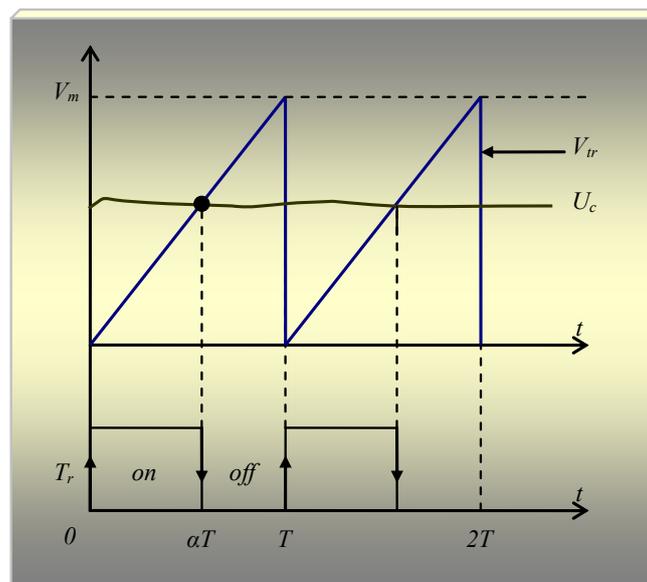


Fig.2.8 Le fonctionnement du transistor.

Pour trouver le modèle du système en boucle fermée, nous supposons que le régulateur représenté sur la figure (2.7) peut être modélisé comme suit:

$$\dot{z} = Mz + NV_s + PV_{ref} \tag{2.35}$$

$$U_c = Hz \tag{2.36}$$

Avec : z : vecteur d'état, M : matrice d'état, N et P : vecteurs de commande, H : vecteur ligne, V_s : la tension de sortie et V_{ref} : la tension de référence. En utilisant les équations (2.13), (2.14), (2.35) et (2.36), nous obtenons le modèle du convertisseur en boucle fermée :

a. Premier mode de conduction

$$\dot{\chi} = A_1^f \chi + B_1^f V_e + B_{r1}^f V_{ref} \quad (2.37)$$

$$V_s = C_1^f \chi \quad (2.38)$$

$$U_c = H_1^f \chi \quad (2.39)$$

b. Deuxième mode de conduction

$$\dot{\chi} = A_2^f \chi + B_2^f V_e + B_{r2}^f V_{ref} \quad (2.40)$$

$$V_s = C_2^f \chi \quad (2.41)$$

$$U_c = H_2^f \chi \quad (2.42)$$

où $\chi = [x \quad z]$ et les matrices $A_1^f, B_1^f, B_{r1}^f, C_1^f, H_1^f, A_2^f, B_2^f, B_{r2}^f, C_2^f$ et H_2^f sont données par :

$$A_1^f = \begin{bmatrix} A_1^o & 0 \\ NC_1^o & M \end{bmatrix}, B_1^f = \begin{bmatrix} B_1^o \\ 0 \end{bmatrix}, B_{r1}^f = \begin{bmatrix} 0 \\ P \end{bmatrix}, C_1^f = [C_1^o \quad 0], H_1^f = [0 \quad H]$$

$$A_2^f = \begin{bmatrix} A_2^o & 0 \\ NC_2^o & M \end{bmatrix}, B_2^f = \begin{bmatrix} B_2^o \\ 0 \end{bmatrix}, B_{r2}^f = \begin{bmatrix} 0 \\ P \end{bmatrix}, C_2^f = [C_2^o \quad 0], H_2^f = [0 \quad H]$$

où l'indice "f" indique la boucle fermée.

En utilisant le même procédé comme précédemment, le modèle moyen peut être exprimé comme suit :

$$\dot{\bar{\chi}} = (A_1^f \alpha + A_2^f (1-\alpha)) \bar{\chi} + (B_1^f \alpha + B_2^f (1-\alpha)) \bar{V}_e + (B_{r1}^f \alpha + B_{r2}^f (1-\alpha)) V_{ref} \quad (2.43)$$

$$\bar{V}_s = (C_1^f \alpha + C_2^f (1-\alpha)) \bar{\chi} \quad (2.44)$$

$$\bar{U}_c = (H_1^f \alpha + H_2^f (1-\alpha)) \bar{\chi} \quad (2.45)$$

où $\bar{\chi}$ et \bar{U}_c représentent les états moyens du système en boucle fermée et la valeur moyenne de l'erreur ou du signal de commande respectivement.

Le modèle discret exact décrivant le convertisseur en boucle fermée peut être aisément obtenu en accumulant les solutions de chaque période de commutation. Le résultat est donc

$$\begin{aligned}
 \chi(k+1) &= f_1(\chi(k), \alpha(k), V_e(k)) \\
 &= e^{A_2^f(1-\alpha(k))T} e^{A_1^f\alpha(k)T} \chi(k) \\
 &\quad + \left[e^{A_2^f(1-\alpha(k))T} \left(e^{A_1^f\alpha(k)T} - I \right) (A_1^f)^{-1} B_1^f + \left(e^{A_2^f(1-\alpha(k))T} - I \right) (A_2^f)^{-1} B_2^f \right] V_e(k) \\
 &\quad + \left[e^{A_2^f(1-\alpha(k))T} \left(e^{A_1^f\alpha(k)T} - I \right) (A_1^f)^{-1} B_{r1}^f + \left(e^{A_2^f(1-\alpha(k))T} - I \right) (A_2^f)^{-1} B_{r2}^f \right] V_{réf}
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

$$\begin{aligned}
 V_s(k+1) &= f_2(\chi(k), \alpha(k), V_e(k)) \\
 &= C_2^f \chi(k+1)
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

D'après l'équation (2.31), le rapport cyclique dans k périodes est la solution de l'équation suivante :

$$U_c(\alpha(k)T) = V_{tr}(\alpha(k)T) \tag{2.48}$$

Cette équation définit la condition de commutation qu'on peut réécrire comme suit :

$$f_3(\chi(k), \alpha(k), V_e(k)) = \varphi \left[e^{A_1^f\alpha(k)T} \chi(k) + \left(e^{A_1^f\alpha(k)T} - I \right) (A_1^f)^{-1} \left(B_1^f V_e(k) + B_{r1}^f V_{réf} \right) \right] - V_{tr} \alpha(k) = 0 \tag{2.49}$$

Où le terme φ représente la fonction de transfert du régulateur et V_{tr} est l'amplitude de la tension triangulaire (figure 2.7).

La fonction de transfert (FT) du régulateur:

❖ P est :

$$G_r(p) = H_G \quad (2.50)$$

❖ PI est :

$$G_r(p) = k_p \frac{1 + p \cdot T_i}{p \cdot T_i} \quad (2.51)$$

❖ PID est :

$$G_r(p) = k_p \frac{1 + p \cdot T_i + p^2 \cdot T_i \cdot T_d}{p \cdot T_i} \quad (2.52)$$

2.5 RÉSULTATS DE SIMULATION

Les figures (2.9) et (2.10) présentent les réponses du système en utilisant le modèle moyen.

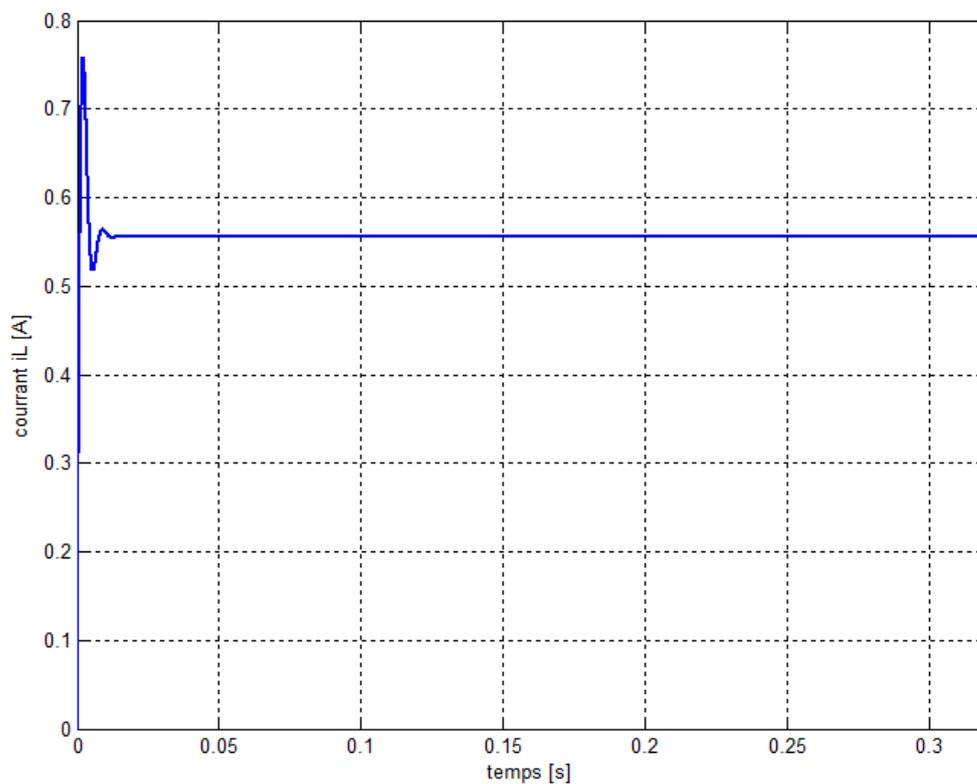
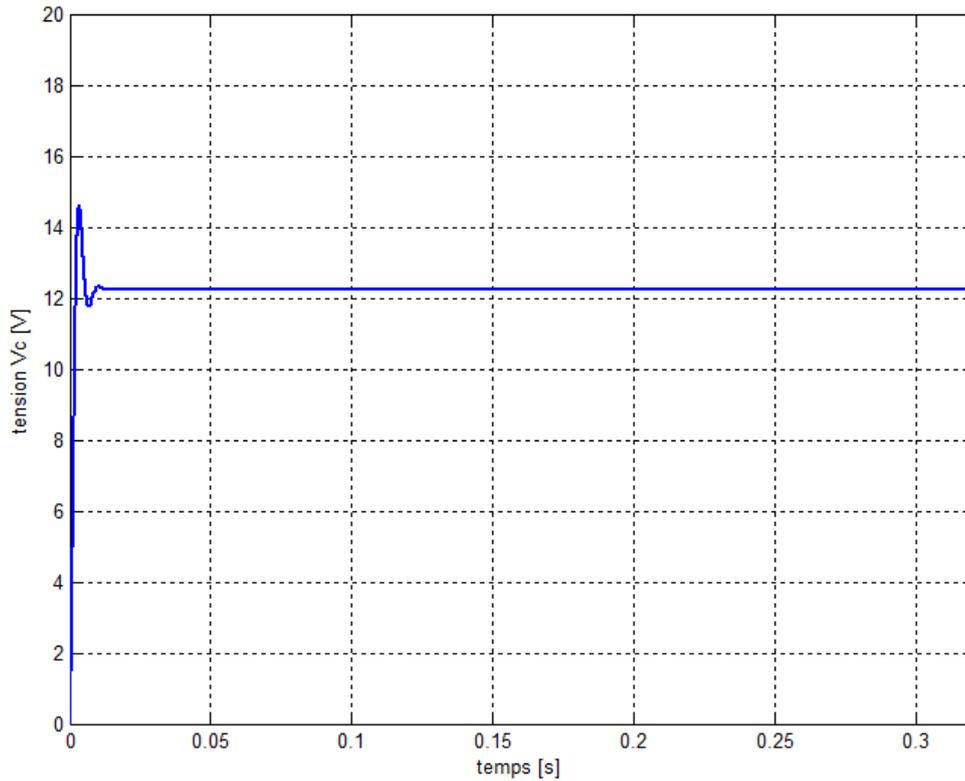
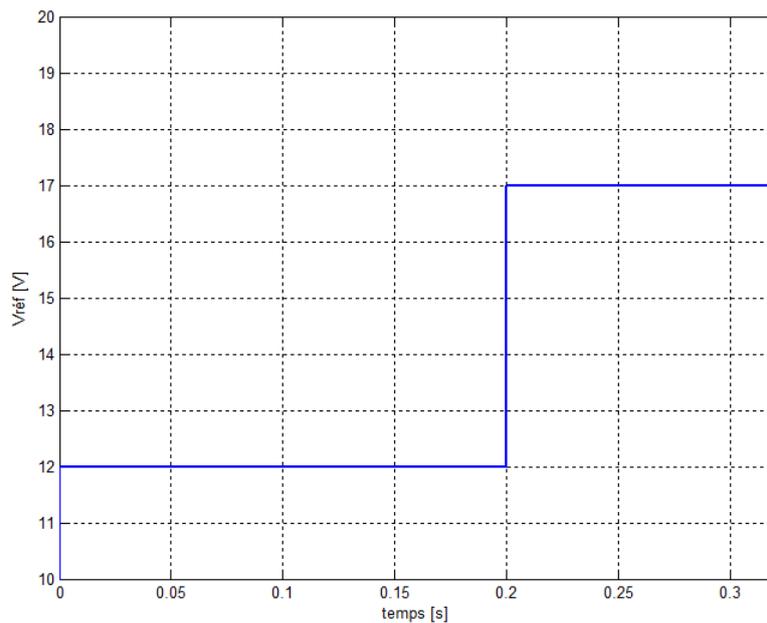


Fig.2.9 le courant i_L

Fig.2.10 la tension V_C

Les figures (2.11), (2.12), (2.13) et (2.14) montrent l'effet de chaque type de régulateurs mentionnés précédemment sur la réponse temporelle du convertisseur DC-DC Buck en boucle fermée (en utilisant le modèle non linéaire) après une perturbation au niveau de la tension de référence $V_{réf}$.

Fig.2.11 La perturbation de la tension de référence $V_{réf}$

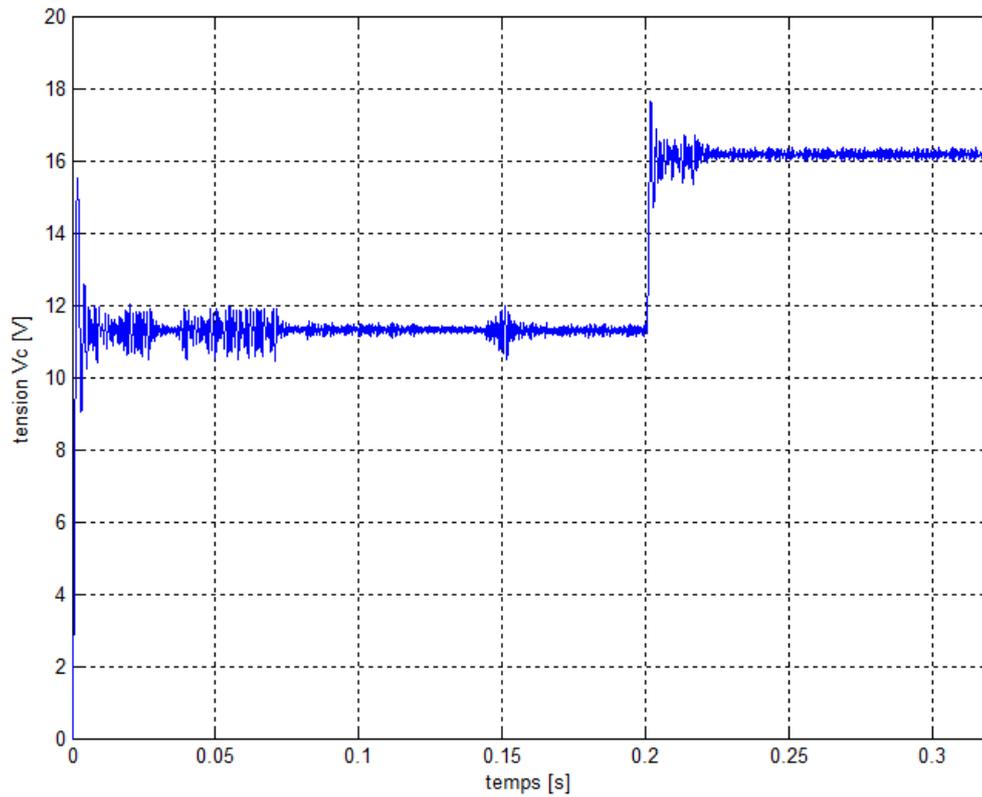


Fig.2.12 La réponse temporelle du système en boucle fermé avec un régulateur P.

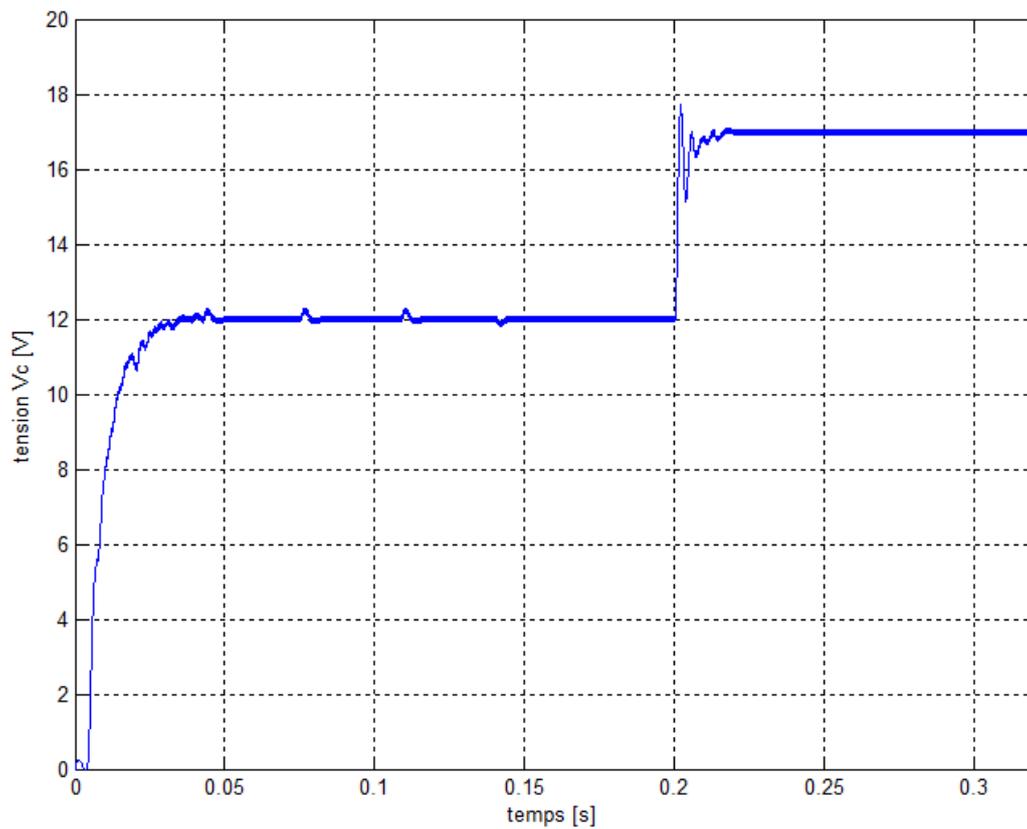


Fig.2.13 La réponse temporelle du système en boucle fermé avec un régulateur PI.

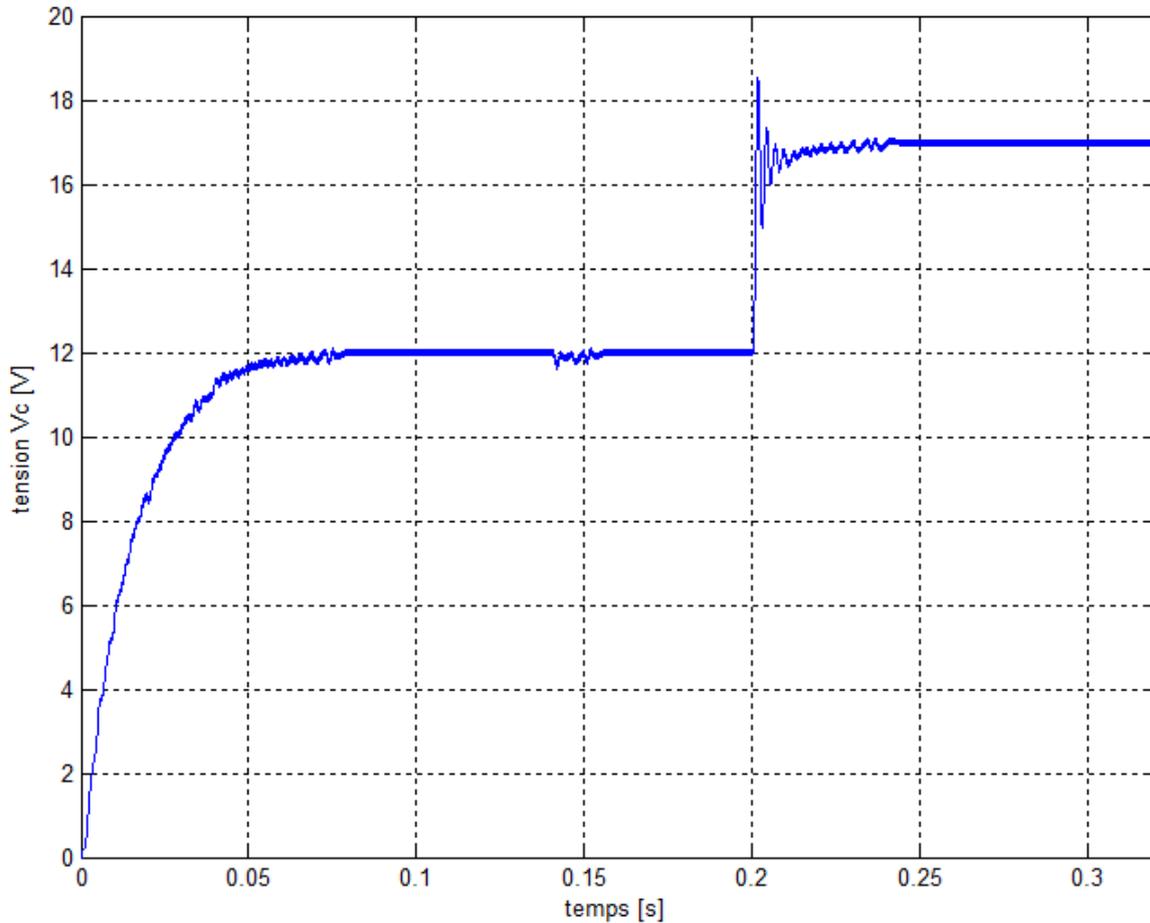


Fig.2.14 La réponse temporelle du système en boucle fermé avec un régulateur PID.

2.6 CONCLUSION

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

La façon la plus simple de réduire une tension est d'utiliser un diviseur de tension, mais les diviseurs de tension, dissipant sous forme de chaleur l'excès de tension, possèdent un faible rendement ce qui est inadmissible pour les applications d'électronique de puissance. Un convertisseur Buck possédant un fort rendement et offrant la possibilité de réguler la tension de sortie, est donc plus adapté pour les applications d'électronique de puissance comme la réduction des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires au processeur.

Chapitre 3

Analyse de Stabilité du Convertisseur Buck

Les systèmes d'équations différentielles paramétriques peuvent avoir différents comportements asymptotiques (tendre vers un équilibre, un cycle limite...) en fonction des valeurs de leurs paramètres. Il peut donc exister certaines valeurs pour lesquelles le comportement du système passe d'un état qualitatif à un autre (l'attracteur du système était un équilibre et devient un cycle par exemple). Ce changement d'état qualitatif est une bifurcation [Wiggins, 1990, Bruter, 2000] et la valeur du paramètre associé est appelée valeur de bifurcation. Sur un intervalle de valeurs d'un paramètre qui contient une valeur de bifurcation, un système est donc structurellement instable. L'analyse de bifurcations a pour objectif de localiser ces éventuelles valeurs particulières des paramètres.

3.1 LINÉARISATION DU SYSTÈME

En générale, la solution du système suivant :

$$\chi(k+1) = f_1(\chi(k), \alpha(k), V_e(k)) \quad (3.1)$$

$$V_s(k+1) = f_2(\chi(k), \alpha(k), V_e(k)) \quad (3.2)$$

avec la contrainte :

$$f_3(\chi(k), \alpha(k), V_e(k)) = 0 \quad (3.3)$$

peut être obtenu quand $\chi(k+1) = \chi(k) = \chi_0$, on posant $\alpha_0 = \alpha(k)$ et $V_{e0} = V_e(k)$ on obtient :

$$\chi_0 = f_1(\chi_0, \alpha_0, V_{e0}) \quad (3.4)$$

$$V_{s0} = f_2(\chi_0, \alpha_0, V_{e0}) \quad (3.5)$$

$$f_3(\chi_0, \alpha_0, V_{e0}) = 0 \quad (3.6)$$

où χ_0 , α_0 , V_{e0} et V_{s0} sont les valeurs à l'équilibre. On note qu'il y a une seule valeur de α_0 entre $[0, 1]$ qui correspond a une valeur donnée à l'équilibre [Tse et all, 1991].

L'équation (2.46) devient :

$$\begin{aligned} \chi_0 = & \left[I - e^{A_2^f (1-\alpha_0)T} e^{A_1^f \alpha_0 T} \right]^{-1} \left[\left[e^{A_2^f (1-\alpha_0)T} \left(e^{A_1^f \alpha_0 T} - I \right) \left(A_1^f \right)^{-1} B_1^f + \left(e^{A_2^f (1-\alpha_0)T} - I \right) \left(A_2^f \right)^{-1} B_2^f \right] V_{e0} \right. \\ & \left. + \left[e^{A_2^f (1-\alpha_0)T} \left(e^{A_1^f \alpha_0 T} - I \right) \left(A_1^f \right)^{-1} B_{r1}^f + \left(e^{A_2^f (1-\alpha_0)T} - I \right) \left(A_2^f \right)^{-1} B_{r2}^f \right] V_{réf} \right] \end{aligned} \quad (3.7)$$

En remplaçant l'équation (3.7) dans l'équation (2.49) on trouve :

$$f_3(\chi_o, \alpha_o, V_{eO}) = \varphi \left[\begin{array}{l} e^{A_1^f \alpha_o T} \left[I - e^{A_2^f (1-\alpha_o) T} e^{A_1^f \alpha_o T} \right]^{-1} \\ \left(\begin{array}{l} \left[e^{A_2^f (1-\alpha_o) T} \left(e^{A_1^f \alpha_o T} - I \right) \left(A_1^f \right)^{-1} B_1^f + \left(e^{A_2^f (1-\alpha_o) T} - I \right) \left(A_2^f \right)^{-1} B_2^f \right] V_{eO} \\ + \left[e^{A_2^f (1-\alpha_o) T} \left(e^{A_1^f \alpha_o T} - I \right) \left(A_1^f \right)^{-1} B_{r1}^f + \left(e^{A_2^f (1-\alpha_o) T} - I \right) \left(A_2^f \right)^{-1} B_{r2}^f \right] V_{réf} \end{array} \right) \\ + \left(e^{A_1^f \alpha_o T} - I \right) \left(A_1^f \right)^{-1} \left(B_1^f V_e + B_{r1}^f V_{réf} \right) \end{array} \right] \\ - V_{r'} \alpha_o = 0 \quad (3.8)$$

Pour trouver la solution de l'équation (3.8), on utilise la technique de Newton- Raphson [Brogan, 1982]. Substituant la valeur de α_o dans l'équation (3.7) on trouve la valeur de χ_o , et pour trouver la sortie du système à l'équilibre (V_{sO}) on remplace χ_o dans l'équation (3.8).

Pour déterminer la stabilité des solutions à l'équilibre, nous étudions la linéarisation du modèle non-linéaire défini par le système d'équation (2.46), (2.47) et (2.49). À cet effet, nous considérons les perturbations des valeurs nominales et posons :

$$\chi = \chi_o + \hat{\chi}, \quad \alpha = \alpha_o + \hat{\alpha}, \quad V_e = V_{eO} + \hat{V}_e \quad \text{et} \quad V_s = V_{sO} + \hat{V}_s \quad (3.9)$$

En remplaçant l'équation (3.9) dans le système (2.46) – (2.49), utilisant la série de Taylor [Brogan, 1982] dans le développement du résultat et maintenant les termes linéaires des perturbations, nous obtenons:

$$\hat{\chi}(k+1) \approx \frac{\partial f_1}{\partial \chi} \hat{\chi}(k) + \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} \hat{\alpha}(k) + \frac{\partial f_1}{\partial V_e} \hat{V}_e(k) \quad (3.10)$$

$$\hat{V}_s(k) \approx \frac{\partial f_2}{\partial \chi} \hat{\chi}(k) + \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} \hat{\alpha}(k) + \frac{\partial f_2}{\partial V_e} \hat{V}_e(k) \quad (3.11)$$

$$0 \approx \frac{\partial f_3}{\partial \chi} \hat{\chi}(k) + \frac{\partial f_3}{\partial \alpha} \hat{\alpha}(k) + \frac{\partial f_3}{\partial V_e} \hat{V}_e(k) \quad (3.12)$$

Le Jacobien est donc égale :

$$Jacob = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \chi} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial V_e} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \chi} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial V_e} \\ \frac{\partial f_3}{\partial \chi} & \frac{\partial f_3}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_3}{\partial V_e} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

La variété stable (instable) d'une solution est la courbe tangente au champ de vecteurs propres associés à une valeur propre du Jacobien dont la partie réelle est négative (positive). Nous verrons ici les bifurcations comme des "collisions". En effet, dans un système structurellement stable (i.e. dans lequel il n'y a pas de bifurcation) les attracteurs, les points répulsifs, les résidus et leurs variétés stables et instables sont séparés et restent séparés pour n'importe quel jeu de paramètres [Wiggins, 1990]. D'après l'équation (3.12) on a :

$$\hat{\alpha}(k) = - \left[\frac{\partial f_3}{\partial \alpha} \right]^{-1} \left[\frac{\partial f_3}{\partial \chi} \hat{\chi}(k) + \frac{\partial f_3}{\partial V_e} \hat{V}_e(k) \right] \quad (3.14)$$

Remplaçant l'équation (3.14) dans le système (3.10) et (3.11) on trouve :

$$\hat{\chi}(k+1) \approx \hat{A} \hat{\chi}(k) + \hat{B} \hat{V}_e(k) \quad (3.15)$$

$$\hat{V}_s(k) \approx \hat{C} \hat{\chi}(k) + \hat{D} \hat{V}_e(k) \quad (3.16)$$

Tel que:

$$\hat{A} = \frac{\partial f_1}{\partial \chi} - \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} \left[\frac{\partial f_3}{\partial \alpha} \right]^{-1} \frac{\partial f_3}{\partial \chi} \quad (3.17)$$

$$\hat{B} = \frac{\partial f_1}{\partial V_e} - \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} \left[\frac{\partial f_3}{\partial \alpha} \right]^{-1} \frac{\partial f_3}{\partial V_e} \quad (3.18)$$

$$\hat{C} = \frac{\partial f_2}{\partial \chi} - \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} \left[\frac{\partial f_3}{\partial \alpha} \right]^{-1} \frac{\partial f_3}{\partial \chi} \quad (3.19)$$

et

$$\hat{D} = \frac{\partial f_2}{\partial V_e} - \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} \left[\frac{\partial f_3}{\partial \alpha} \right]^{-1} \frac{\partial f_3}{\partial V_e} \quad (3.20)$$

Une bifurcation correspond donc à la collision de deux objets (attracteur, point répulsif ou résidus) ou de deux variétés et ceci est une méthode géométrique efficace pour les décrire. La collision de deux objets donne naissance à une bifurcation locale dont une variété de types peut être distinguée, à savoir:

- Bifurcation saddlenode ou fold (collisions d'équilibres)
 - Bifurcation transcritique ou échange de stabilité
 - Bifurcation pitchfork ou fourche
 - Structure en cusp.
- Bifurcation de Hopf (collisions de cycles)
- Bifurcation tangente des cycles
- Bifurcation de Neimark-Sacker
- Bifurcation flip ou doublement de période.

Alors que la collision de deux variétés donne naissance à une bifurcation globale qui peut être :

- Orbite hétéroclinique
- Orbite homoclinique

Les valeurs propres de la matrice de \hat{A} déterminent la stabilité du système linéarisé. La réponse normale du système se détériore asymptotiquement à zéro si et seulement si toutes les valeurs propres de \hat{A} ont des grandeurs inférieures à 1, c'est-à-dire, si et seulement si elles se trouvent strictement à l'intérieur du cercle d'unité dans le plan complexe. Cette condition est donc nécessaire et suffisante pour la stabilité asymptotique. Pour la réponse forcée, la stabilité exponentielle de la réponse normale se vérifie pour être suffisante pour garantir une réponse restreinte pour des entrées délimitées [Marsden et McCracken, 1976].

3.2 ANALYSE DE BIFURCATION

Les paramètres utilisés dans cette étude sont présentés sur le tableau (3.1). Pour une valeur de la résistance de la charge R donnée, les valeurs de L et C sont choisis par le concepteur sur des considérations de puissance: L est rendu assez grand pour assurer l'opération CCM, et C est choisi pour donner une ondulation acceptablement petite de la tension de sortie.

Afin de produire une tension de sortie imposée à 12V, On considère que la tension d'entrée fluctue entre 15V et 40V [Banerjee et Verghese, 2002]. Néanmoins, selon le modèle moyen du convertisseur (équations (2.43), (2.44) et (2.45)), le système en boucle fermé est toujours stable sur toute la gamme de tension d'entrée (voir la figure (3.1)). Si nous étudions réellement le comportement du système pendant que V_e est changé, nous constatons que pour des valeurs basses du paramètre les formes d'onde de système sont périodiques, et la périodicité correspond à celle de la forme d'onde de la tension triangulaire [Hadri Hamida *et al*, 2010]. Mais à $V_e \approx 23.1V$, ce comportement périodique ou " orbite " devient instable et est remplacé par l'orbite qui se répète chaque deux cycles de la tension triangulaire (figure (3.2)). Donc, le système est périodique de **période 2** (doublement de période).

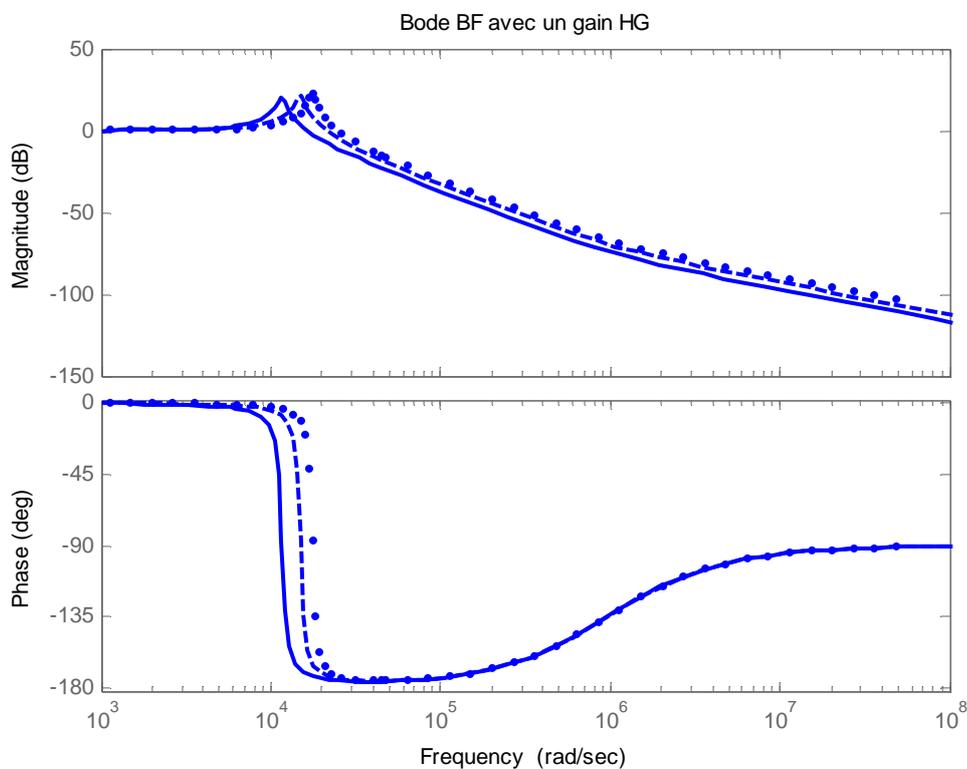


Fig.3.1 Diagramme de bode pour $H_G = 8.4$ et $V_e = 15$ (-), 25 (--), 35 (...) V respectivement.

Tableau.3.1 Les paramètres du circuit.

Tension d'entrée	[V]	15 ÷ 40
Fréquence de commutation "f"	[Hz]	$2.5 * 10^3$
Inductance	[H]	$20 * 10^{-3}$
Capacité	[μF]	47
Résistance interne de l'inductance	[Ω]	0,022
Résistance interne de la capacité	[Ω]	0,022
Tension de référence	[V]	12
Résistance de la charge	[Ω]	22
K_p		0.912
T_i		$14 * 10^{-3}$
T_d		$4.5 * 10^{-6}$

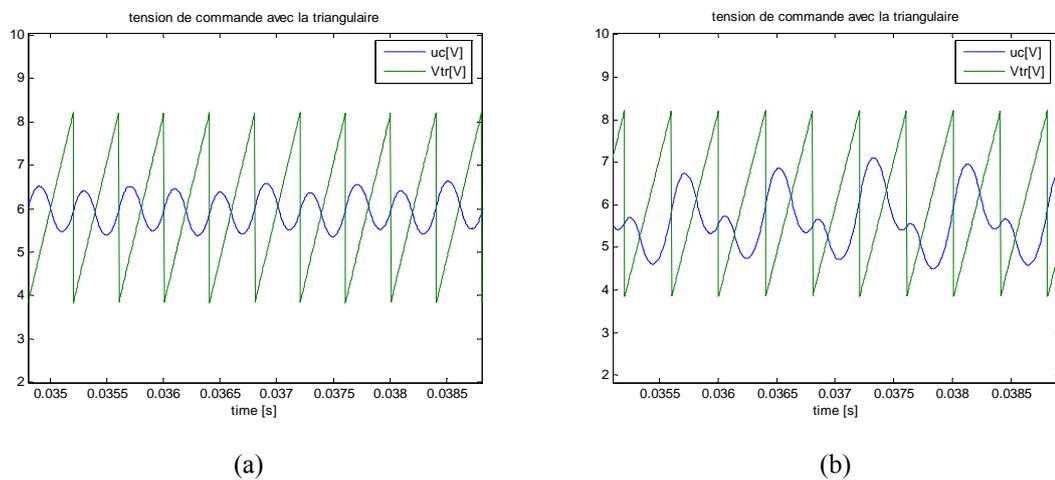


Fig.3.2 (a) Comportement de période 1 du convertisseur Buck à $V_e = 23V$, (b) Comportement de période 2 du convertisseur Buck à $V_e = 26V$.

Si le paramètre V_e subit d'avantage d'augmentation, le comportement change en une forme d'onde aléatoire, erratique et aperiodique très apparente. Cette situation est illustrée sur la figure (3.3). Un tel comportement aperiodique est désigné par **le chaos**. La méthode d'analyse par le modèle moyen prédit que le convertisseur sera stable sur la plage entière de fonctionnement de la tension d'entrée et de la résistance de charge. Mais il est évident de la simulation numérique que ce convertisseur peut montrer le chaos sur une gamme significative des valeurs de paramètre. Aucune méthode qui compte lors de la linéarisation ne peut prévoir de tels effets, qui sont particuliers aux systèmes non-linéaires. En outre, le processus de faire le modèle moyen peut supprimer le comportement qu'un modèle plus détaillé pourrait montrer.

La question qui se pose dans le présent cas est comment le système transite du comportement périodique à un autre comportement (apériodique ou chaotique)? Ce changement du comportement apparaît lorsqu'un paramètre varie.

Dans notre cas, quand la tension d'entrée $V_e = 15V$, les formes d'onde du système sont périodique mais quand la tension d'entrée $V_e = 37V$, le comportement du système sera chaotique. Pour étudier ce changement on doit tracer ce qu'on appelle **un diagramme de bifurcation**.

L'objectif d'une analyse de bifurcation est d'arriver à un, ou plusieurs, diagrammes de bifurcations. Un diagramme de bifurcation est une portion de l'espace des paramètres sur laquelle sont représentés tous les points de bifurcation. Les travaux antérieurs ont traités que des diagrammes de bifurcation en deux dimensions [Seydel, 2010, Maity *et al.* 2007, Mazumder, 2001, Abed *et al.* 1995]. Les ensembles de points de bifurcation de même nature (Hopf, saddle node etc.) forment donc des courbes, appelées courbes de bifurcation. Elles délimitent des zones de l'espace dans lesquelles le comportement qualitatif du système est monomorphe.

Dans la prochaine section, nous allons étudier le convertisseur Buck avec un régulateur proportionnel (P), un régulateur proportionnel-intégrale (PI) et un régulateur proportionnel-intégrale-dérivateur (PID).

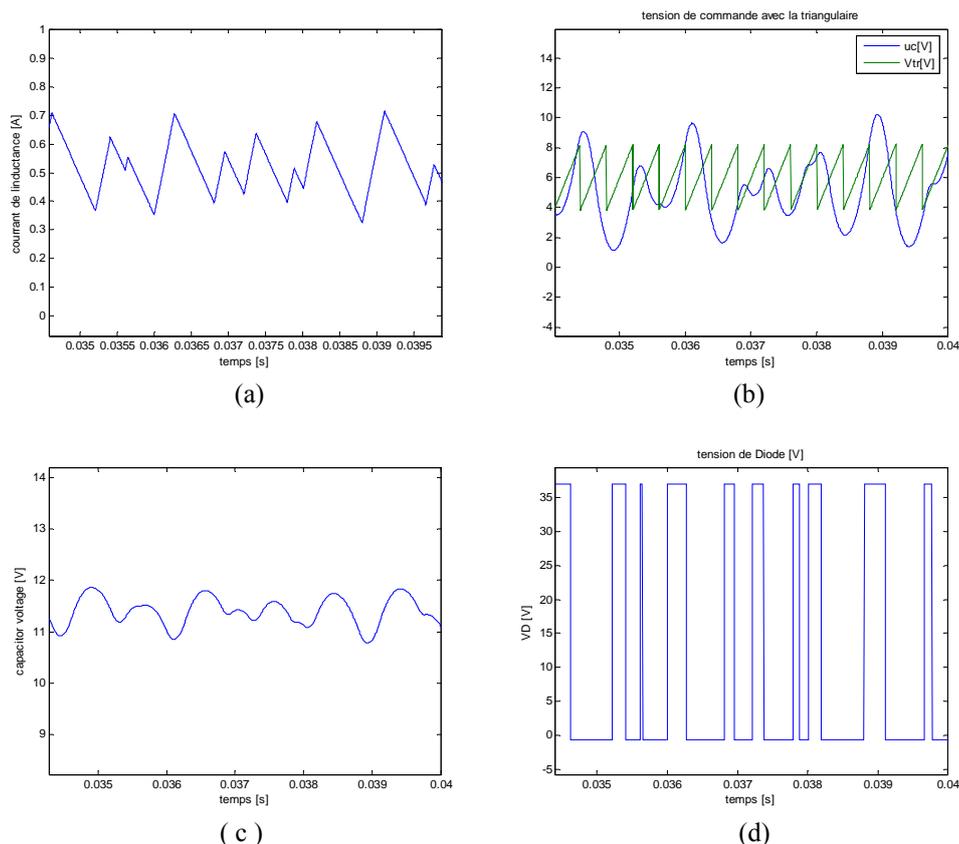


Fig.3.3 Les formes d'onde chaotique du convertisseur à $V_e = 37V$,
 (a) le courant de l'inductance, (b) la tension de commande avec la tension triangulaire,
 (c) la tension au bornes de la capacité, (d) la tension au bornes de la diode.

3.2.1 Avec un régulateur P

Le régulateur à action proportionnelle, ou régulateur P, a une action simple et naturelle, puisqu'il construit une commande proportionnelle à l'erreur. En utilisant le modèle moyen du convertisseur représenté par le système (2.43), (2.44), (2.45), on trace sur la figure (3.4) le diagramme de bode du système en boucle fermée. D'après cette figure on remarque que le système est toujours stable (globalement stable) quelque soit la valeur du gain du régulateur H_G . Et pour l'étude de la stabilité locale nous traçons le diagramme de bifurcation. Le diagramme de bifurcation illustré sur la figure (3.5) pour $V_e = 37V$ nous indique que le comportement périodique du système a été transformé la première fois au période 2, lorsque le gain du régulateur $H_G = 8.67$, qui va plus tard changer en chaos à la valeur de 11.23 du gain du régulateur.

Il on résulte que Quand $H_G < 8.67$ les valeurs propres de la matrice \hat{A} se trouvent strictement à l'intérieur du cercle d'unité dans le plan complexe et par conséquent la période 1 est stable. À mesure que le gain H_G est augmenté au delà de 8.67, un des valeurs propres fait sortir le cercle d'unité de -1, indiquant une bifurcation de doublement de période. En conséquence, la période 1 perd la stabilité et la période de système est doublée. Un accroissement excessif de H_G mène à un attracteur chaotique. Le schéma fonctionnel dans ce cas est représenté sur la figure 3.6

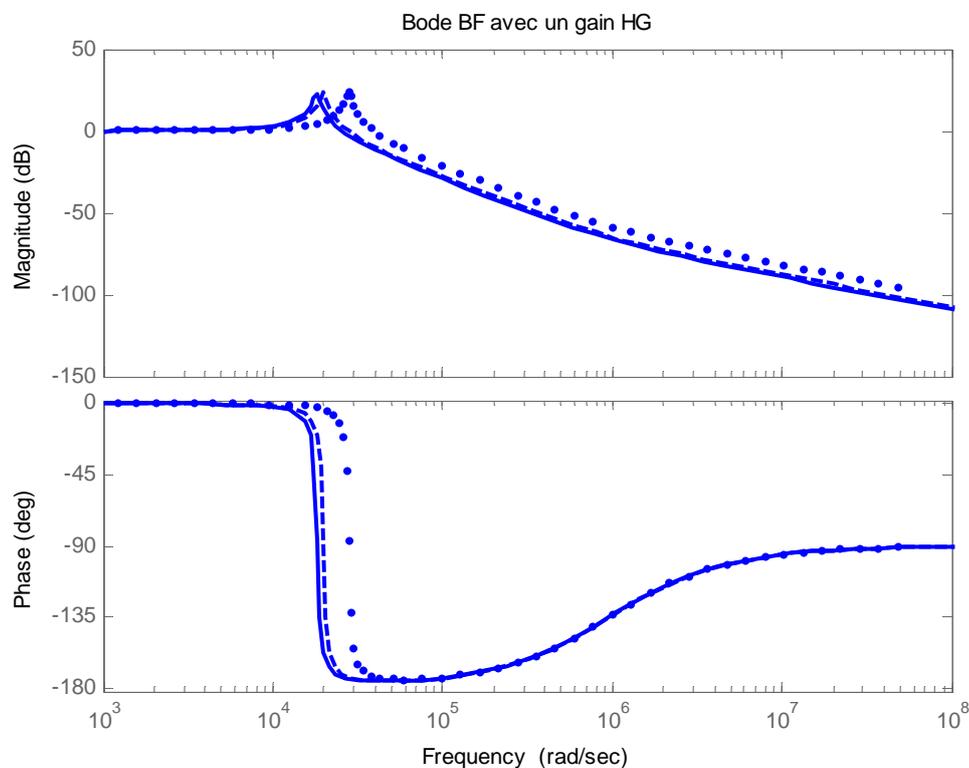


Fig.3.4 Diagramme de bode pour $V_e = 37V$ et $H_G = 8(-)$, $10 (- -)$ et $20 (\dots)$ respectivement.

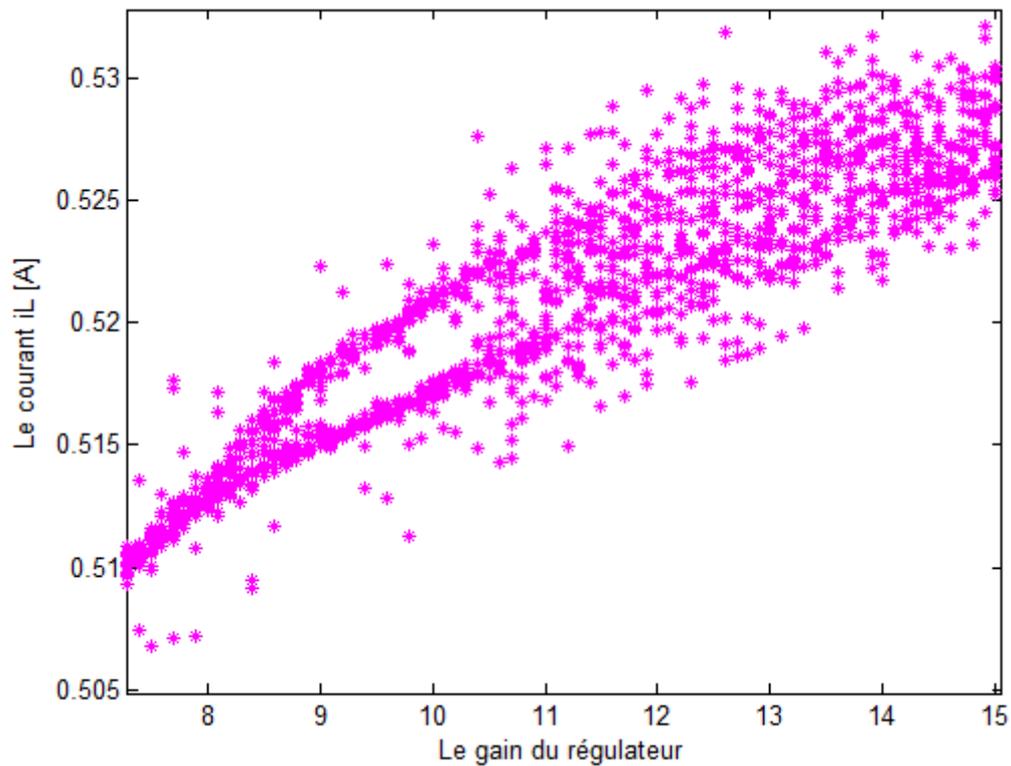


Fig.3.5 Diagramme de bifurcation pour H_G (le paramètre de bifurcation) varie de 2 à 15.

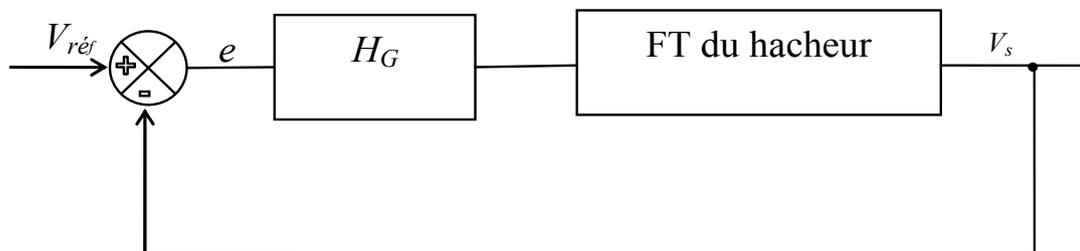
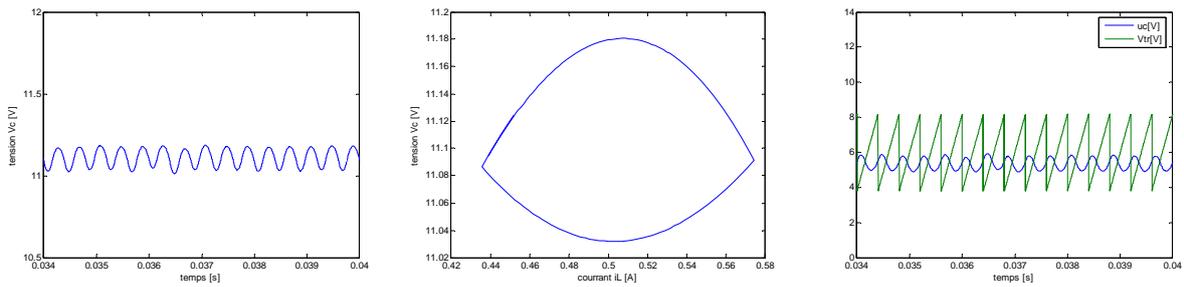


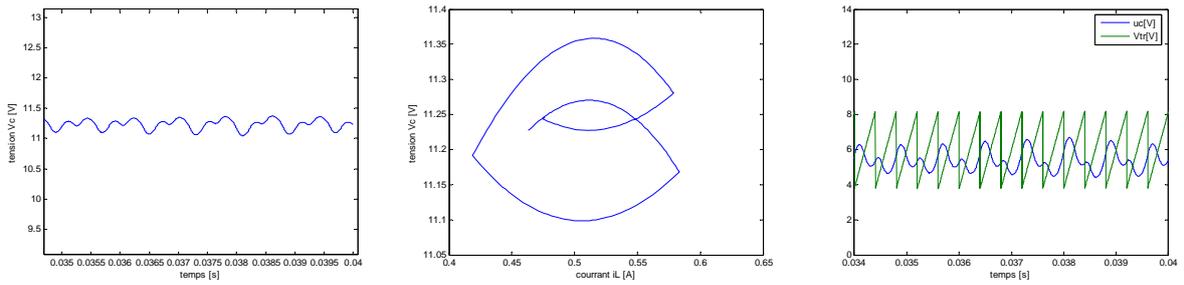
Fig.3.6 Schéma fonctionnel du hacheur Buck avec un régulateur P.

Dans la figure (3.7) nous présentons les formes d'ondes relatives au convertisseur Buck en boucle fermée avec $V_e = 29V$ et H_G est le paramètre de bifurcation et cela pour les valeurs 6, 7, 8, 9 et 10 respectivement. Les figures (3.7) (a) présentent la tension aux bornes de la capacité. Les figures 3.7 (b) présentent les courbes de lissajoux entre la tension V_C et le courant de l'inductance i_L . Ces courbes montrent le comportement périodique de période 1, période 2, période 4, période 8 et le chaos respectivement. On remarque que le système est stable pour le comportement périodique de période 1 et période 2 et instable pour les autres comportements. Les courbes de lissajoux montrent bien ces résultats.

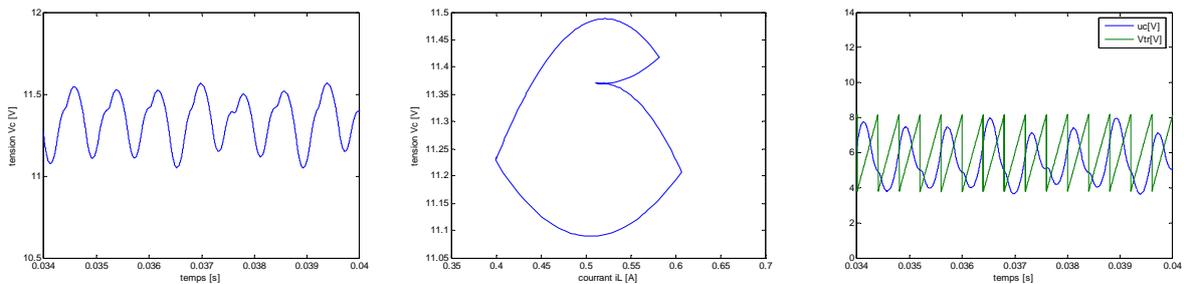
$H_G = 6$



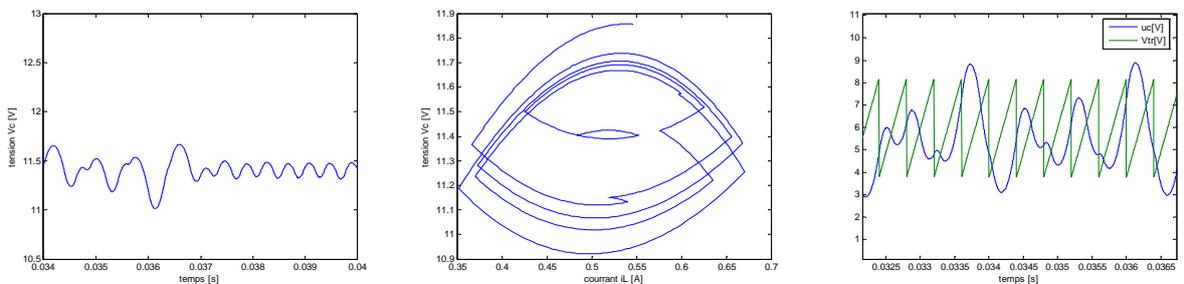
$H_G = 7$



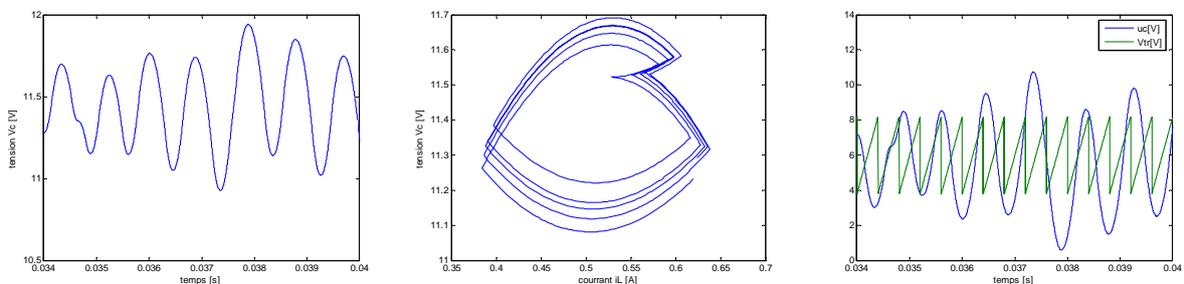
$H_G = 8$



$H_G = 9$



$H_G = 10$



(a)

(b)

(c)

Fig.3.7 Les formes d'onde du hacheur à $V_e = 29V$ où H_G est le paramètre de bifurcation, (a) la tension V_C , (b) courbe de Lissajous $V_C(i_L)$, (c) la tension de commande avec la tension triangulaire.

L'étude précédente est faite pour voir l'effet de la variation du gain de régulateur sur la stabilité du système en boucle fermé, et nous allons refaire la même étude pour montrer l'effet de la variation de la tension d'entrée sur la stabilité. La figure (3.8) montre le diagramme de bifurcation du hacheur Buck en boucle fermé où la tension d'entrée V_e est le paramètre de bifurcation. Quand $V_e < 26V$ le comportement périodique du système est de stable période 1. Quand $V_e > 26V$ le comportement périodique du système a été transformé au comportement périodique stable de période 2 (Bifurcation flip) et lorsque V_e est augmenté au delà de 29V, le comportement du système changés en chaos et sera instable. Les même résultats sont obtenus d'après la figure (3.9).

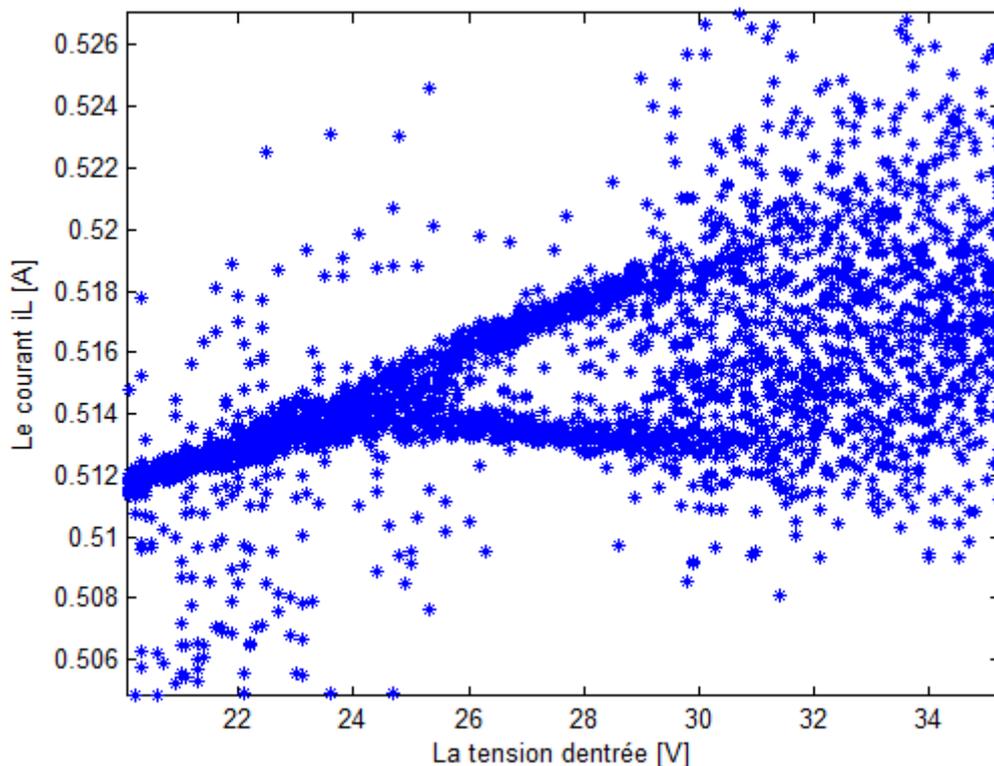
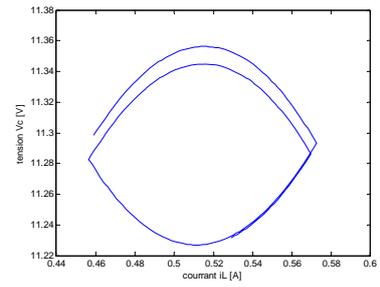
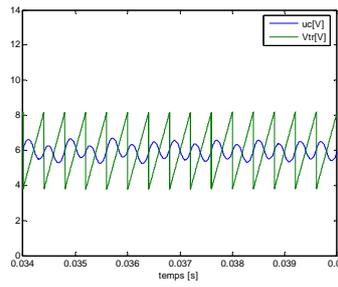
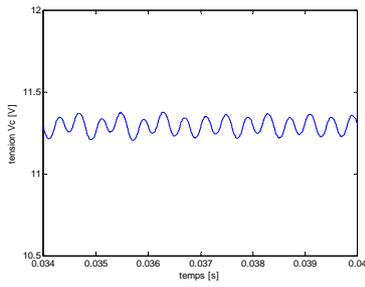
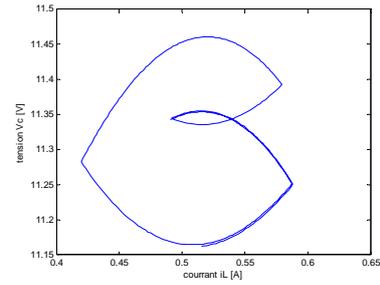
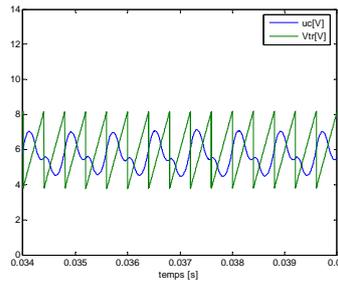
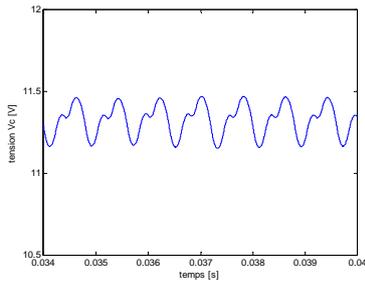


Fig.3.8 Diagramme de bifurcation pour V_e (le paramètre de bifurcation) varie de 15V à 37V.

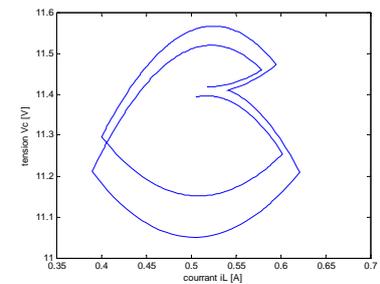
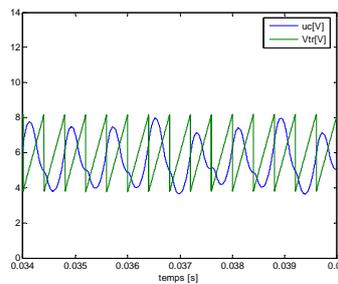
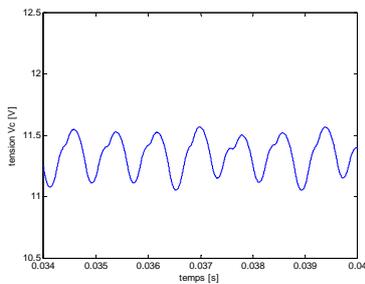
$V_e = 23V$



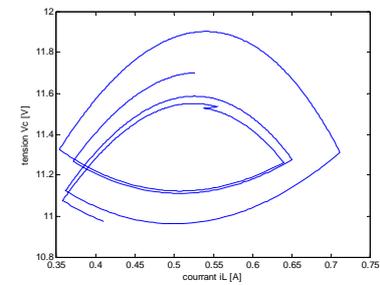
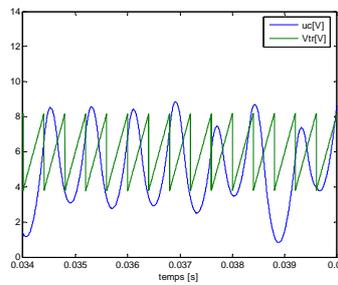
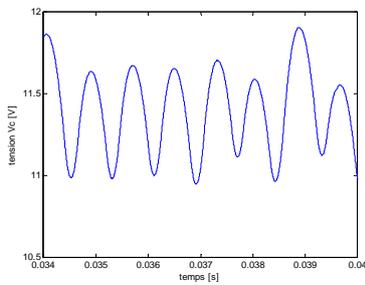
$V_e = 26V$



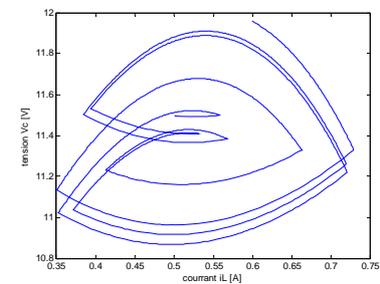
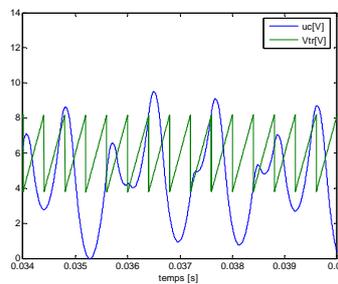
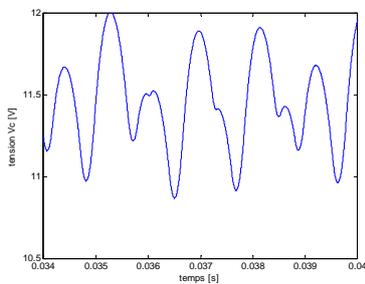
$V_e = 29V$



$V_e = 37V$



$V_e = 40V$



(a)

(b)

(c)

Fig.3.9 Les formes d'onde du hacheur à $H_G = 8.4$ où V_e est le paramètre de bifurcation, (a) la tension V_C , (b) la tension de commande avec la tension triangulaire, (c) courbe de Lissajous $V_C(i_L)$.

Le diagramme de bifurcation sur la figure (3.10), présente l'effet de la variation de l'inductance de 0.005 H à 0.04 H, sur la stabilité du système en boucle fermée. La tension d'entrée et la résistance de charge sont fixes à 35V et à 22 Ω , respectivement. Tous autres paramètres demeurent les mêmes. Nous constatons que, aussi longtemps que L est plus grand que 0.0315 H, le comportement périodique de période 1 est stable. Quand $L = 0.0315$ H, l'orbite de période 1 devient instable et une orbite stable de période 2 émerge. En outre, quand L est réduit en dessous de 0.0272 H, le système en boucle fermé devient chaotique.

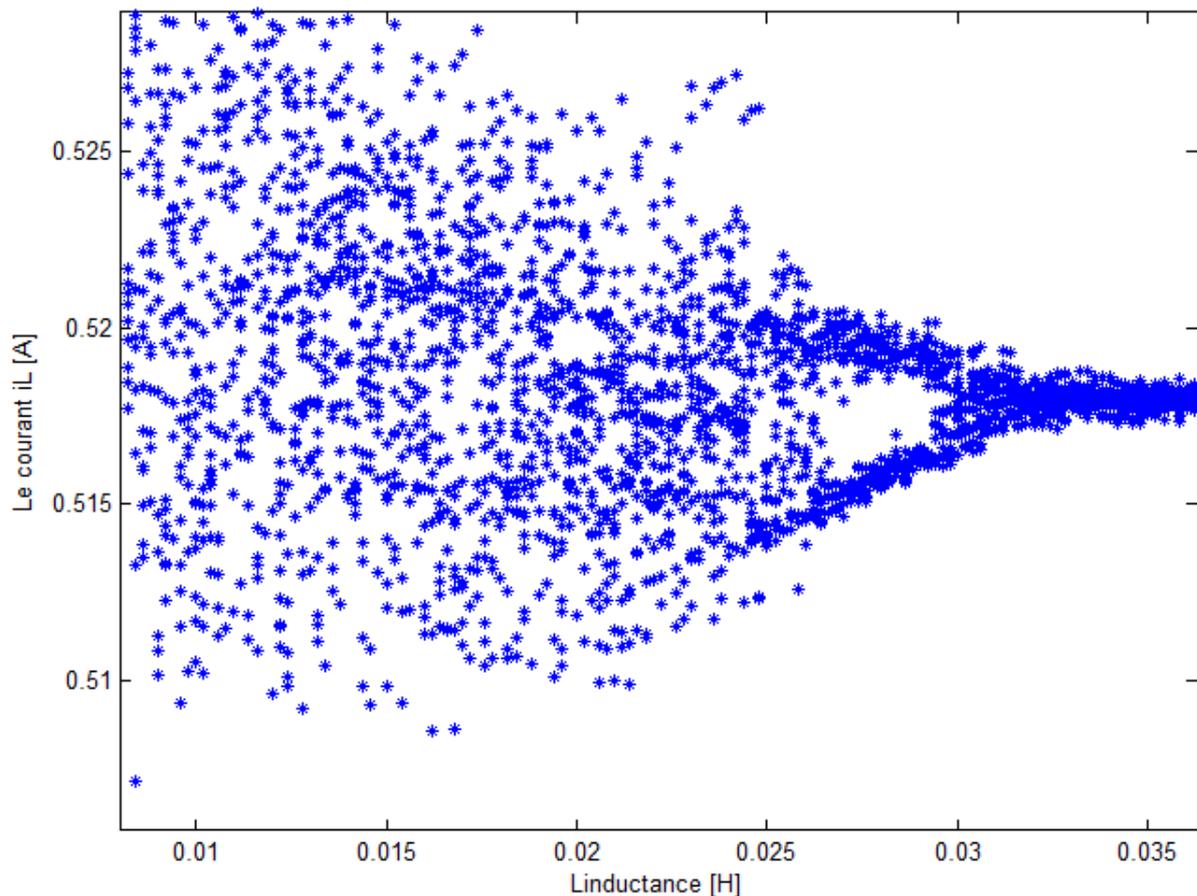


Fig.3.10 Diagramme de bifurcation où L est le paramètre de bifurcation, varie de 0.01H à 0.04H.

3.2.2 Avec un régulateur PI

Maintenant, nous choisissons un régulateur de type PI, car il est très répandu et il permet d'obtenir une erreur nul grâce à un intégrateur, ainsi qu'un temps réglable donnant de plus à la réponse l'allure d'une évolution exponentielle. Le schéma fonctionnel du convertisseur est représenté sur la figure (3.11).

Le diagramme de bifurcation sur la figure (3.12), présente l'effet de la variation de la tension d'entrée de 10V à 50V, sur la stabilité du système en boucle fermée avec un régulateur PI. La résistance de charge est fixe à 22 Ω . Tous autres paramètres restent les mêmes. Cette bifurcation a un intérêt particulier car une cascade de doublement de période aboutit au chaos. Il y a des conditions à satisfaire pour observer une telle cascade mais en pratique, seules les deux, voire trois premières bifurcations sont détectées et ensuite il est admis que la cascade continue, avec des bifurcations de plus en plus proches les unes des autres. Nous constatons que, aussi longtemps que V_e est inférieur à 18.39V, le comportement périodique de période 1 est stable. Quand $V_e = 19V$, l'orbite de période 1 devient instable et une orbite stable de période 2 émerge. En outre, quand V_e est plus grand que 21.67V, le système en boucle fermé devient chaotique.

La figure (3.13), représente un diagramme de bifurcation, qui est obtenu en augmentant la valeur de la résistance de la charge R de 10 Ω à 25 Ω . Au commencement, l'orbite de période 1 du système en boucle fermée avec un régulateur PI est stable. Quand $R = 19.6 \Omega$, l'orbite de période 1 devient instable et une orbite stable de période 2 paraître. Comme avant, la bifurcation de doublement de période a été établie en calculant les multiplicateurs de Floquet de la matrice \hat{A} . Quand $R = 23 \Omega$, l'orbite de période 2 devient instable et un attracteur chaotique émerge. Le début du chaos se produit en raison de la frontière collision/saturation. Enfin, il vaut la peine de remarquer qu'avec le régulateur PI, l'erreur statique subsiste alors qu'en revanche, le système est beaucoup plus rapide.

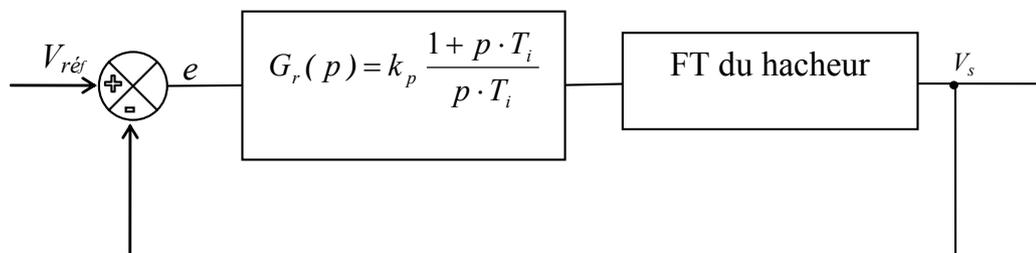


Fig.3.11 Schéma fonctionnel du hacheur Buck avec un régulateur PI.

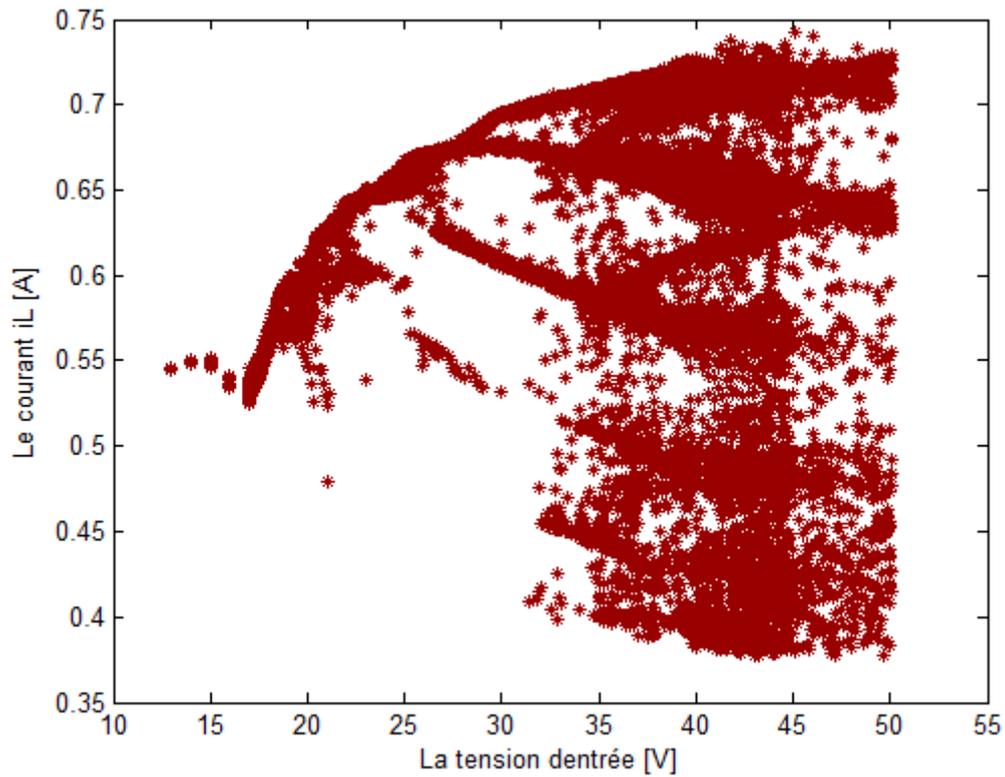


Fig.3.12 Diagramme de bifurcation où V_e est le paramètre de bifurcation et varie de 15V à 45V.

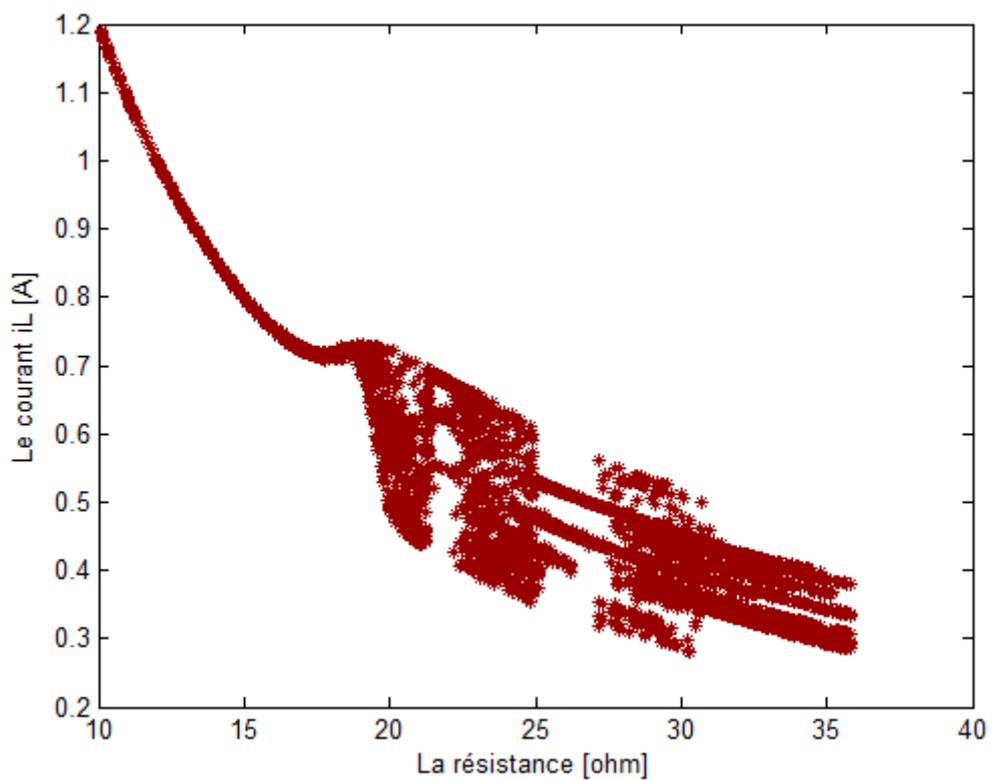


Fig.3.13 Diagramme de bifurcation où R est le paramètre de bifurcation et varie de 10 Ω à 25 Ω .

3.2.3 Avec un régulateur PID

Le régulateur proportionnel- Intégral- Dérivée est la combinaison des trois actions de base P, I et D. Grâce au terme I, il permet l'annulation d'une erreur statique tout en autorisant grâce à l'action D des performances de rapidité supérieures à celles d'un régulateur PI. Le schéma fonctionnel du convertisseur est représenté sur la figure (3.14).

Le diagramme de bifurcation sur la figure (3.15), présente l'effet de la variation de la tension d'entrée de 15V à 50V, sur la stabilité du système en boucle fermée avec un régulateur PID. Nous constatons que, aussi longtemps que V_e est inférieur à 17.9V, le comportement périodique de période 1 est stable. Quand $V_e = 18V$, l'orbite de période 1 devient instable et une orbite stable de période 2 émerge. En outre, quand V_e est plus grand que 20.84V, nous remarquons une cascade de doublement de période et le système en boucle fermée devient chaotique.

Après, nous présentons sur la figure (3.15) le diagramme de bifurcation obtenu avant et après la bifurcation de doublement de période. Commencant par un état initial χ_0 et une V_e donnée, nous résolvons d'abord l'équation (3.8) numériquement en utilisant la méthode de Newton-Raphson pour obtenir une première valeur de α_0 et l'améliorer en utilisant la même méthode. Puis, nous substituons la valeur obtenue de α_0 dans l'équation (3.7) pour déterminer χ_1 . En utilisant χ_1 , nous déterminons α_1 et puis substituons les résultats de nouveau dans l'équation pour obtenir χ_2 . Les itérations sont continuées pendant mille fois. On ignore les 500 premières itérations et on trace les 500 derniers pour une valeur de V_e donnée. Après, V_e est incrémenté et le procédé est répété. Pour des valeurs de $V_e < 18.2V$, le diagramme de bifurcation se compose d'un seul point pour chaque valeur de V_e , qui indique une solution de période 1. À mesure que V_e est augmenté au delà de 18.2V, la solution stable de période 1 subit une bifurcation de doublement de période avec une valeur propre de la matrice \hat{A} sortant le cercle d'unité de -1, comme mentionné ci-dessus, ayant pour résultat la création de deux orbites stables de période 2 et d'une orbite instable de période 1. Un accroissement plus ultérieur de V_e mène à une cascade de bifurcations de doublement de période, aboutissant à un attracteur chaotique. Il est clair de la figure (3.15) qu'il existe beaucoup de petits intervalles de V_e dans la région chaotique pour laquelle la réponse est périodique, répétant exactement après m itérations. En d'autres termes, il y a beaucoup de petites fenêtres des solutions périodiques.

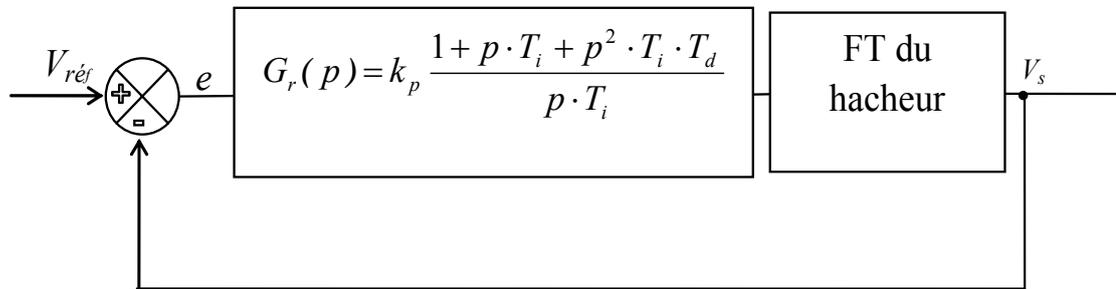


Fig.3.14 Schéma fonctionnel du hacheur Buck avec un régulateur PID.

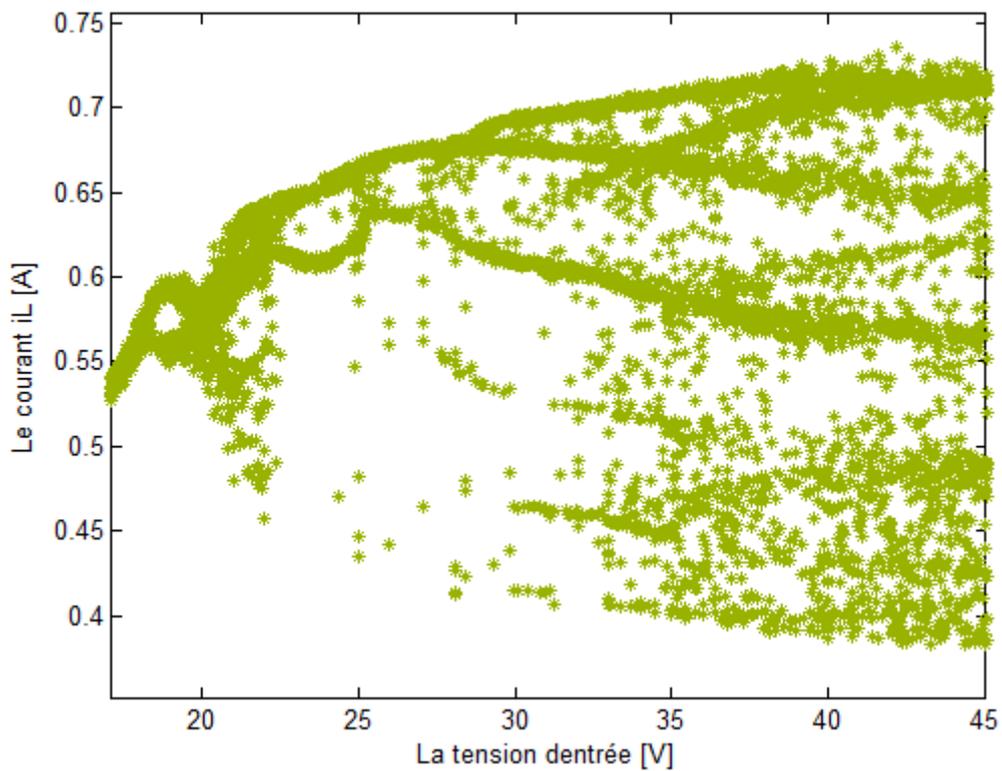


Fig.3.15 Diagramme de bifurcation où V_e est le paramètre de bifurcation et varie de 15V à 45V.

3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION

Sur les figures (3.16), (3.17), (3.18) et (3.19), nous présentons les résultats de simulation en utilisant le modèle non-linéaire du convertisseur Buck dans la région stable et instable dont la tension d'entrée V_e est le paramètre de bifurcation. La figure (3.16) montre une réponse de système stable de période 1. Quand V_e est supérieur à 25 V, la réponse du système aboutit une orbite de période 2 stable comme le montre la figure (3.17) et l'orbite de période 1 perd la stabilité. Et quand V_e est supérieur à 29.5 V, la réponse du système devient chaotique, donc instable (figure 3.18). Par la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus en utilisant le modèle moyen (figures 3.20), nous aboutissant au tableau 3.2.

Finalement, nous remarquons que par le modèle moyen nous aboutissant à la stabilité globale ou bien le comportement asymptotique du système et que nous ne pouvant pas prédire la stabilité locale (figure 3.21), par contre, le modèle non-linéaire montre bien la stabilité locale et les limites d'instabilité aux niveaux des oscillations rapides. Pour notre cas, le comportement asymptotique du convertisseur Buck avec ses paramètres (tableau 3.1) va changer lorsque la tension d'entrée V_e dépassera la valeur de 30 V, ce que nous allons prendre en compte dans les prochains chapitres.

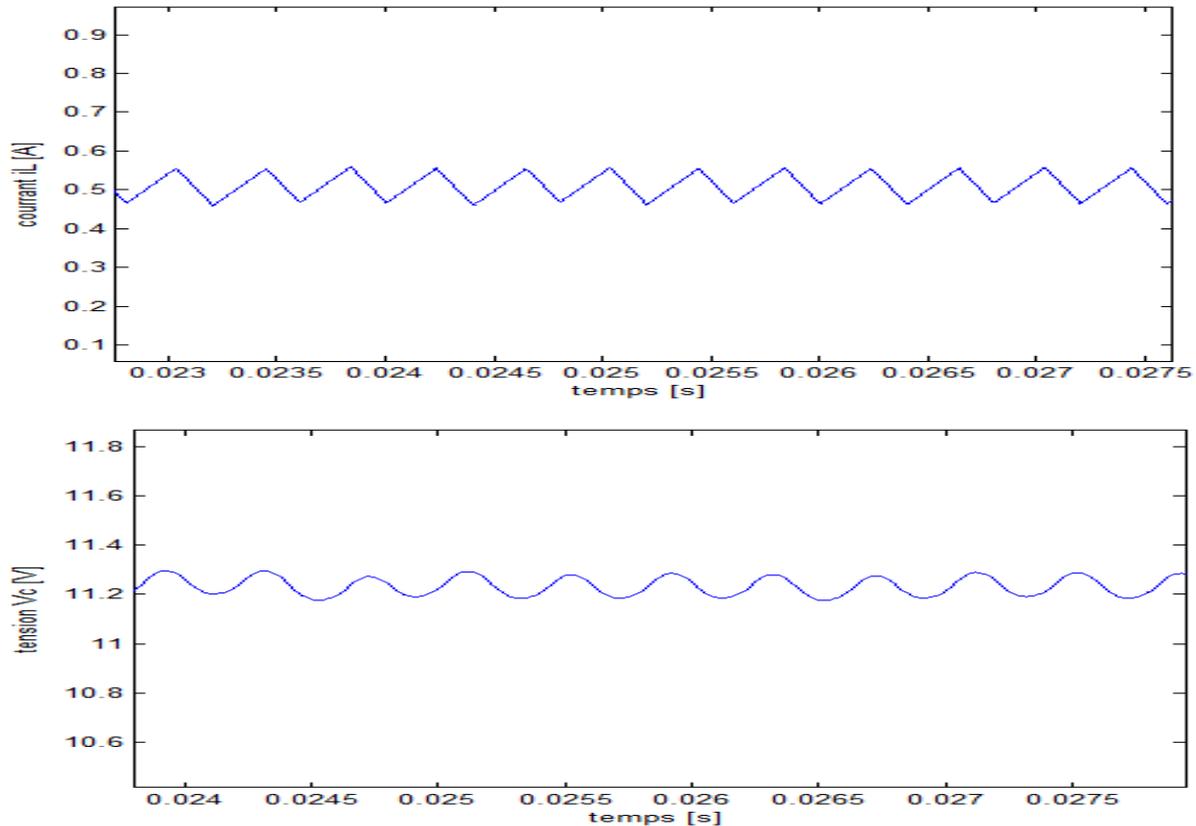


Fig.3.16 Les formes d'ondes du système de période 1.

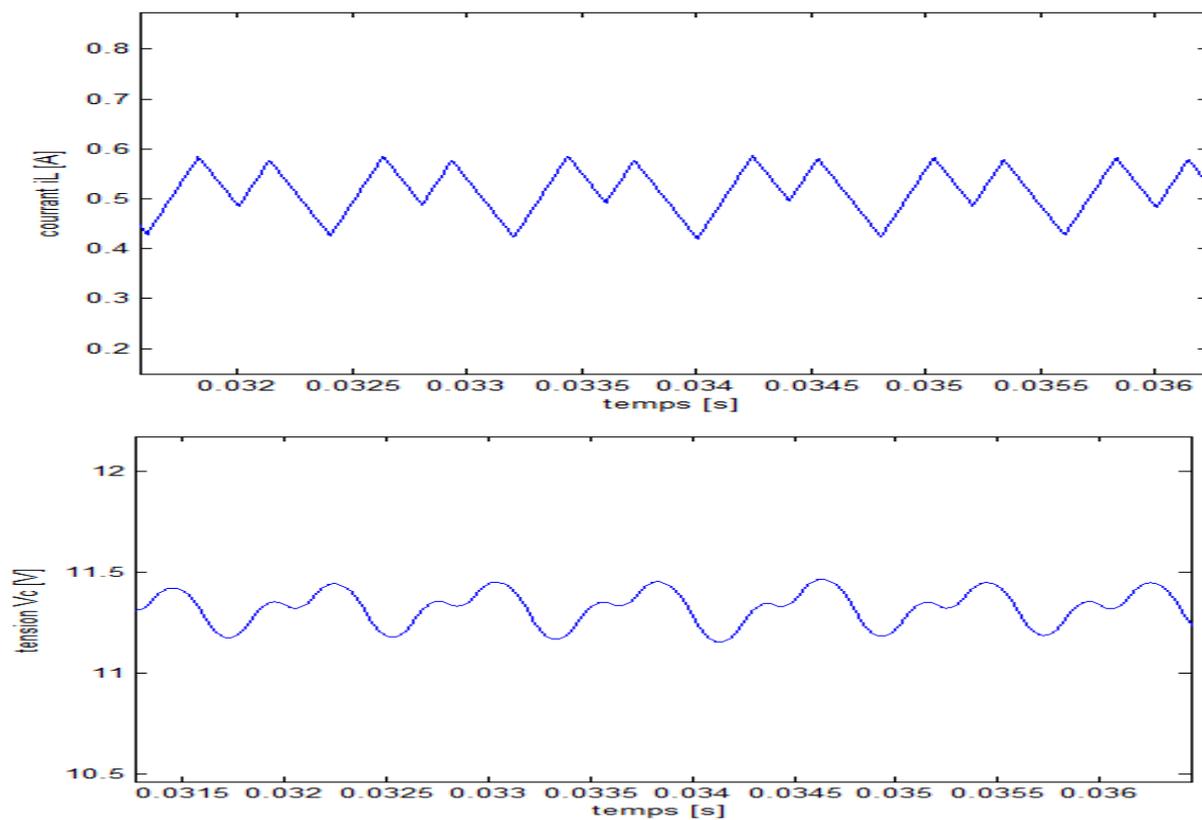


Fig.3.17 Les formes d'ondes du système de période 2.

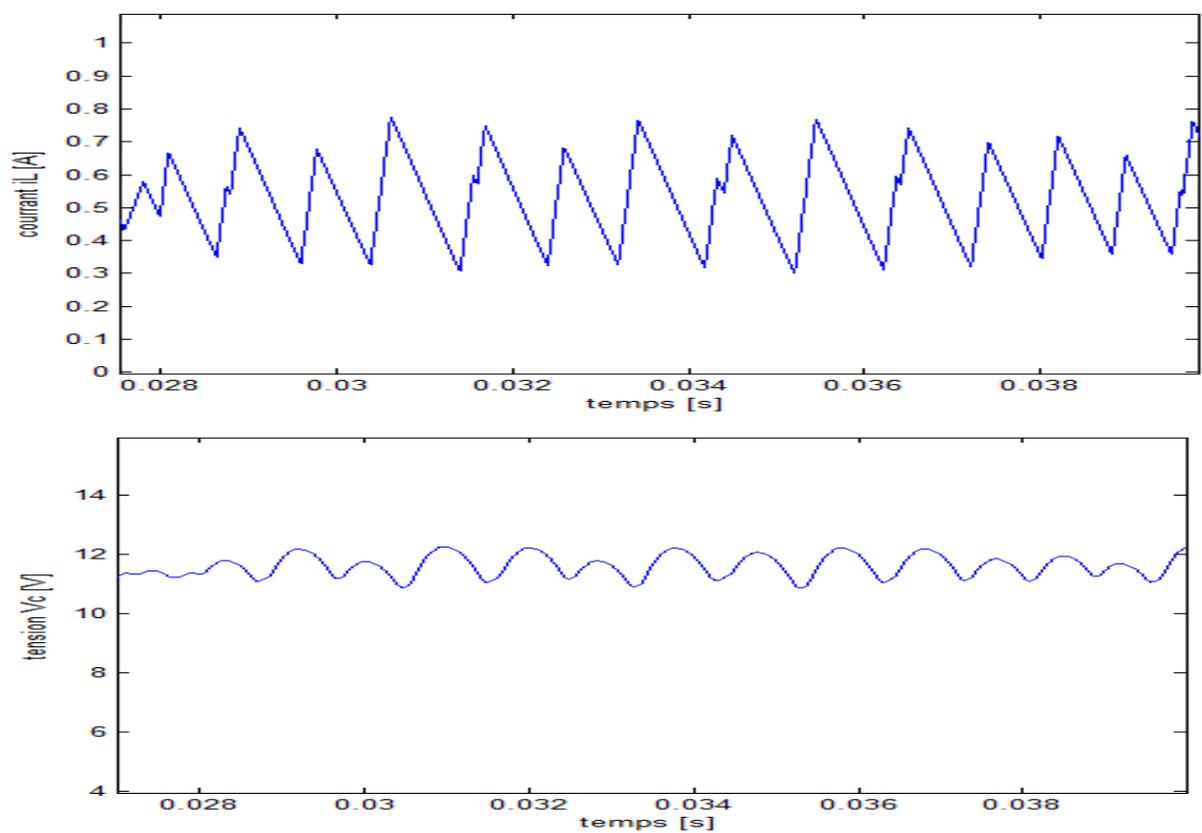
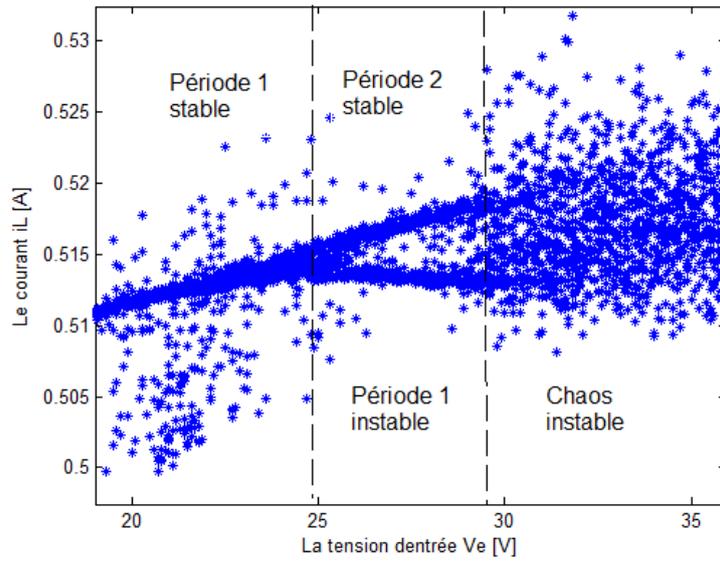
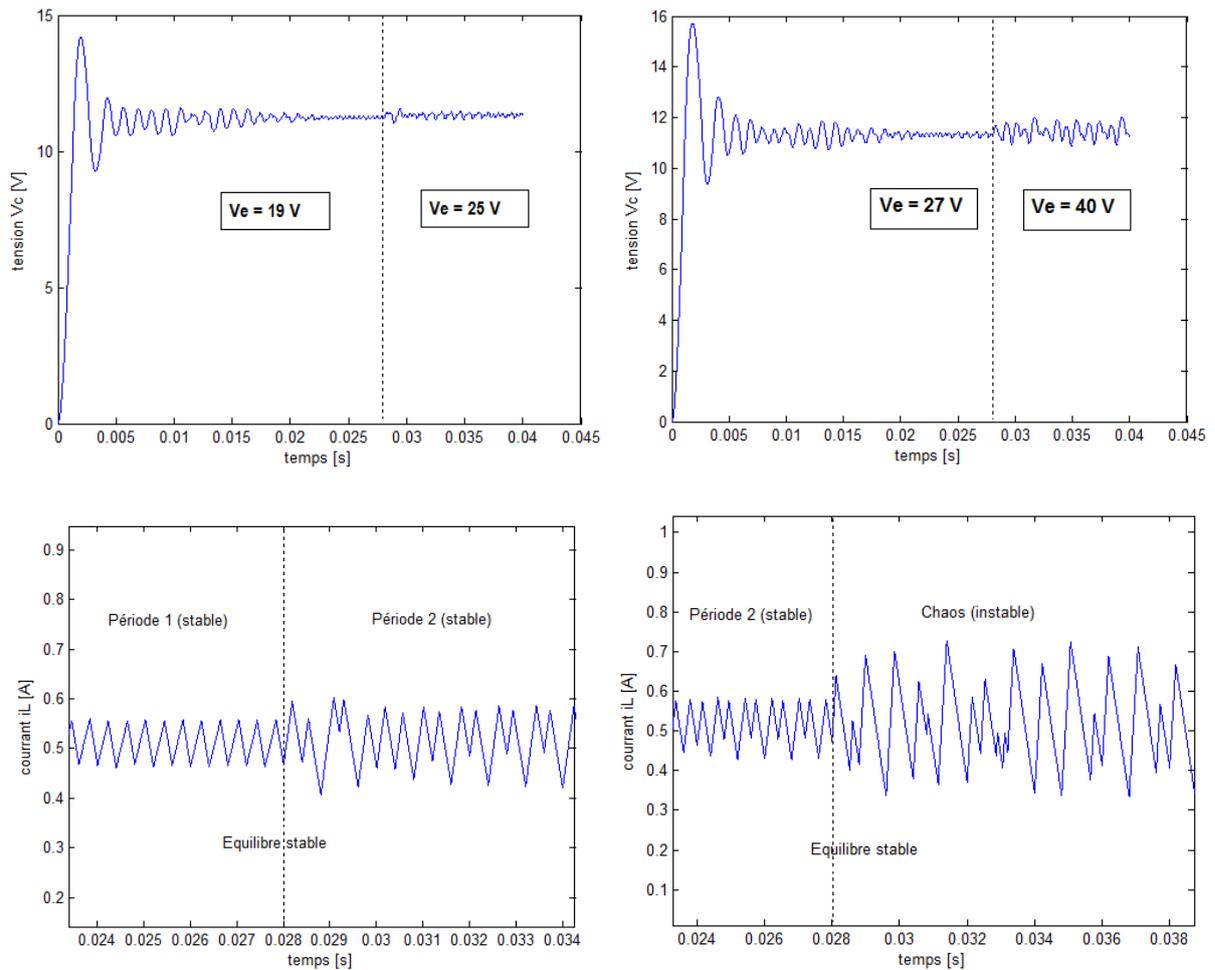


Fig.3.18 Les formes d'ondes du système de chaos.



(a)



(b)

Fig.3.19 L'effet de la variation de la tension d'entrée sur la stabilité locale du système (a) diagramme de bifurcation du convertisseur Buck en boucle fermée, (b) la tension V_C et le courant i_L .

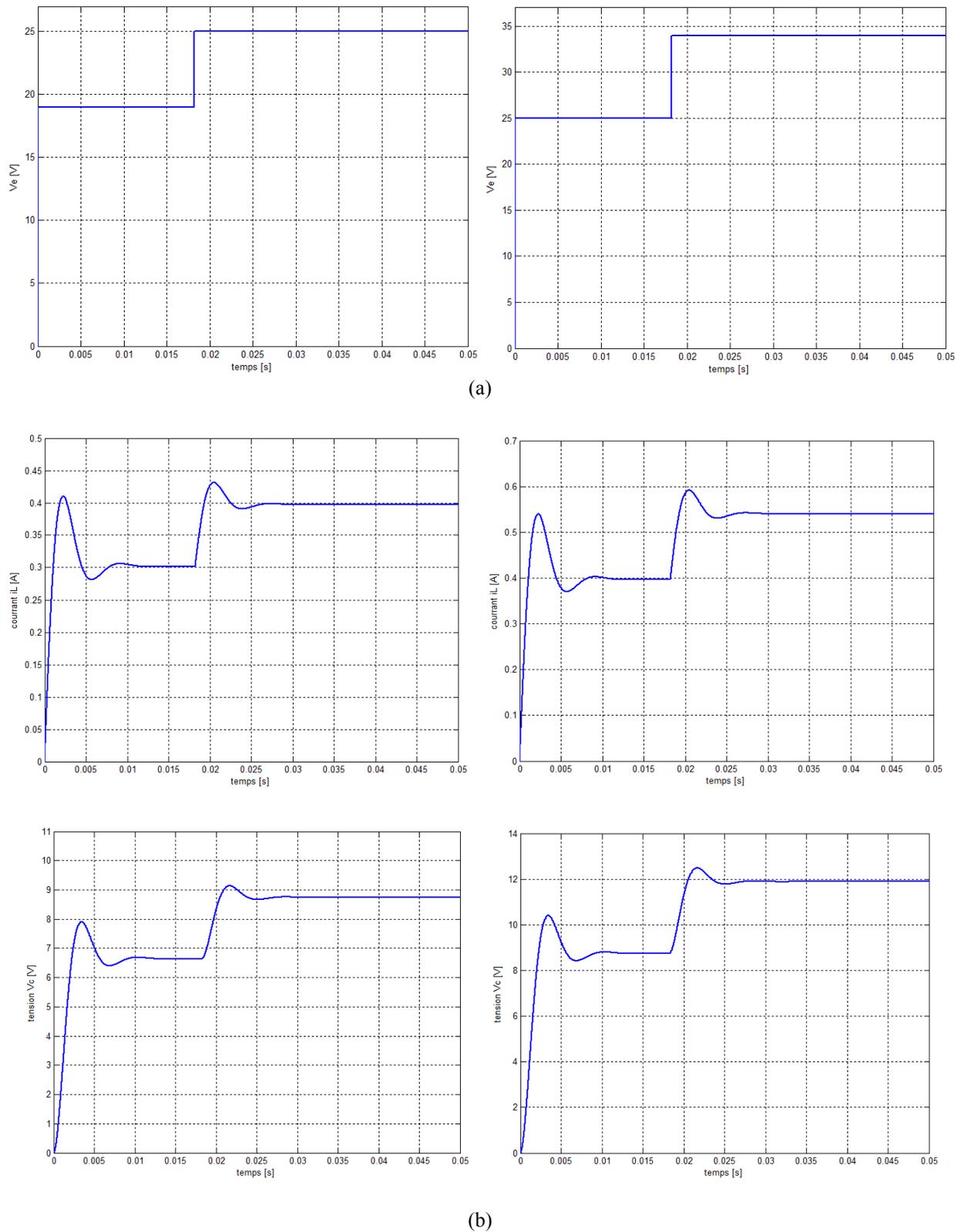


Fig.3.20 L'effet de la variation de la tension d'entrée sur la stabilité globale du système
 (a) perturbation de la tension d'entrée V_e , (b) le courant i_L et la tension V_C .

Tableau.3.2 Comparaison entre les résultats obtenus par le modèle moyen et le modèle non-linéaire du convertisseur DC-DC Buck en boucle fermée.

Tension d'entrée V_e	15 V ÷ 25 V	25 V ÷ 30 V	30 V ÷ 45 V
Le modèle moyen	Équilibre stable	Équilibre stable	Équilibre stable
Le modèle non-linéaire	Orbite stable de période 1	Orbite stable de période 2 Orbite instable de période 1	Chaos

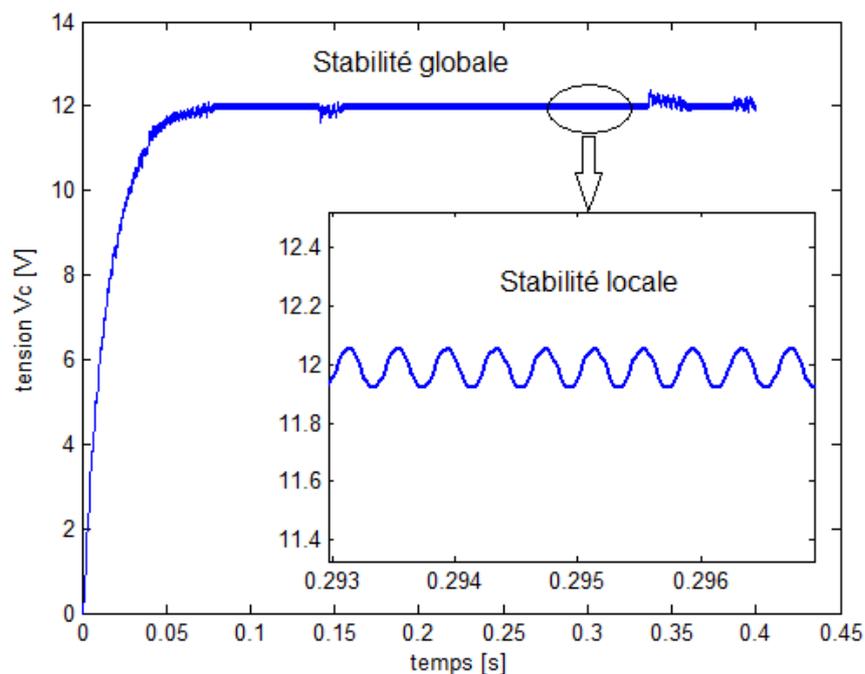


Fig.3.21 Le comportement asymptotique d'un système.

Sur les figures (3.22), (3.23), (3.24) et (3.25), nous présentons le spectre du courant i_L pour deux cas séparés. Une basé sur le modèle non linéaire et l'autre basé sur le modèle moyen. Ces résultats de simulation indiquent clairement que dans le cas de l'orbite de période 1, apparait dans le spectre du courant une série d'harmoniques de fréquence $k * f$ tel que k est un entier, par contre dans le cas de l'orbite de période 2, le spectre du courant s'enrichi avec une nouvelles série d'harmonique de fréquence $(k + 0.5) * f$. Alors que le chaos se manifeste par l'absence de séries d'harmoniques ordonnées. Remarquons que le modèle moyen prévoit un signal courant parfaitement continu (figure 3.25).

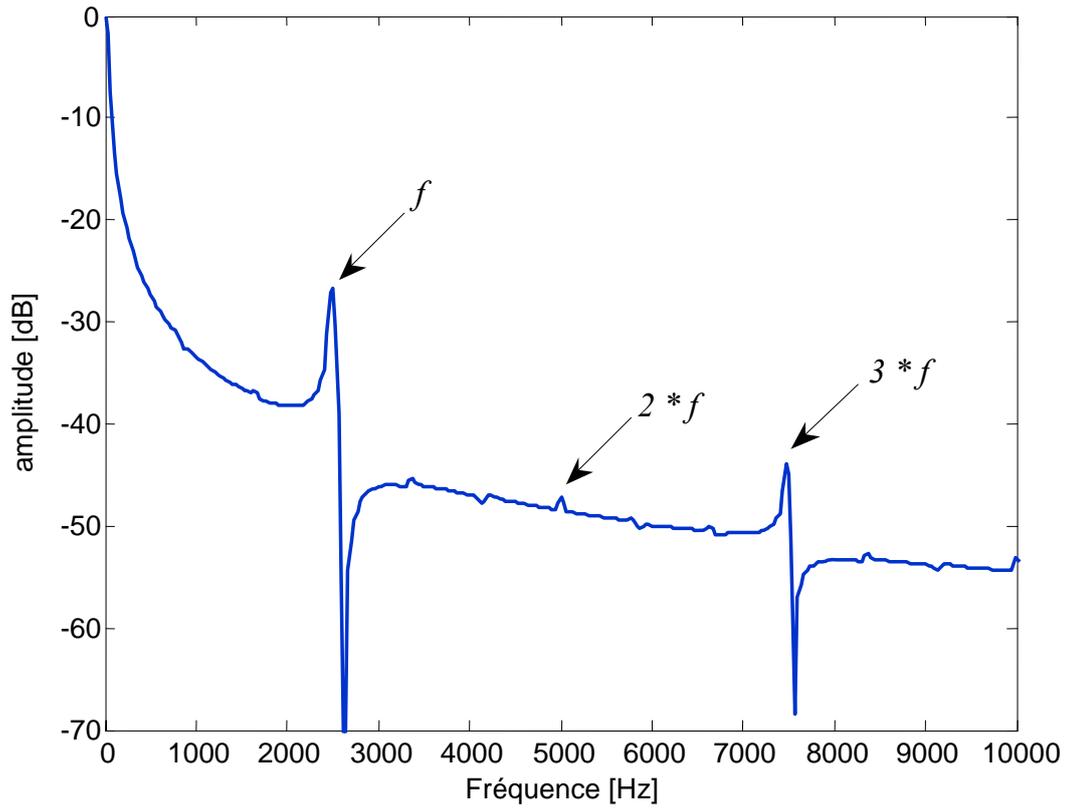


Fig.3.22 Le spectre du courant pour $V_e = 23V$ (orbite de période 1).

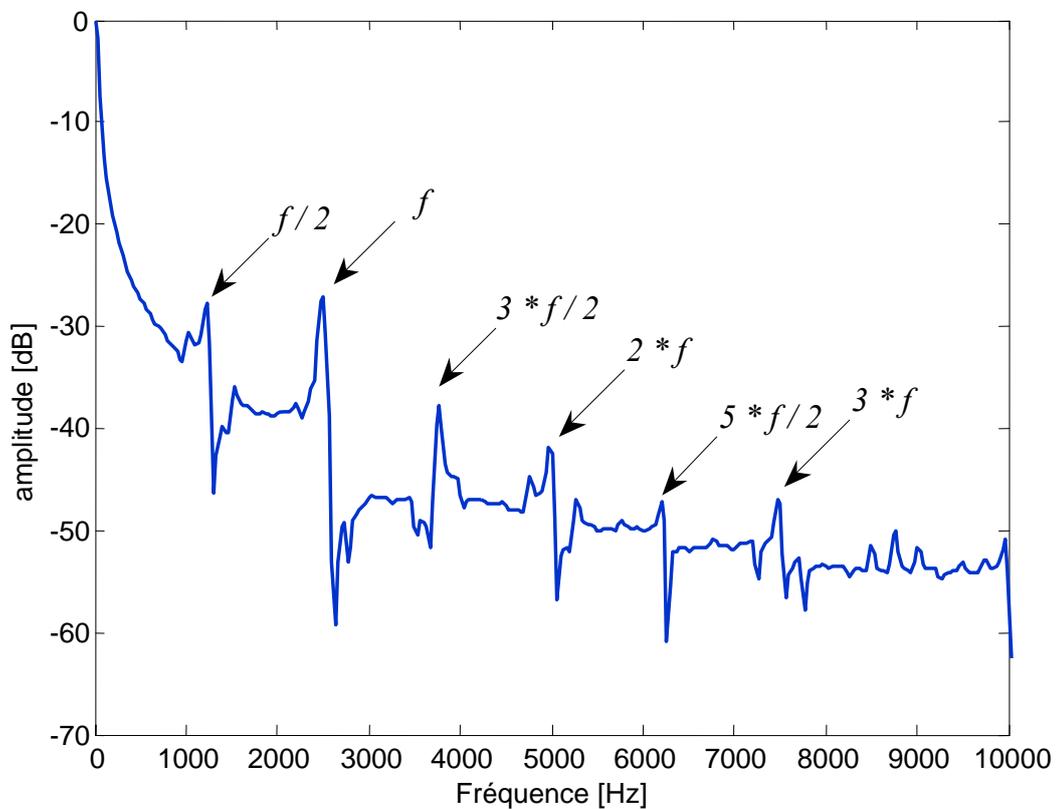


Fig.3.23 Le spectre du courant pour $V_e = 26V$ (orbite de période 2).

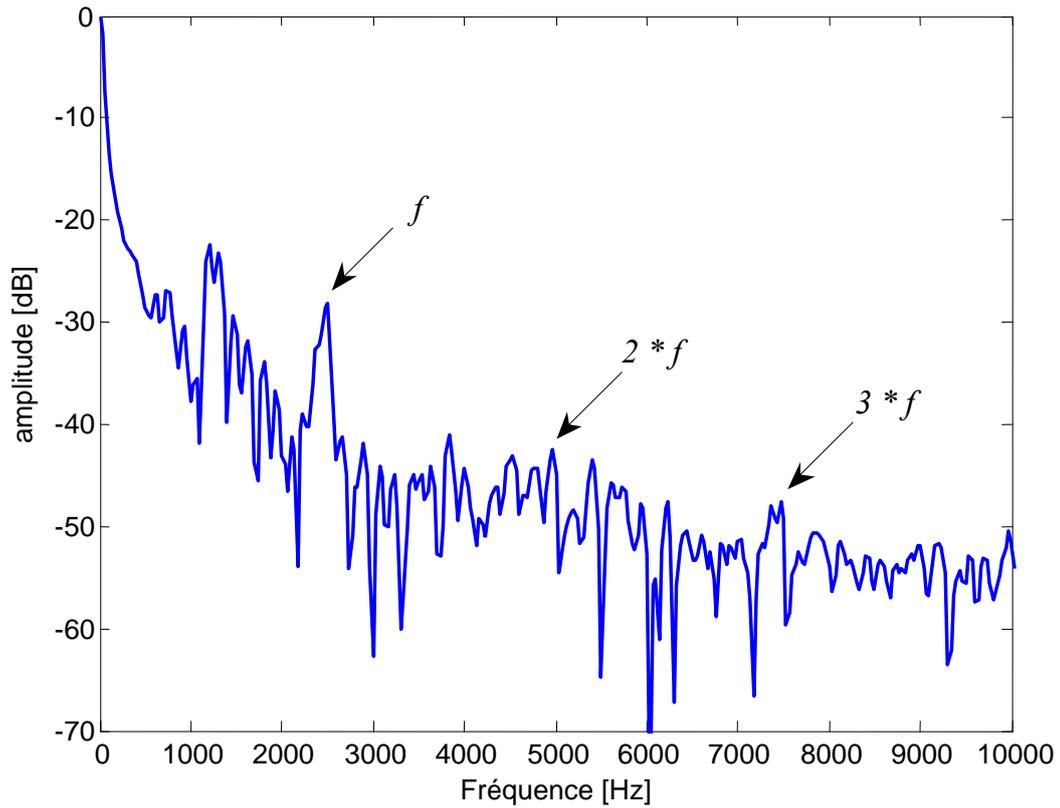


Fig.3.24 Le spectre du courant pour $V_e = 40V$ (orbite de chaos).

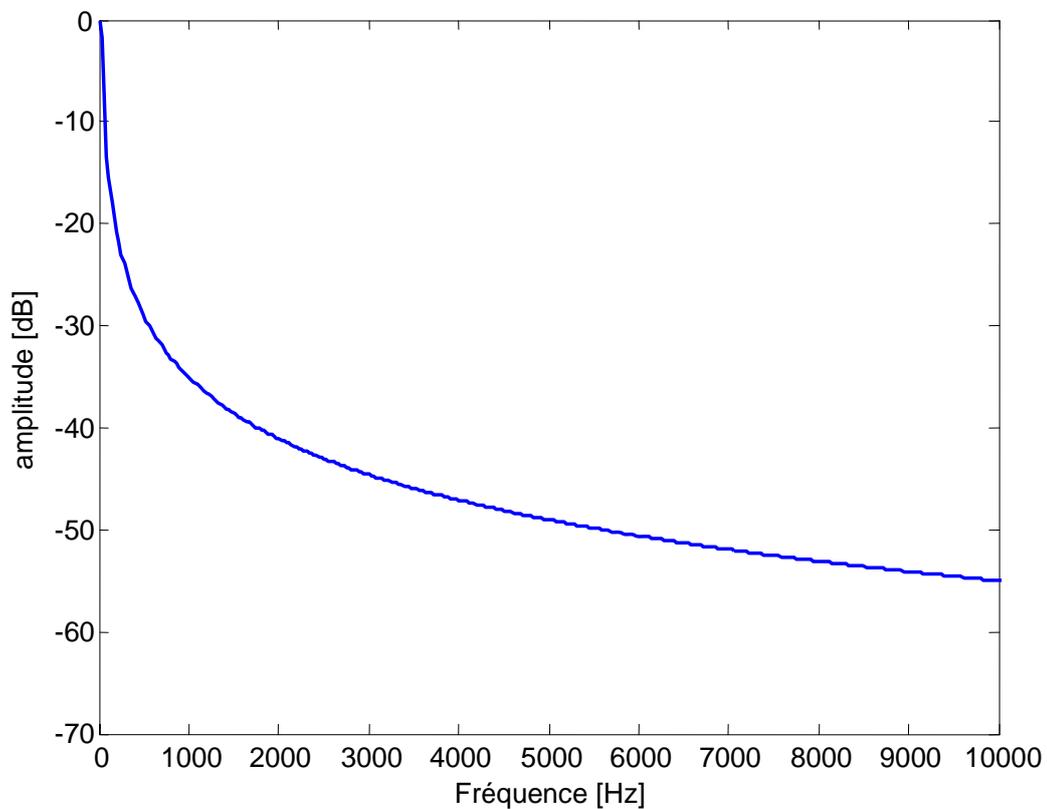


Fig.3.25 Le spectre du courant pour $V_e = 40V$.

3.4 CONCLUSION

Pour démontrer l'application du procédé généralisé présenté au dessus, le convertisseur Buck fonctionnant en mode continu est étudié avec la régulation de tension de sortie et la commande du rapport cyclique. L'analyse de ce convertisseur est effectuée en détail pour montrer comment la méthode généralisée peut être appliquée. Les résultats indiquent que ce simple circuit possède un comportement très compliqué, y compris les harmoniques et les perturbations.

L'analyse de bifurcation est une méthode d'étude de l'impact des valeurs de paramètres sur le comportement du système. Dans le cas général, le fait de varier un paramètre et d'évaluer l'impact de cette variation sur un système se nomme une analyse de sensibilité. L'analyse de bifurcation est finalement une sorte d'analyse de sensibilité axée sur les événements majeurs (changement du comportement asymptotique) dans le système.

Un avantage non négligeable de cette méthode est qu'elle permet de représenter les choses graphiquement, que ce soit pour l'identification des bifurcations ou pour la synthèse des résultats au niveau du diagramme. Il n'est pas nécessaire de connaître les détails mathématiques pour être capable de comprendre un diagramme de bifurcation. Pour un chercheur un électrotechnicien, au public plutôt généraliste, cela est particulièrement intéressant.

En utilisant une formulation exacte basée sur le modèle non-linéaire, nous avons étudié les instabilités locales et globales du convertisseur DC-DC Buck en boucle fermée et avons prévu les frontières de ces instabilités. Pour ce convertisseur, les résultats d'instabilité locale sont résumés dans une bifurcation supercritique (voir annexe) de doublement de période suivie d'une bifurcation de collision de frontière, ce qui mène au chaos. Le modèle moyen ne prévoit pas la frontière de l'instabilité de la période 1 correctement (tableau 3.2). D'ailleurs, il ne peut pas expliquer la dynamique de l'instabilité locale.

Chapitre 4

Modélisation et Analyse de Stabilité des Convertisseurs DC-DC Parallèles à PWM

Les convertisseurs Buck sont couramment utilisés dans les ordinateurs afin de réduire la tension fournie par l'alimentation vers une tension plus faible nécessaire pour alimenter le micro processeur (central processing unit) (CPU). Ces alimentations doivent fournir un fort courant avec une faible ondulation de tension tout en restant dans un volume réduit. Afin de réduire les contraintes sur les semi-conducteurs, ces alimentations utilisent plusieurs convertisseurs reliés en parallèle. On parle alors de hacheurs entrelacés car les convertisseurs conduisent à tour de rôle vers le même condensateur de sortie. La plupart des alimentations de cartes-mères utilisent 3 ou 4 branches en parallèle, mais les constructeurs de semi-conducteur proposent des composants pouvant gérer jusqu'à 6 branches en parallèle. Afin d'augmenter le rendement, ces alimentations utilisent aussi la rectification synchrone. Ces convertisseurs sont aussi largement utilisés dans la télécommunication. Ils sont commandés pour régler la tension de sortie et pour permettre l'égalité de la charge. Ces convertisseurs sont des systèmes non-linéaires. Les sources principales des non-linéarités sont les commutateurs et dans beaucoup de travaux précédents, les études dans ce domaine de l'électronique de puissance sont basées principalement sur le modèle moyen et la linéarisation du système.

4.1 MODES DE FONCTIONNEMENT ET REPRÉSENTATION D'ÉTATS

D'abord, on commence par 2 convertisseurs Buck parallèles puis on généralise l'étude. Nous supposons que les non-linéarités dues aux parasites sont négligeables ($r_C = 0$) et que le convertisseur, fonctionnant en CCM, est synchronisé à un taux égal à la fréquence de commutation. D'ailleurs, le régulateur est conçu de telle manière qu'une fois il y a une perturbation au niveau des états, il peut être remis à zéro seulement par la prochaine impulsion. Ceci élimine efficacement la possibilité d'impulsions multiples dans un cycle de commutation. Sur la figure (4.1), nous montrons un schéma de n convertisseurs Buck parallèles.

Chaque module individuel dans ces systèmes multi-topologiques est dans l'état "ON" quand l'interrupteur est fermé et dans l'état "OFF" quand il est ouvert. Ces fonctions de commutation seront représentées par le vecteur de commutation T_R . Nous supposons que le déphasage entre les formes d'onde de la tension triangulaire de deux convertisseurs successifs est égal à $\phi = T / n$, qui est constant (où T est la période de commutation). Nous notons que, quand le déphasage $\phi = 0$, les convertisseurs se synchronisent. On pose α_a le rapport cyclique du convertisseur a et α_b le rapport cyclique du convertisseur b. les instants de commutation des convertisseurs a et b sont respectivement $t_{1a} = \alpha_a * T$ et $t_{1b} = \alpha_b * T$. Nous représentons les états du convertisseur complet en boucle ouverte par $x_i(t)$ ($i_{Li}(t)$ est le courant des inductances L_i et $V_{Ci}(t)$ est la tension aux bornes des condensateurs C_i). Le courant de la charge est I_{ch} et les contraintes sur le modèle de ces convertisseurs sont:

$$V_{Ca} = V_{Cb} = \dots\dots\dots = V_{Cn} = V_s = V_C \quad (4.1)$$

$$i_{sa} + i_{sb} + \dots\dots\dots + i_{sn} = i_{ch} \quad (4.2)$$

$$V_C < V_e \quad (4.3)$$

Le comportement dynamique d'un seul convertisseur Buck est donné par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-r_L i_L - V_C + T_R V_e) \quad (4.4)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{V_C}{R} \quad (4.5)$$

Où T_R est la fonction de commutation qui prend les valeurs 1 et 0.

Donc le système sous forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_R}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (4.6)$$

On peut réécrire le système (4.6) de la façon suivante:

$$\dot{x} = A_1^o x + B_1^o V_e$$

À partir de (4.6), la forme matricielle de 2 convertisseurs Buck parallèles est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1a} \\ \dot{x}_{2a} \\ \dot{x}_{1b} \\ \dot{x}_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_a}}{L_a} & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_a} & -\frac{1}{C_a R_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{L_b}}{L_b} & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{C_b R_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1a} \\ x_{2a} \\ x_{1b} \\ x_{2b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{R_a}}{L_a} \\ 0 \\ \frac{T_{R_b}}{L_b} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (4.7)$$

Le système (4.7) peut s'écrire comme suit:

$$\dot{x} = A_2^o x + B_2^o V_e$$

Donc, la représentation d'état des convertisseurs DC-DC parallèles en boucle ouverte [Alfayyumi *et al.* 1999 et Mazumder *et al.* 2000] se met sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i^o x + B_i^o V_e \\ V_s = C_i^o x \end{cases} \quad (4.8)$$

Où l'indice " o " indique la boucle ouverte, $i = 1, \dots, n$ et A_i^o, B_i^o, C_i^o sont des matrices caractérisant le système en boucle ouverte à l'instant t_i , avec:

$$\sum_{i=1}^n t_i = T \quad (4.9)$$

4.2 MODÈLE MOYEN DES CONVERTISSEURS DC-DC PARALLÈLES

4.2.1 Convertisseurs synchronisés

1^{er} Cas: (hacheurs entrelacés)

Dans ce cas, les instants de commutation sont égaux $t_{1a} = t_{1b}$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 2 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont:

$$T_{Ra} = 1, T_{Rb} = 1 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 0.$$

Les séquences de conduction sont représentées sur la figure (4.2). Chaque état de commutation peut être décrit par les équations d'état suivantes :

$$\dot{x} = A_{11}^o x + B_{11}^o V_e \quad t < t_{1a} \quad (4.10)$$

$$\dot{x} = A_{00}^o x + B_{00}^o V_e \quad t_{1a} < t < T \quad (4.11)$$

Pour le convertisseur Buck (comme nous avons vus dans le premier chapitre) $A_{11}^o = A_{00}^o = A_{moy}$ et $B_{00}^o = 0$. On peut déduire la forme moyenne de x .

$$\dot{\bar{x}} = A_{moy} \bar{x} + \alpha_a B_{11}^o \bar{V}_e \quad (4.12)$$

Les avantages des hacheurs entrelacés

Pour une alimentation possédant n convertisseurs reliés en parallèle, le courant sera réparti sur les n phases, limitant ainsi les contraintes sur chaque interrupteur et augmentant la surface d'échange thermique. En outre, la fréquence des courants et tensions vus par la charge sera n fois supérieure à celle d'un convertisseur simple, divisant d'autant l'ondulation de tension en sortie. L'entrelacement des convertisseurs apporte aussi un autre avantage: la réponse dynamique du système aux variations de courant peut être améliorée. En effet, une importante augmentation du courant demandé par la charge peut être satisfaite en faisant conduire simultanément plusieurs branches de l'alimentation si elle a été prévue pour cela. Le schéma de principe de ce convertisseur est représenté sur la figure (4.3).

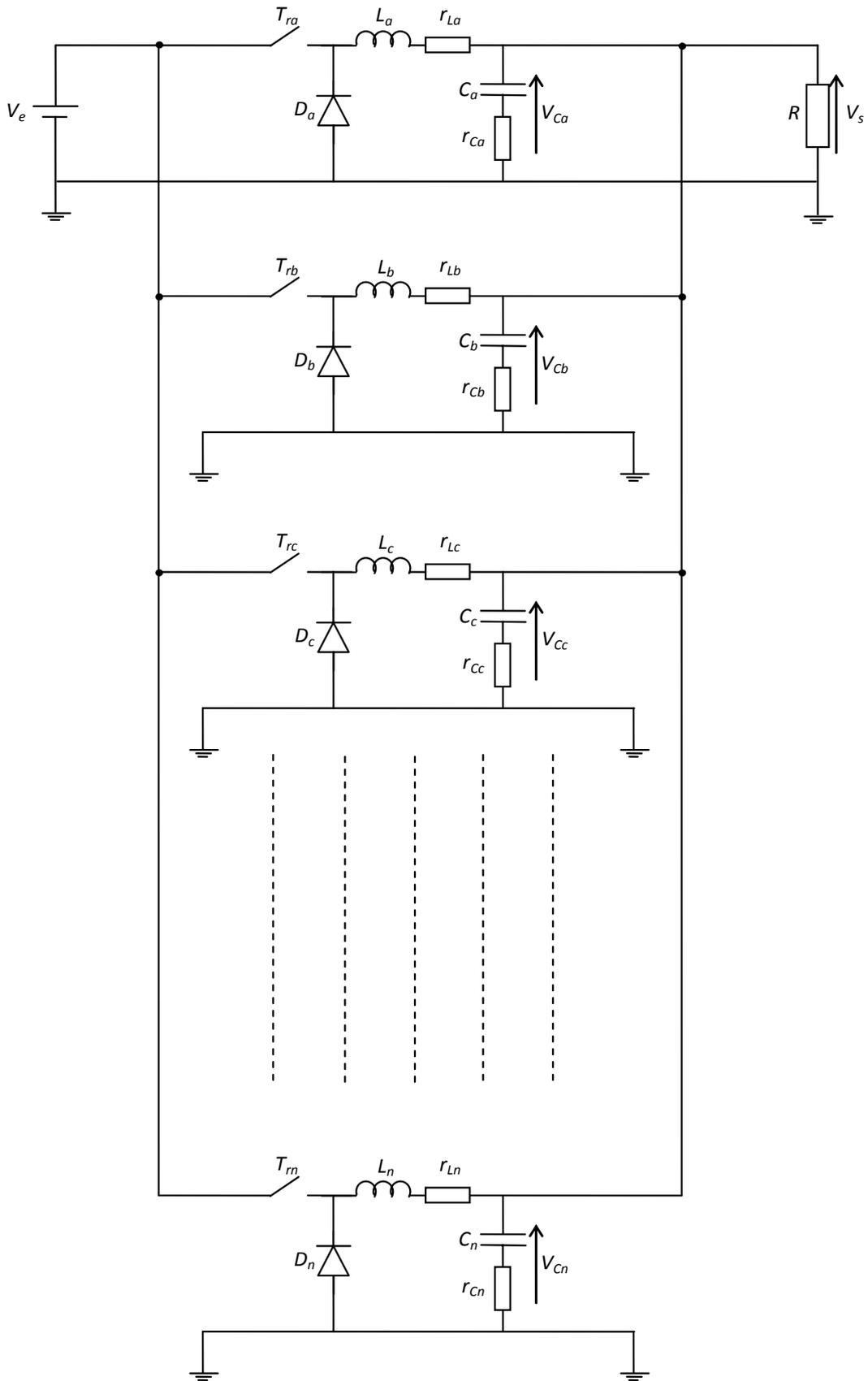


Fig.4.1 Schéma de principe de n convertisseur Buck parallèles avec la même tension d'entrée V_e et la même charge R .

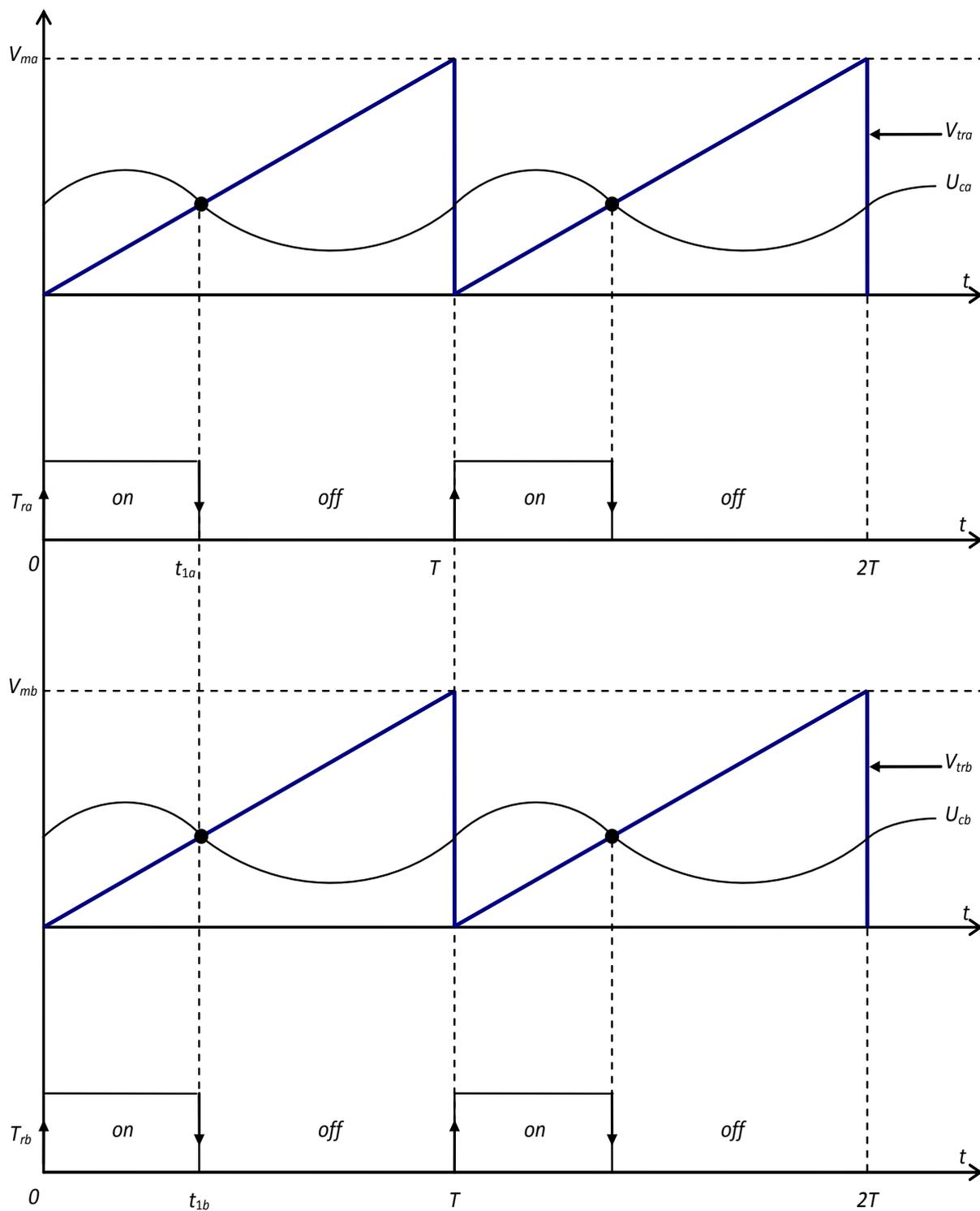


Fig.4.2 Les séquences de conduction.

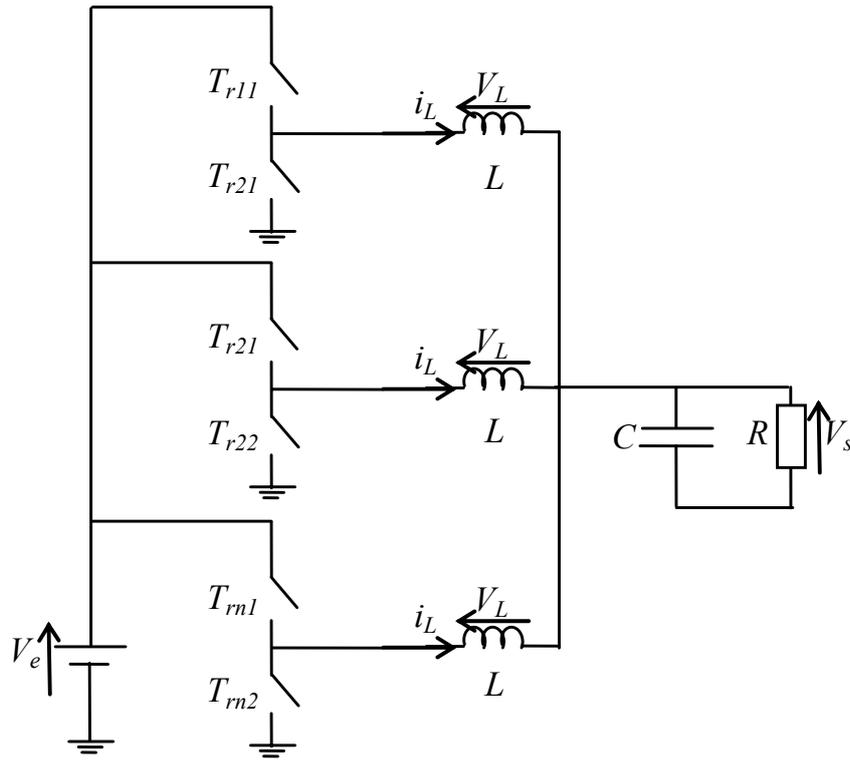


Fig.4.3 Schéma de principe d'un convertisseur Buck entrelacé à n branches avec rectification synchrone.

2^{ème} Cas:

Les séquences de conduction sont représentées sur la figure (4.4). Dans ce cas, les instants de commutation ne sont pas égaux $t_{1a} \neq t_{1b}$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 3 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont:

$$T_{Ra} = 1, T_{Rb} = 1 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 1 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 0.$$

Le système d'équations d'état est représenté comme suit:

$$\dot{x} = A_{11}^o x + B_{11}^o V_e \quad t < t_{1a} \quad (4.13)$$

$$\dot{x} = A_{01}^o x + B_{01}^o V_e \quad t_{1a} < t < t_{1b} \quad (4.14)$$

$$\dot{x} = A_{00}^o x + B_{00}^o V_e \quad t_{1b} < t < T \quad (4.15)$$

Les matrices $A_{11}^o = A_{01}^o = A_{00}^o = A_{moy}$ et $B_{00}^o = 0$. La forme moyenne de x dans ce cas est comme suit:

$$\dot{\bar{x}} = A_{moy} \bar{x} + \alpha_a B_{11}^o \bar{V}_e + \alpha_b B_{01}^o \bar{V}_e \quad (4.16)$$

4.2.2 Convertisseurs intercalés (asynchronisés)

Les séquences de conduction sont représentées sur la figure (4.5). Ici, le déphasage entre deux signaux triangulaires est égale à $\square = T/2$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 4 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont:

$$T_{Ra} = 1, T_{Rb} = 0 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 0 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 1 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 0.$$

Le système d'équations d'état est représenté comme suit:

$$\dot{x} = A_{10}^o x + B_{10}^o V_e \quad t < t_{1a} \quad (4.17)$$

$$\dot{x} = A_{00}^o x + B_{00}^o V_e \quad t_{1a} < t < t_{1a} + t_3 \quad (4.18)$$

$$\dot{x} = A_{01}^o x + B_{01}^o V_e \quad t_{1a} + t_3 < t < t_{1a} + t_3 + t_{1b} \quad (4.19)$$

$$\dot{x} = A_{00}^o x + B_{00}^o V_e \quad t_{1a} + t_3 + t_{1b} < t < T \quad (4.20)$$

Les matrices $A_{10}^o = A_{01}^o = A_{00}^o = A_{moy}$ et $B_{00}^o = 0$. La forme moyenne de x est comme suit:

$$\dot{\bar{x}} = A_{moy} \bar{x} + \alpha_a B_{10}^o \bar{V}_e + \left(\alpha_a + \frac{t_3}{T} + \alpha_b \right) B_{01}^o \bar{V}_e \quad (4.21)$$

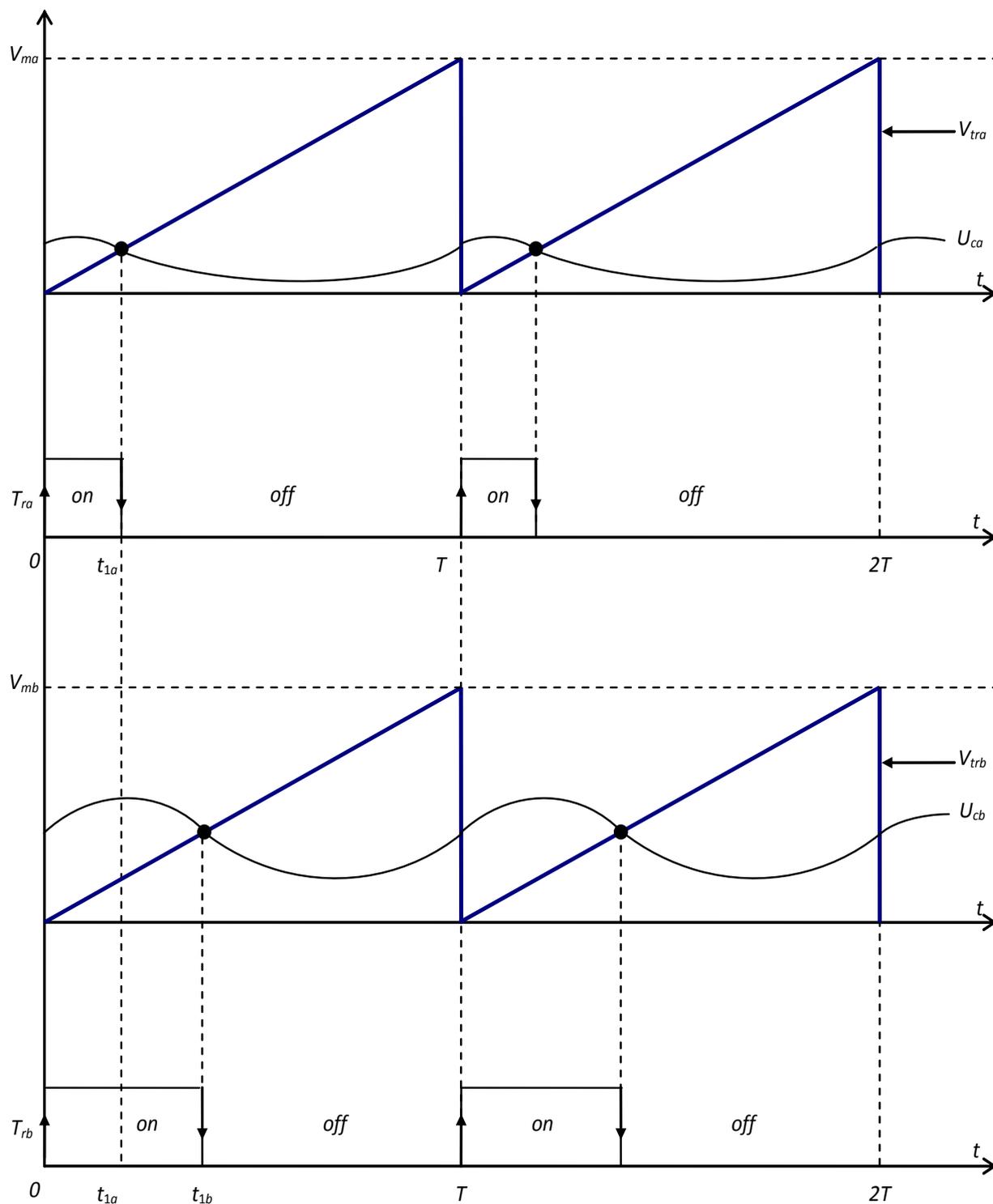


Fig.4.4 Les séquences de conduction.

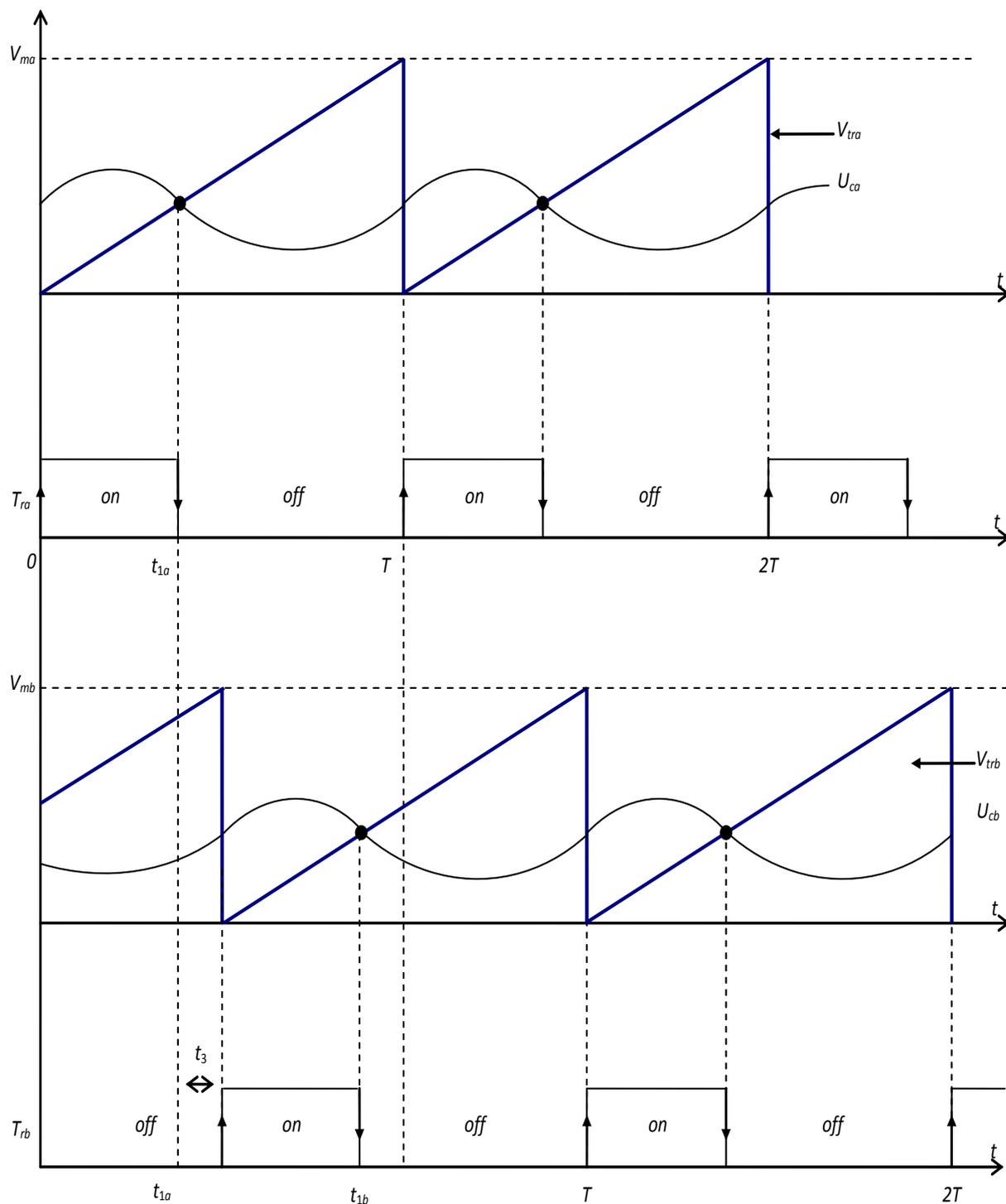


Fig.4.5 Les séquences de conduction.

4.3 LA SOLUTION EXACTE DU SYSTÈME EN BOUCLE OUVERTE

D'après les références [Mazumder 2001, Tse 1994 et Deane *et al.* 1990], et à partir du système (4.8), l'équation différentielle résultante en mode discret peut être écrite sous la forme suivante :

$$x(k+1) = f_1^o(x(k), t_1, t_2, \dots, t_{2n}, V_e(k)) = E(t_1, t_2, \dots, t_{2n})x(k) + F(t_1, t_2, \dots, t_{2n})V_e(k) \quad (4.22)$$

$$V_s(k+T) = f_2^o(x(k), t_1, t_2, \dots, t_{2n}, V_e(k)) = C_{2n}^o x(k+T) \quad (4.23)$$

Tel que

$$E(t_1, t_2, \dots, t_{2n}) = \prod_{i=1}^{2n} E_{2n-i+1}(t_i) \quad \text{et} \quad E_{2n-i+1}(\tau) = e^{\tau A_{2n-i+1}^o} \quad (4.24)$$

$$F(t_1, t_2, \dots, t_{2n}) = \left(\prod_{i \neq 1}^{2n} E_{2n-i+1} \right) \int_0^{t_1} F_1(\tau) B_1^o d\tau + \left(\prod_{i \neq 1,2}^{2n} E_{2n-i+1} \right) \int_0^{t_2} F_2(\tau) B_2^o d\tau + \dots + \int_0^{t_{2n}} F_{2n}(\tau) B_{2n}^o d\tau \quad (4.25)$$

$$t_j = \theta - t_{j-1} \quad [\forall j = 2, 4, \dots, 2n] \quad \text{et} \quad \sum_{i=1}^n t_i = T \quad (4.26)$$

En utilisant la relation suivante [Mazumder 2001] :

$$\int_0^t e^{A_i^o \tau} B_i^o d\tau = [e^{A_i^o t} - I](A_i^o)^{-1} B_i^o \quad (4.27)$$

Donc, l'équation (4.22) sera :

$$x(k+1) = f_1^o(x(k), t_1, t_2, \dots, t_{2n}, V_e(k)) \quad (4.28)$$

$$= \prod_{i=1}^{2n} e^{A_i^o t_{2n-i+1}} x(k) + \left[\begin{array}{l} \left(\prod_{i \neq 1}^{2n} e^{A_{2n-i+1}^o t_i} \right) (e^{A_1^o t_1} - I)(A_1^o)^{-1} B_1^o \\ + \left(\prod_{i \neq 1,2}^{2n} e^{A_{2n-i+1}^o t_i} \right) (e^{A_2^o t_2} - I)(A_2^o)^{-1} B_2^o \\ + \dots + (e^{A_{2n}^o t_{2n}} - I)(A_{2n}^o)^{-1} B_{2n}^o \end{array} \right] V_e(k)$$

4.4 DISPOSITIF DE CONTRÔLE

Le but de la commande des convertisseurs parallèles c'est la régulation de la tension de sortie et de s'assurer que le courant est équitablement réparti sur les n convertisseurs. Plusieurs schémas de commande des convertisseurs peuvent être trouvés dans la littérature [Thottuvelil *et al.* 1996 et Kohama *et al.* 1994], et parmi ces méthodes nous allons présenter ici la commande par le circuit maître-esclave d'égalité répartition de courant "master slave current sharing circuit" (MSC) [Rajagopalan *et al.* 1996 et Panov *et al.* 1996] et la commande par le circuit actif d'égalité répartition de courant "active current sharing" [Perreault *et al.* 1997, Mazumder 2001 et Perkinson *et al.* 1995].

4.4.1 Commande par "master-slave current sharing circuit"

Le schéma block de la commande par MSC pour deux convertisseurs parallèles identiques, avec des boucles individuelles de régulation de la tension de sortie alimentant une charge commune R_L est montré sur la figure (4.6). En absence des circuits MSC, toute petite variation (déséquilibre) dans les paramètres liés au gain de la boucle de tension de chaque convertisseur traduit de grandes différences dans le courant de sortie du convertisseur.

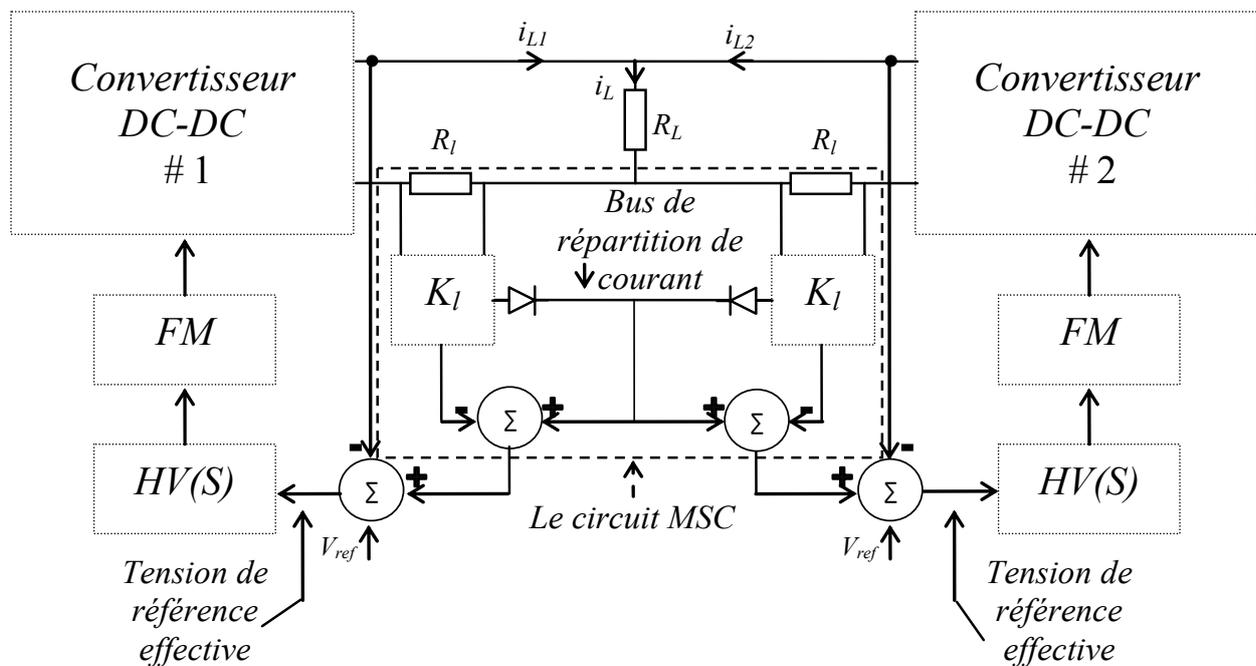


Fig.4.6 Convertisseurs DC-DC parallèles avec des boucles de régulation de la tension et MSC.

Les deux convertisseurs s'interagissent de sorte que chaque convertisseur essaye de régler la tension de sortie. Les circuits de MSC sont hiérarchiquement enfoncés au-dessus des circuits de régulation de la boucle de tension. Ils forcent les convertisseurs mis en parallèle pour partager le courant presque équitablement en ajustant la tension à la tension de référence. Parmi les convertisseurs mis en parallèle, le convertisseur ayant la boucle à plus faible tension devient automatiquement le maître en l'absence de séquenceur de démarrage, alors que tous les autres convertisseurs deviennent automatiquement des esclaves. Le courant distribué sera multiplié par un gain ce qui aboutit à une tension proportionnelle au courant de sortie du convertisseur principale. Tandis que le signal efficace de référence de tension du convertisseur principal est fixe, les tensions de référence effectives des convertisseurs esclave sont ajustées afin d'augmenter leurs courants de sortie à une grandeur égalant presque le courant de sortie du maître.

4.4.2 Commande par "active current sharing circuit"

Sur la figure (4,7), nous montrons le circuit actif d'égale répartition de courant. Le symbole I_{moy} représente le courant moyen des courants de charge. Pour que la charge de tous les convertisseurs soit égale, la référence entre I_{moy} et le courant de sortie fourni par chaque convertisseur est ajoutée à la tension de référence V_{ref} . La nouvelle tension de référence sera alors comparée avec la tension de sortie de chaque convertisseur, qui est la tension de commande. La tension de commande est comparée avec le signal de la PWM. Le contrôleur peut être simplifié selon les besoins et les applications.

4.5 LA SOLUTION EXACTE DU SYSTÈME EN BOUCLE FERMÉE

La représentation d'état des convertisseurs DC-DC parallèles en boucle fermée se met sous la forme suivante :

$$\dot{\chi} = A_i \chi + B_i V_e + B_{r_i} V_{ref} \quad (4.29)$$

$$V_s = C_i \chi \quad (4.30)$$

Où $\chi = [x \ z]$, et A_i, B_i, B_{r_i}, C_i sont des matrices caractérisant le système en boucle fermée

à l'instant t_i , avec $\sum_{i=1}^n t_i = T$.

Le modèle discret exact décrivant le convertisseur en boucle fermée est le suivant:

$$\chi(k+1) = f_1(\chi(k), t_1, t_2, \dots, t_{2n}, V_e(k))$$

$$= \prod_{i=1}^{2n} e^{A_i t_{2n-i+1}} \chi(k) + \begin{bmatrix} \left(\prod_{i \neq 1}^{2n} e^{A_{2n-i+1} t_i} \right) (e^{A_1 t_1} - I)(A_1)^{-1} B_1 \\ + \left(\prod_{i \neq 1,2}^{2n} e^{A_{2n-i+1} t_i} \right) (e^{A_2 t_2} - I)(A_2)^{-1} B_2 \\ + \dots + (e^{A_{2n} t_{2n}} - I)(A_{2n})^{-1} B_{2n} \end{bmatrix} V_e(k) \\ + \begin{bmatrix} \left(\prod_{i \neq 1}^{2n} e^{A_{2n-i+1} t_i} \right) (e^{A_1 t_1} - I)(A_1)^{-1} B_{r_1} \\ + \left(\prod_{i \neq 1,2}^{2n} e^{A_{2n-i+1} t_i} \right) (e^{A_2 t_2} - I)(A_2)^{-1} B_{r_2} \\ + \dots + (e^{A_{2n} t_{2n}} - I)(A_{2n})^{-1} B_{r_{2n}} \end{bmatrix} V_{réf} \quad (4.31)$$

$$V_s(k+1) = f_2(\chi(k), t_1, t_2, \dots, t_{2n}, V_e(k), V_{réf}) = C_{2n} \chi(k+T) \quad (4.32)$$

$$f_3(\chi(k), t_1, t_2, \dots, t_{2n}, V_e(k), V_{réf}) = 0 \quad (4.33)$$

$$t_j = \theta - t_{j-1} \quad [\forall j = 2, 4, \dots, 2n] \quad (4.34)$$

La condition de commutation du convertisseur qui fonctionne le premier est la suivante:

$$f_3(\chi(k), t_1, V_e(k), V_{réf}) = \varphi \left[e^{A_1 t_1} \chi(k) + (e^{A_1 t_1} - I)(A_1)^{-1} (B_1 V_e(k) + B_{r_1} V_{réf}) \right] - V_{r_1} t_1 = 0 \quad (4.35)$$

Où le terme φ représente la fonction de transfert du régulateur, en utilisant l'équation (4.34), nous pouvons réduire le dimensionnement de f_3 à n .

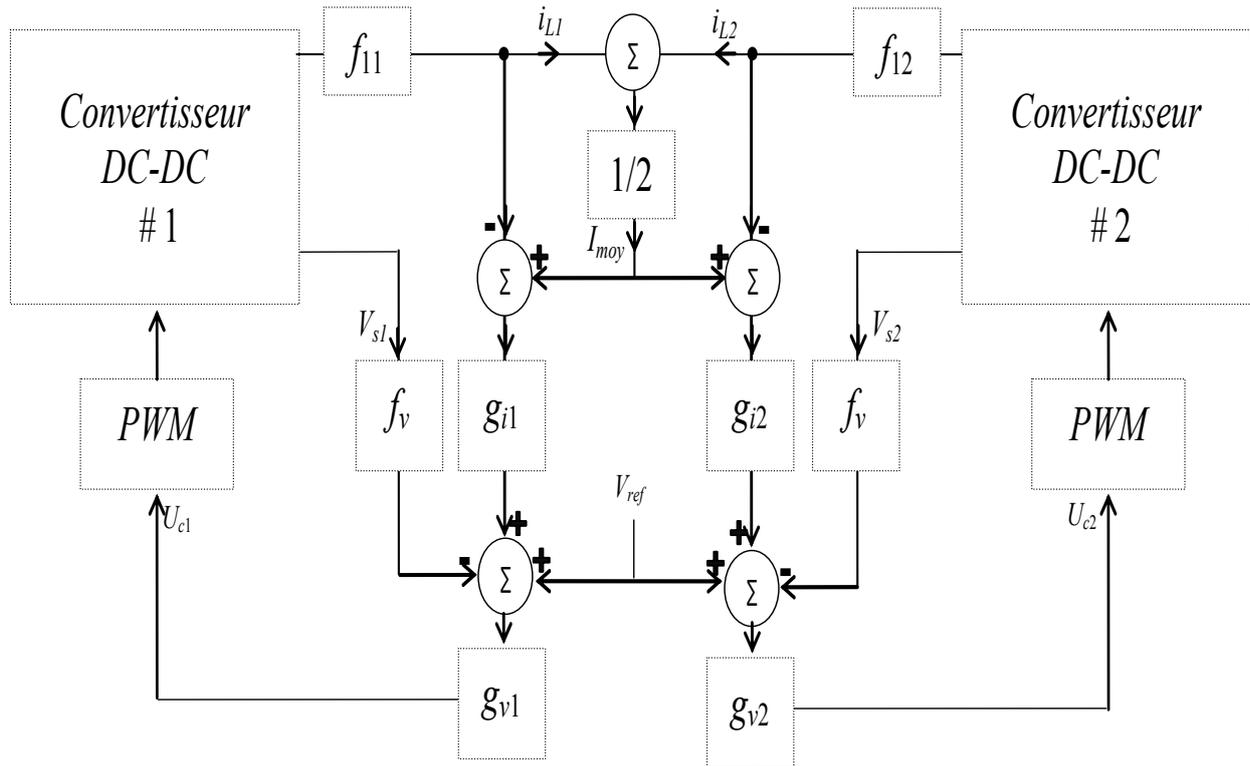


Fig.4.7 Convertisseurs DC-DC Parallèles commandés par "active current sharing".

4.6 RÉSULTATS DE SIMULATION

4.6.1 Cas de 2 Buck parallèles similaires synchronisés

Sur les figures (4.8), (4.9) et (4.10) nous présentons les allures des courants et des tensions des deux convertisseurs Buck parallèles ayant les mêmes paramètres et fonctionnant en synchronisme. Le type de commande appliquée se base sur la distribution équitable de courant. Nous avons appliqué une perturbation au niveau de la tension de référence pour tester la réaction de la commande. Tel que montrent les figures, les formes des courants et des tensions des deux convertisseurs sont identiques et évidemment, le courant de sortie du convertisseur complet est la somme des courants de sortie des deux convertisseurs. La tension de sortie d'un convertisseur est égale à la tension aux bornes de sa capacité à cause de l'élimination de la résistance parasite r_C .

4.6.2 Cas de 2 Buck parallèles différents synchronisés

Les figures (4.11), (4.12) et (4.13) illustrent les formes d'ondes des courants et des tensions des deux convertisseurs Buck parallèles fonctionnant en synchronisme mais cette fois-ci avec des paramètres différents. Les paramètres du deuxième convertisseur sont représentés sur le tableau (4.1). On note une diminution des ondulations de la tension du deuxième convertisseur.

4.6.3 Cas de 2 Buck parallèles similaires synchronisés où $\alpha_a < \alpha_b$

Maintenant, nous étudions un deuxième cas représenté par deux convertisseurs Buck parallèles synchronisés identiques. Pour ce là, nous présentons les formes d'ondes des courants et des tensions sur les figures (4.14), (4.15) et (4.16). À cause de la différence entre les rapports cyclique, on remarque une altération des courbes par rapport aux figures (4.8), (4.9) et (4.10).

4.6.4 Cas de 2 Buck parallèles différents synchronisés où $\alpha_a < \alpha_b$

La différence entre les paramètres des deux convertisseurs parallèles fait que les formes d'ondes des figures (4.17), (4.18) et (4.19) sont aussi différentes que celles des figures (4.14), (4.15) et (4.16). Les ondulations de la tension du deuxième convertisseur s'affaiblissent. Sur la figure (4.20), nous présentons les deux courants i_{La} et i_{Lb} . Ces deux courants sont en synchronisme comme le montre bien la figure (4.21) mais les amplitudes sont distinctes.

Tableau.4.1 Les paramètres du circuit.

<i>Inductance</i>	[H]	$40 * 10^{-3}$
<i>Capacité</i>	[μF]	90
<i>Résistance interne de l'inductance</i>	[Ω]	0,052
<i>Tension de référence</i>	[V]	12
<i>Résistance de la charge</i>	[Ω]	22

4.6.5 Cas de 2 Buck parallèles similaires asynchronisés

Les formes d'ondes des courants et des tensions de deux convertisseurs Buck parallèles asynchronisés sont montrées sur les figures (4.22), (4.23) et (4.24). Le temps de réponse du système est plus court par rapport au temps de réponse relatif aux cas précédents. On remarque sur les figures (4.25) et (4.26) que les deux courants i_{La} et i_{Lb} ont les mêmes amplitudes mais ils sont intercalés d'un déphasage de 0.0002 s.

4.6.6 Cas de 2 Buck parallèles différents asynchronisés

Comme les deux convertisseurs ont des paramètres différents, les amplitudes des courants i_{La} et i_{Lb} sont aussi différentes comme le montre les figures (4.30) et (4.31) et les allures sont déphasées. Les figures (4.27), (4.28) et (4.29) représentent les formes d'ondes des courants et des tensions. Des allures des tensions et des courants, on peut noter un temps de réponse très court avec erreur dynamique plus petite et une erreur statique négligeable.

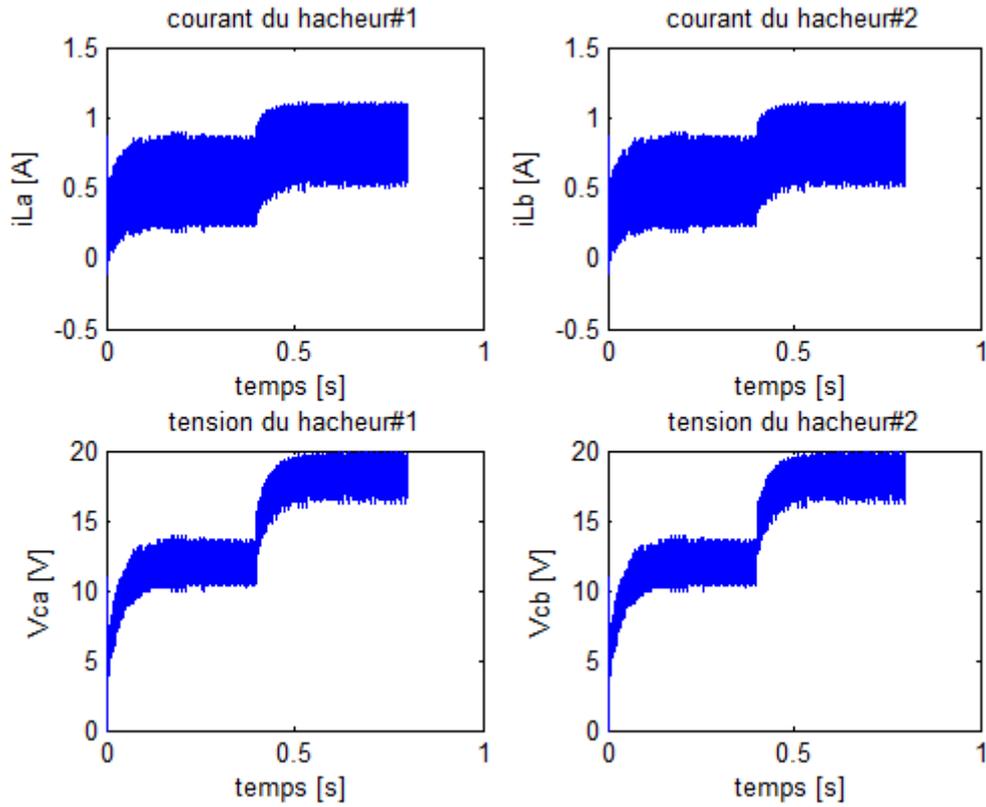


Fig.4.8 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

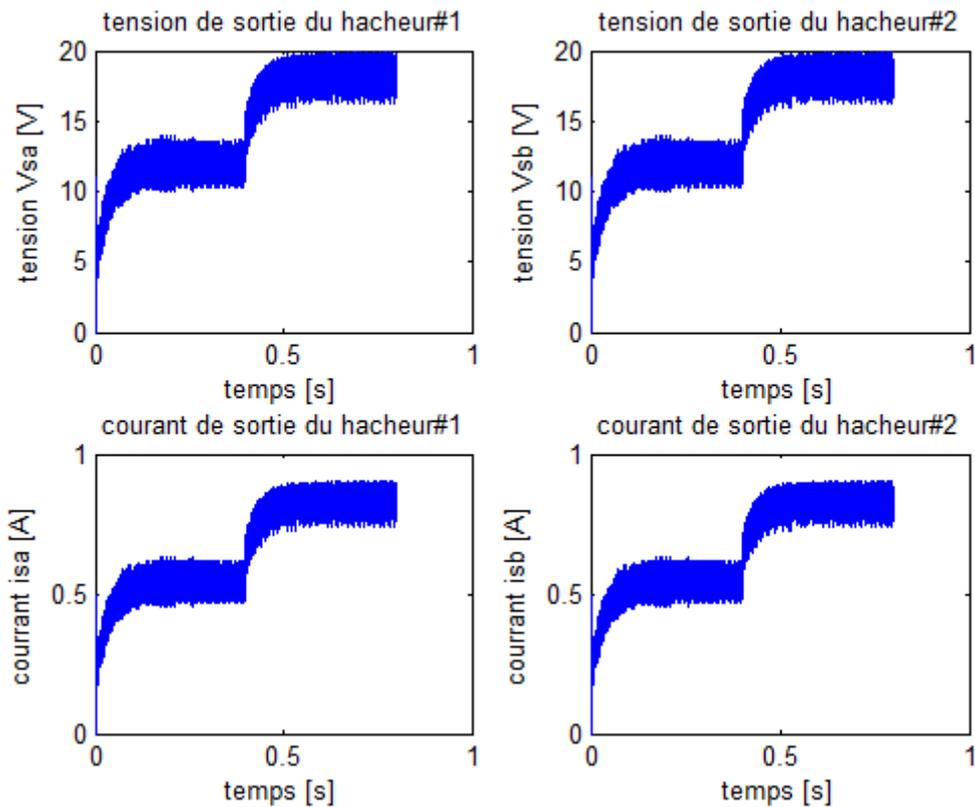


Fig.4.9 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

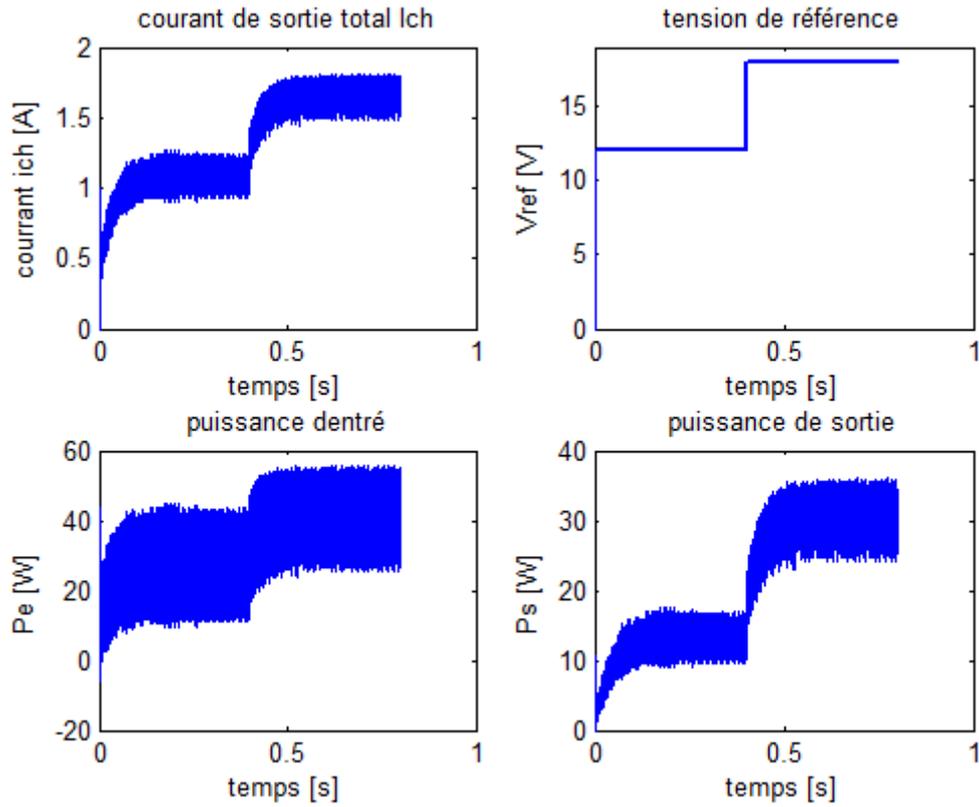


Fig.4.10 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf.}$

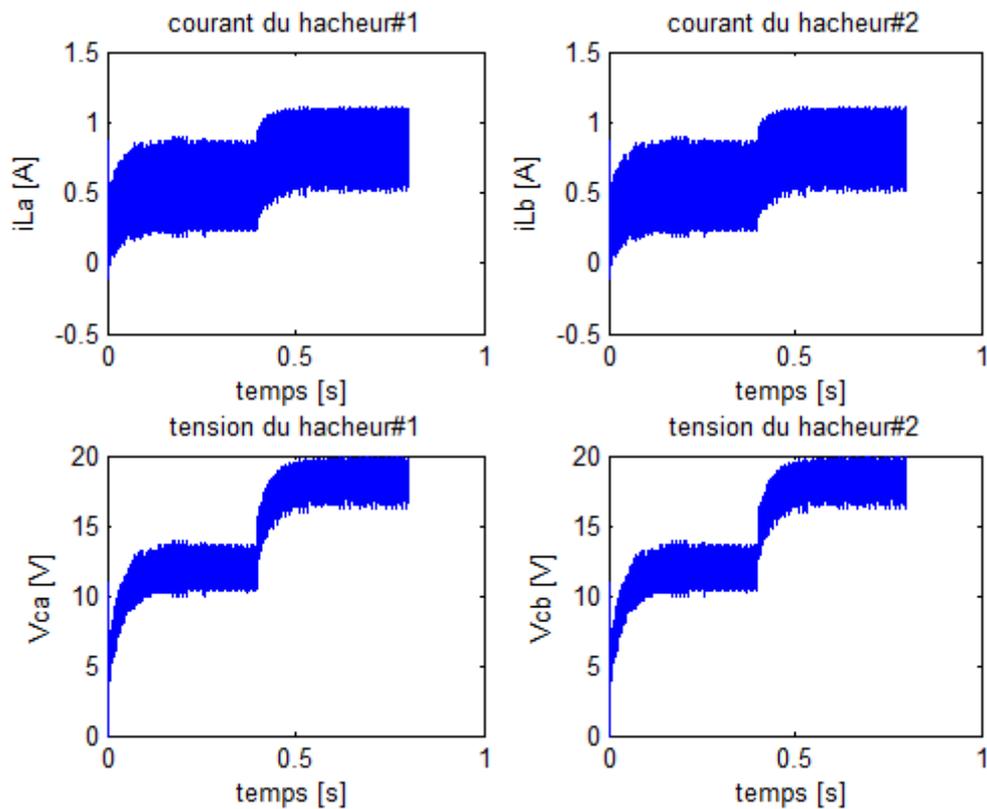


Fig.4.11 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

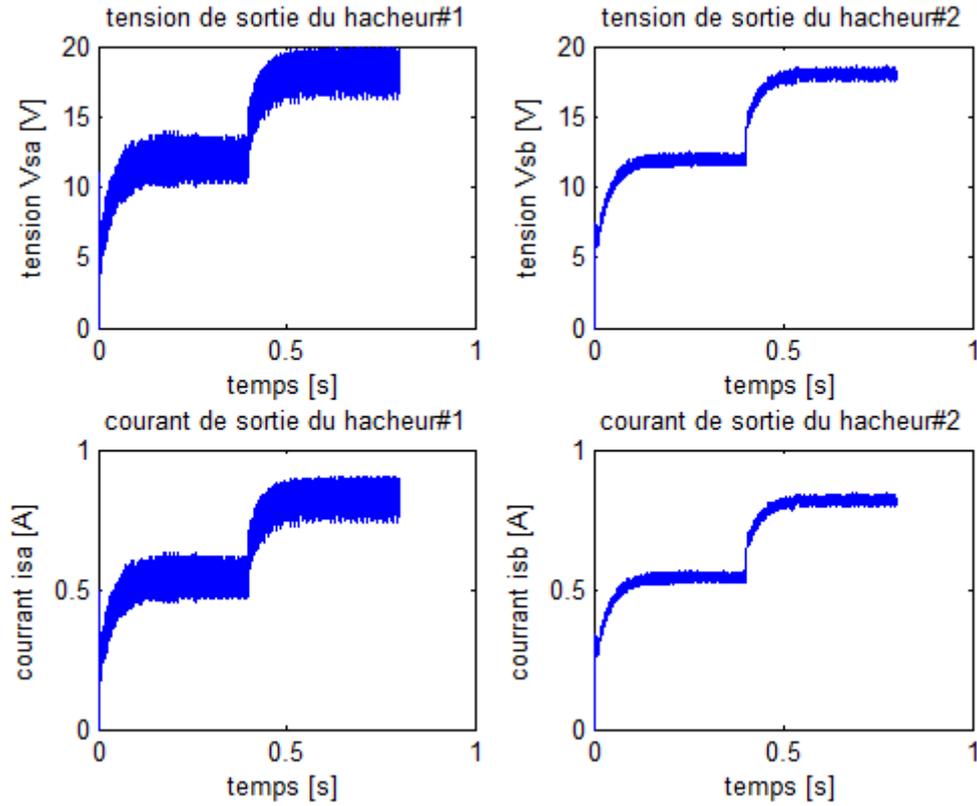


Fig.4.12 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de V_{ref} .

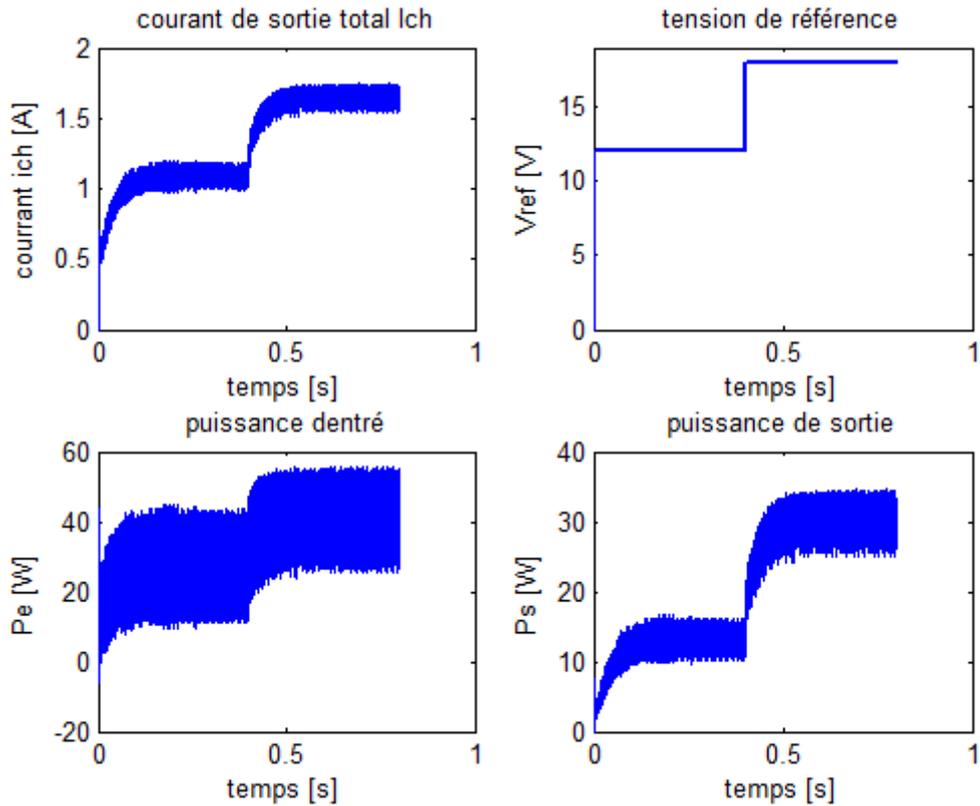


Fig.4.13 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de V_{ref} .

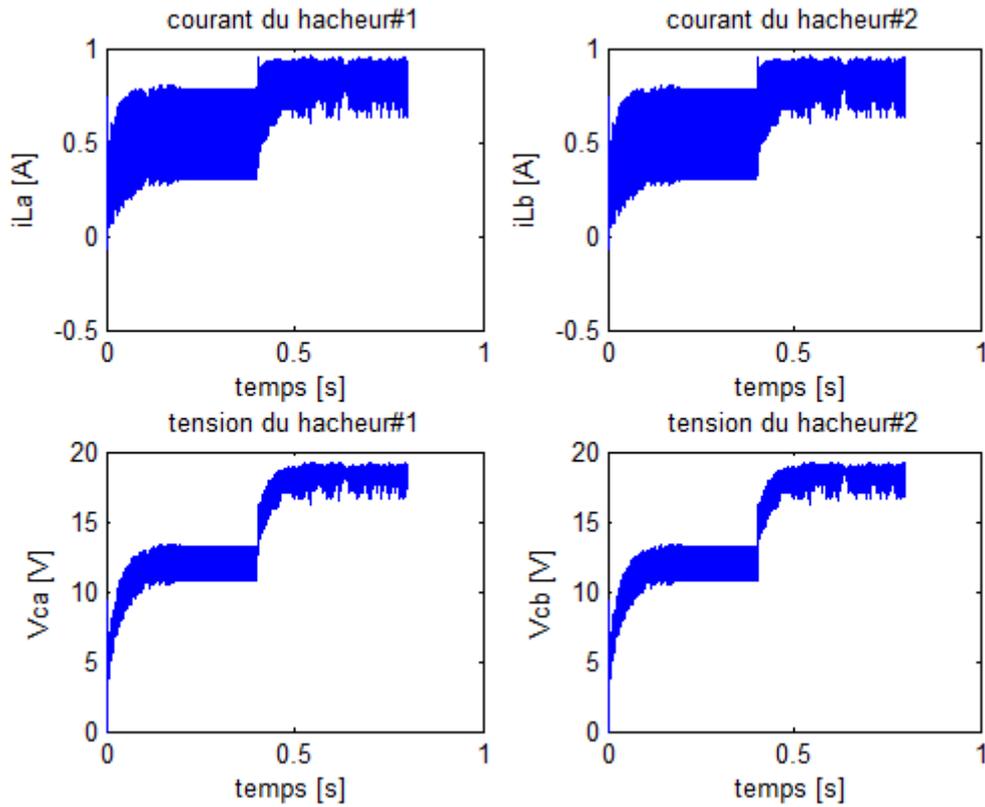


Fig.4.14 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{ca} , V_{cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$.

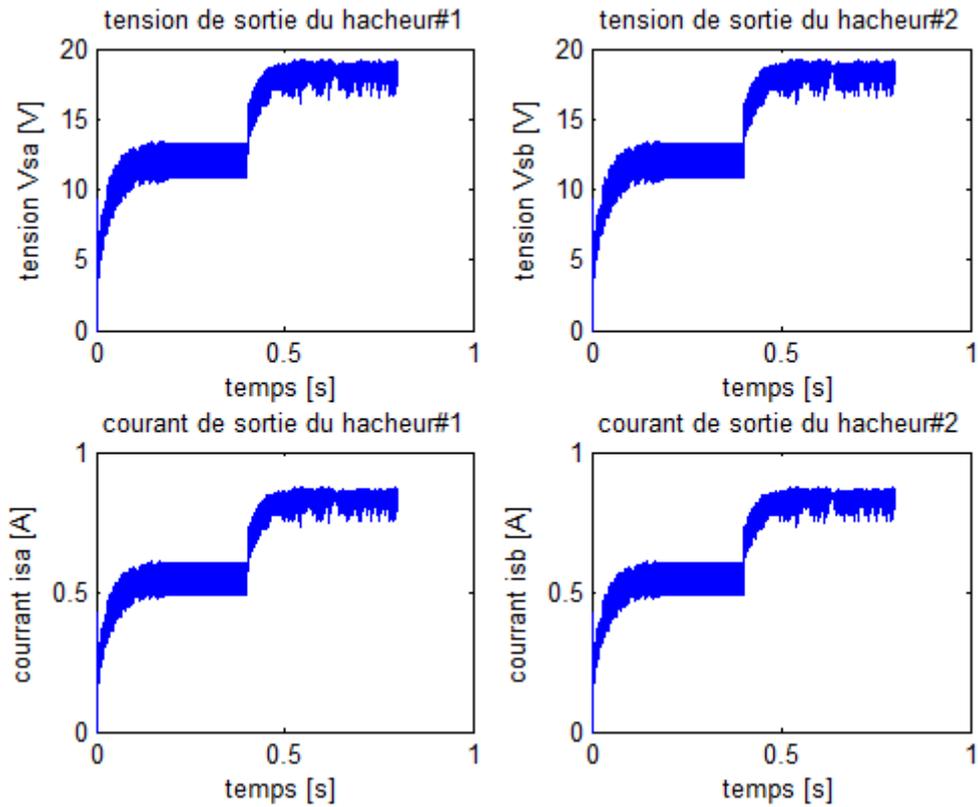


Fig.4.15 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$.

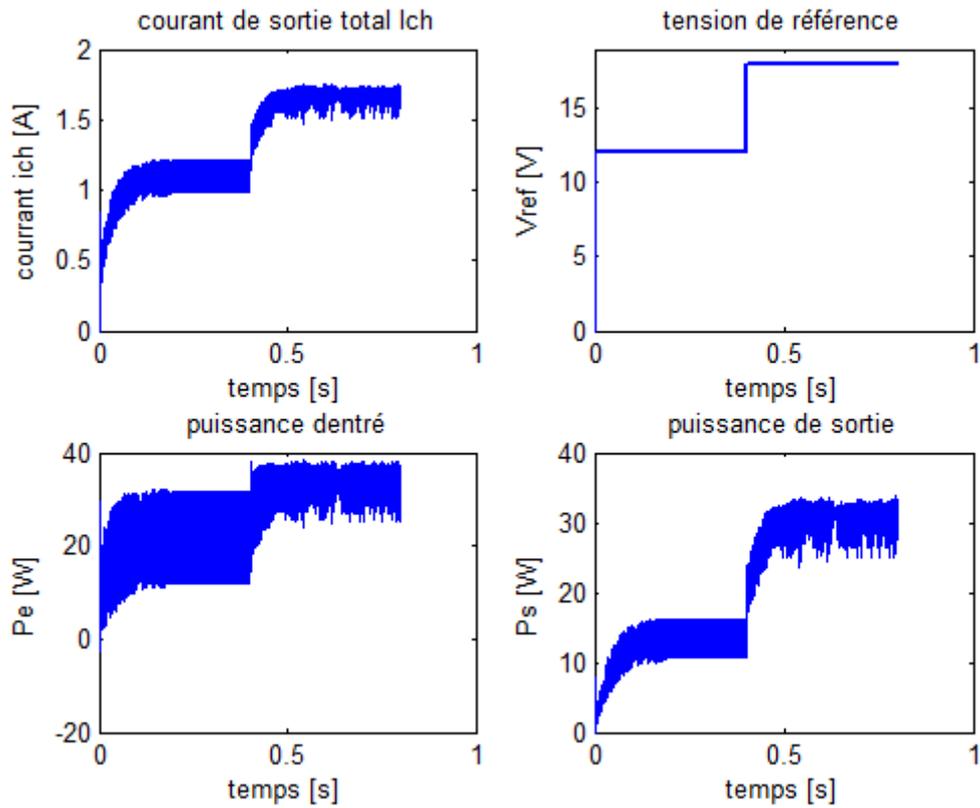


Fig.4.16 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf.}$

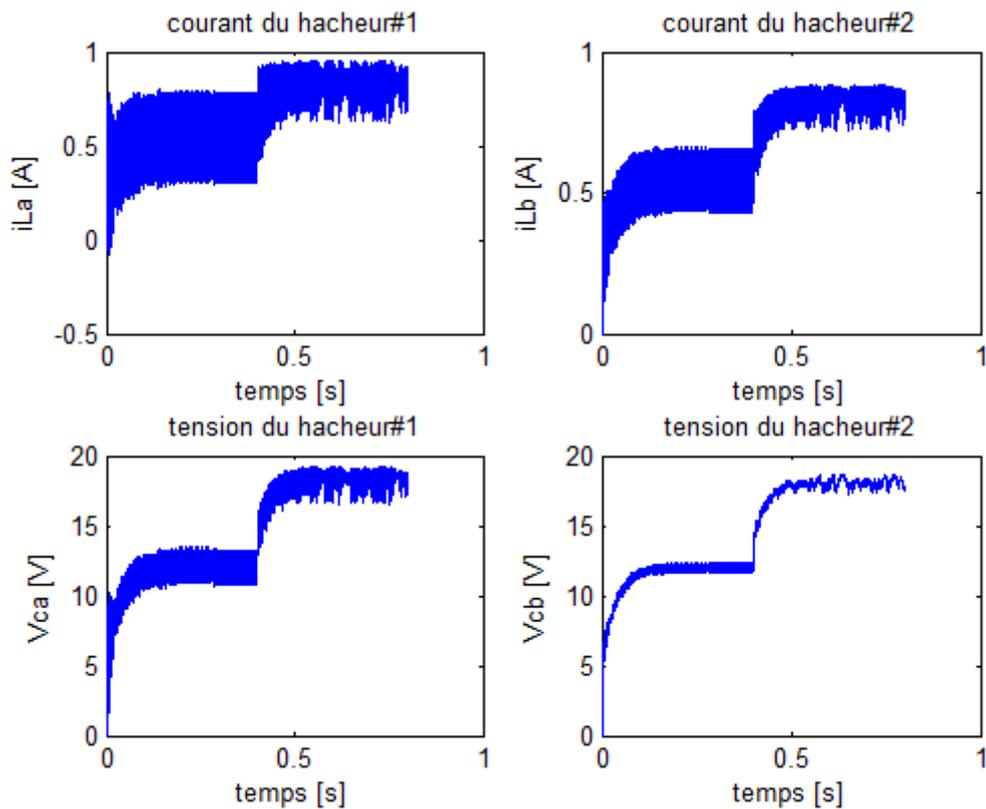


Fig.4.17 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

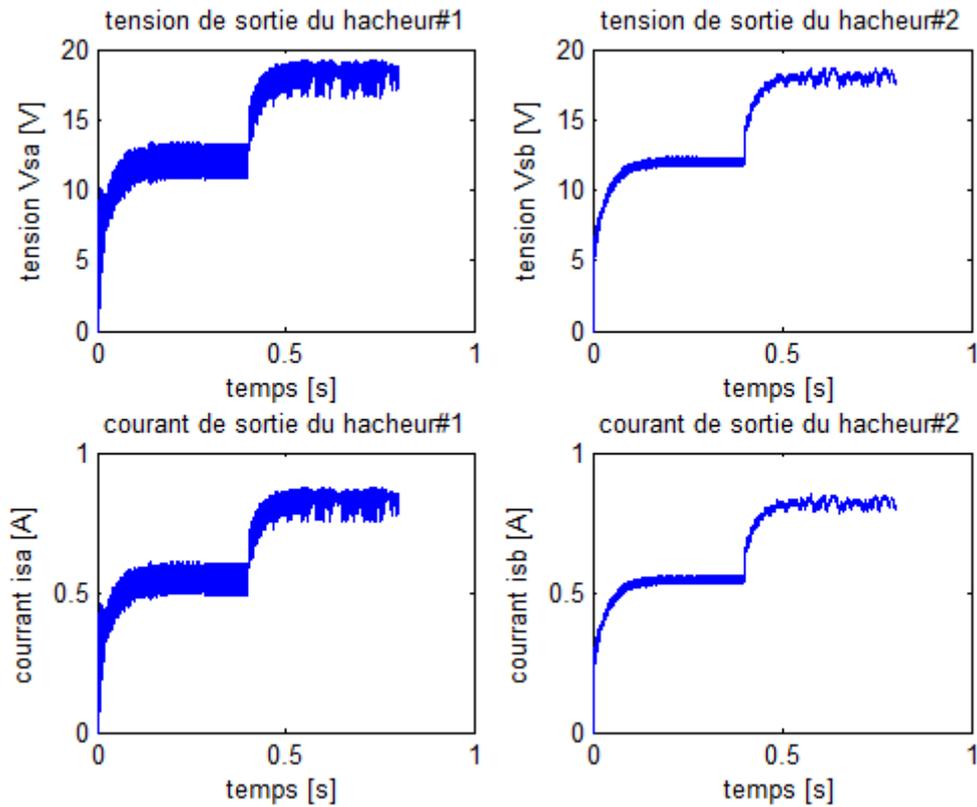


Fig.4.18 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de V_{ref} .

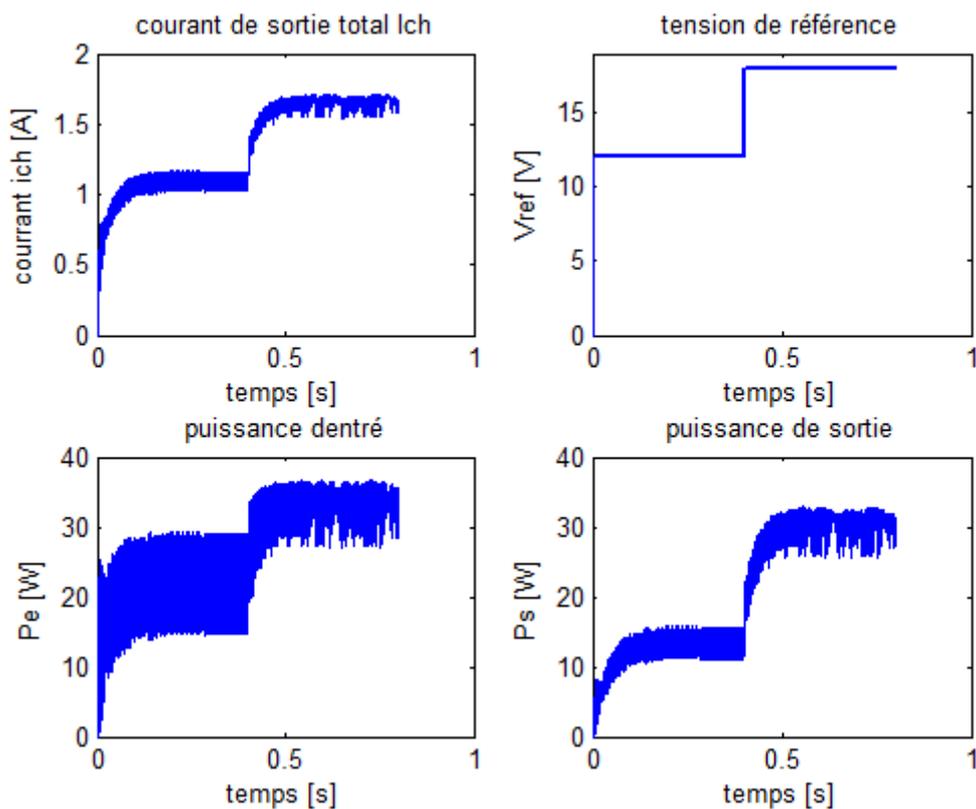


Fig.4.19 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de V_{ref} .

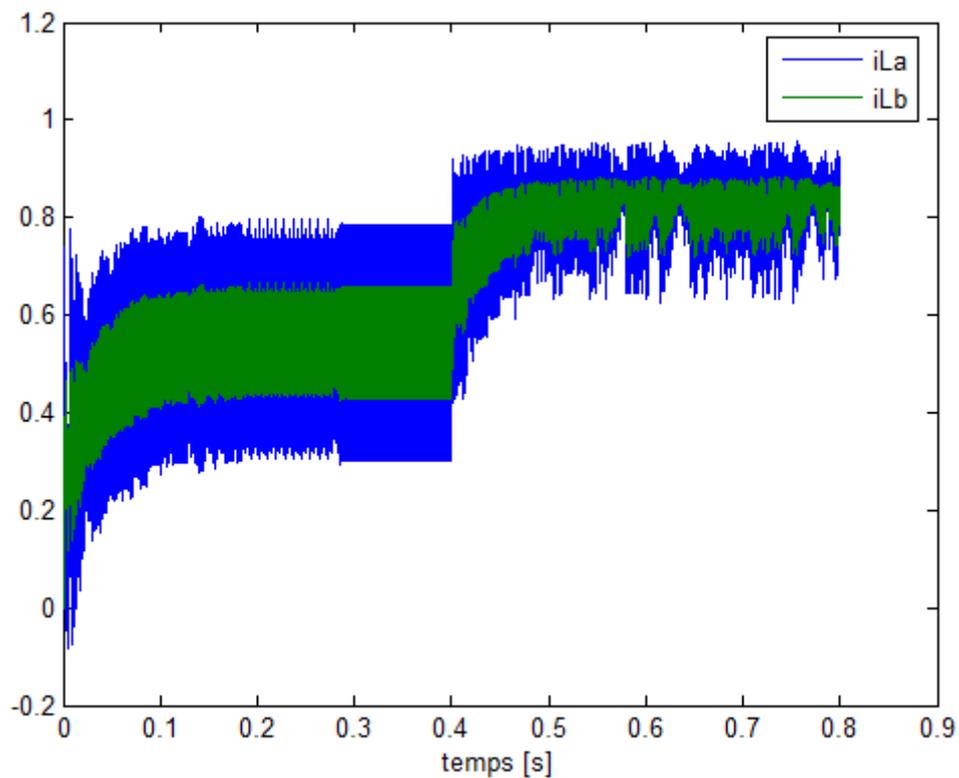


Fig.4.20 Les courants i_{La} , i_{Lb} lors d'une perturbation de $V_{réf}$.

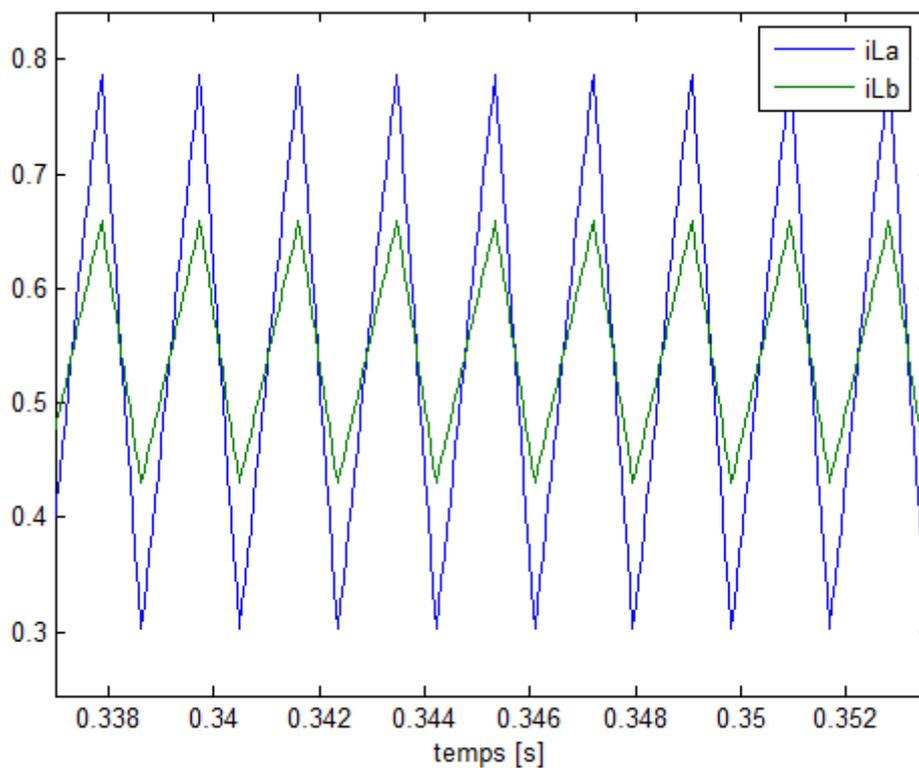


Fig.4.21 Zoom des courants i_{La} , i_{Lb} .

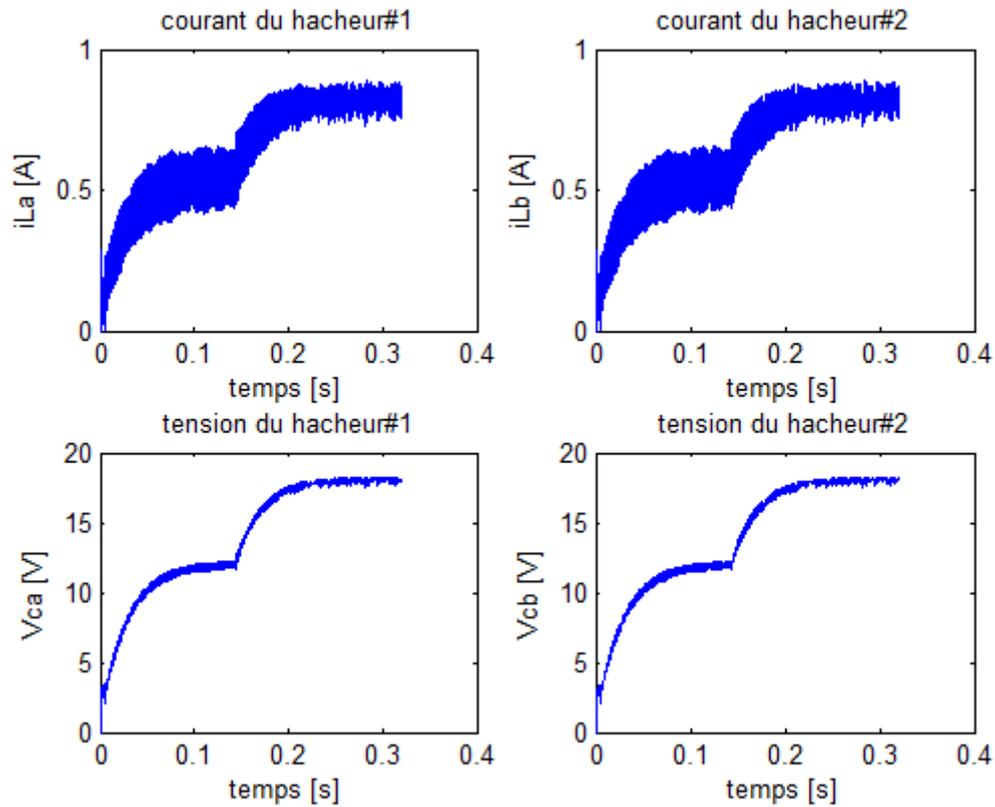


Fig.4.22 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{ca} , V_{cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

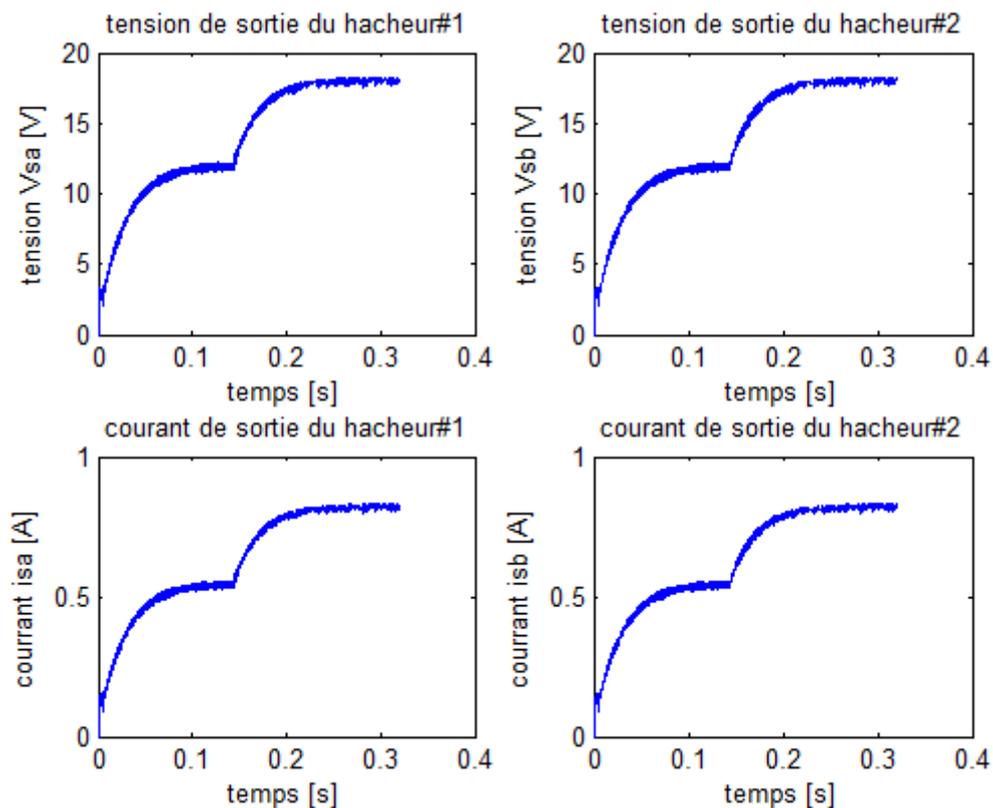


Fig.4.23 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

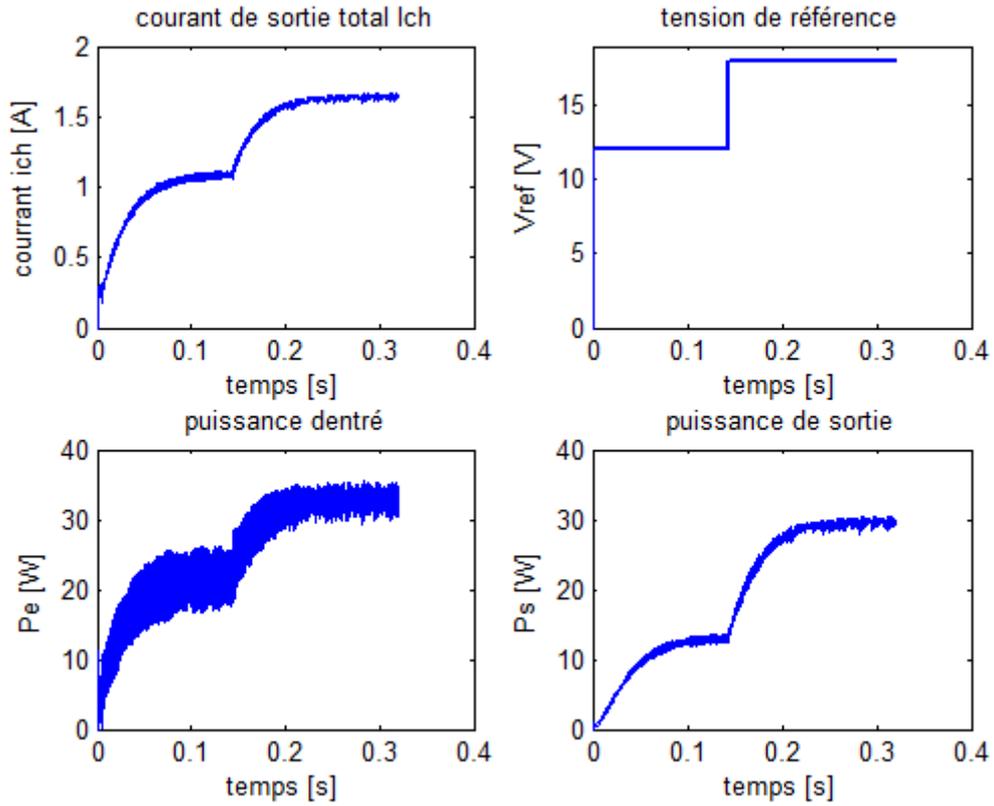


Fig.4.24 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$.

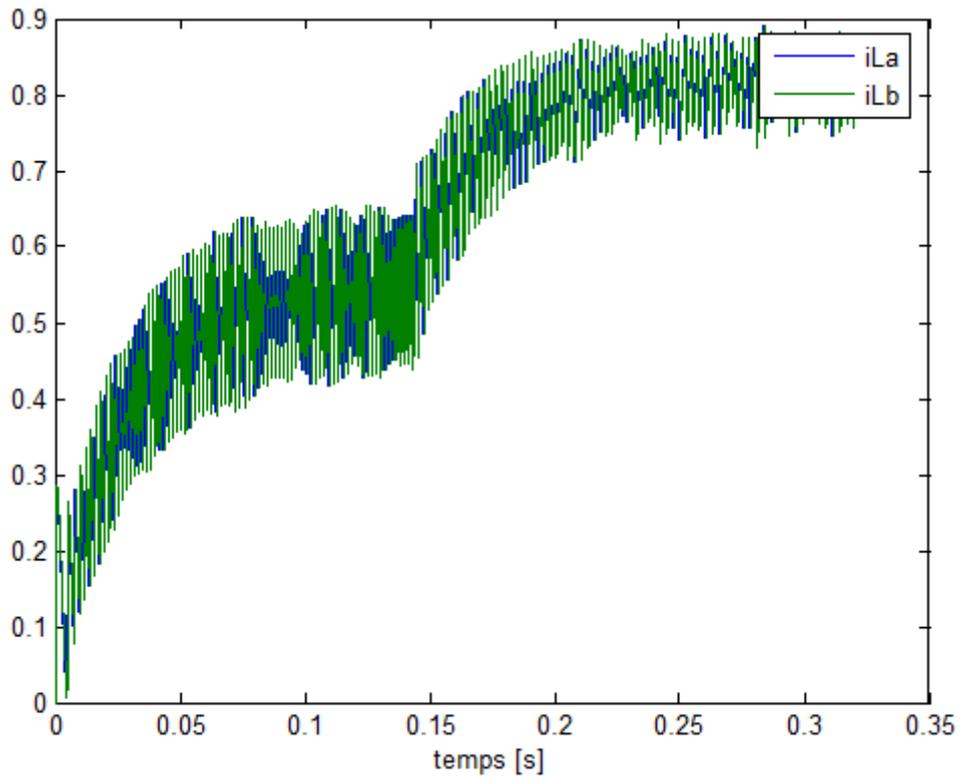


Fig.4.25 Les courants i_{La} , i_{Lb} lors d'une perturbation de $V_{réf}$.

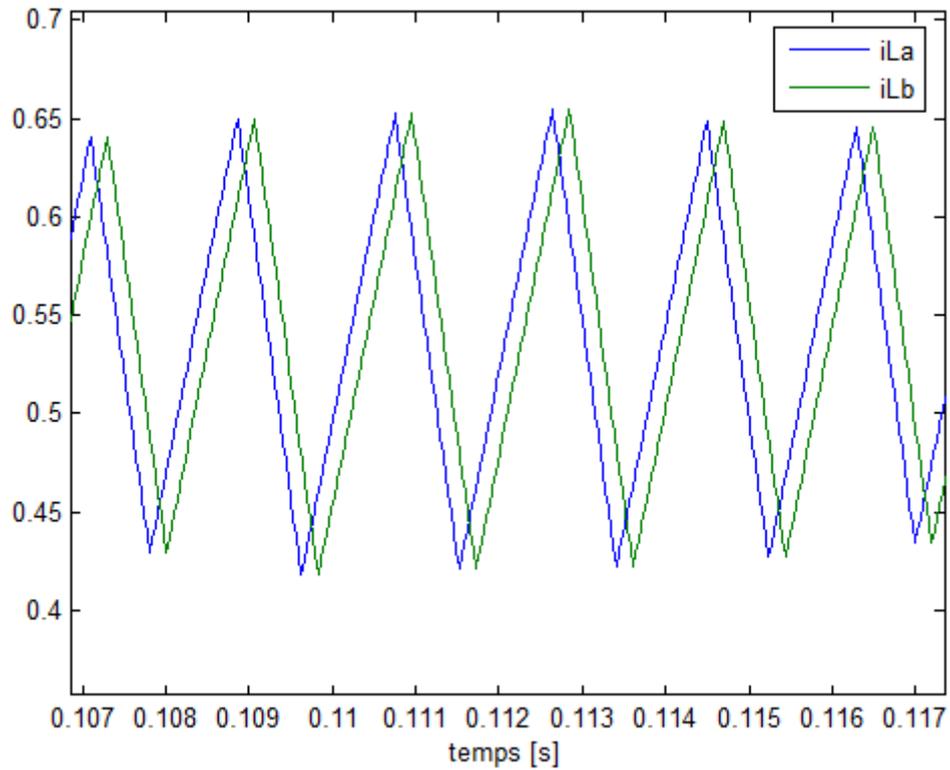


Fig.4.26 Zoom des courants i_{La} , i_{Lb} .

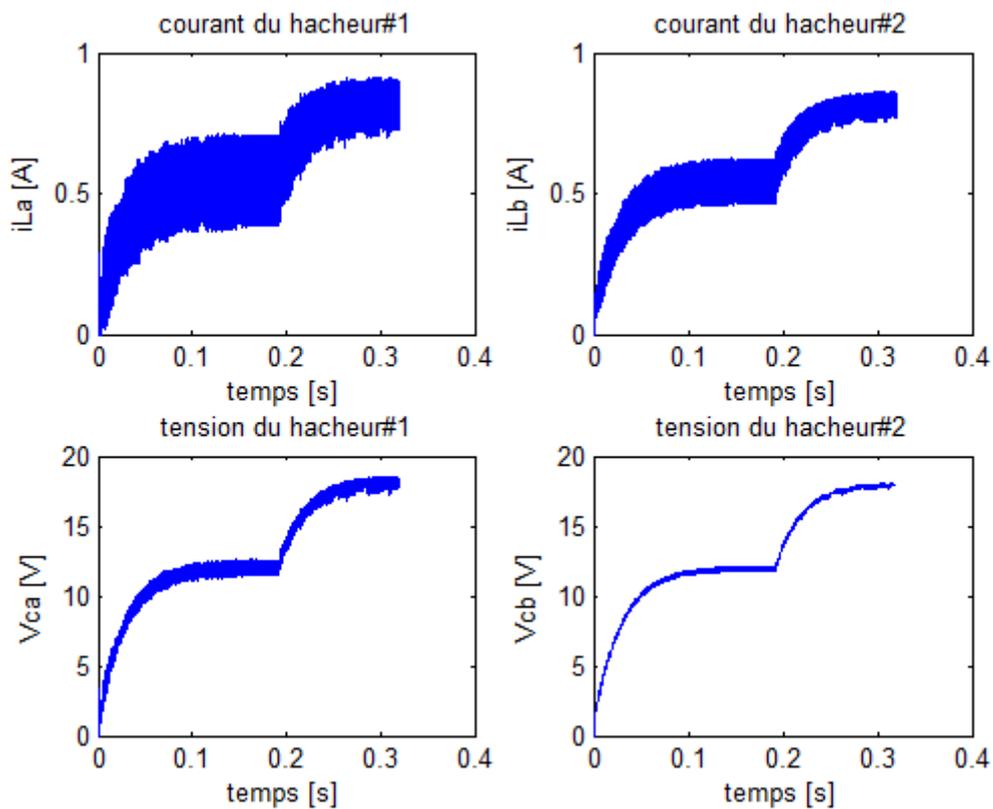


Fig.4.27 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$.

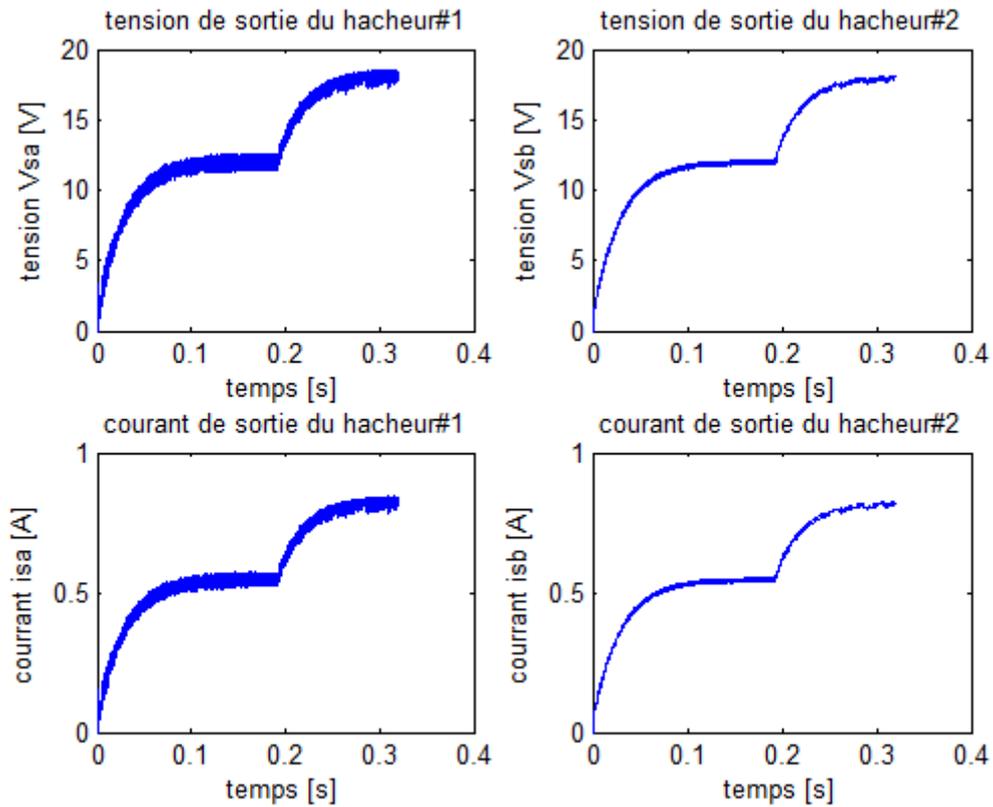


Fig.4.28 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de V_{ref} .

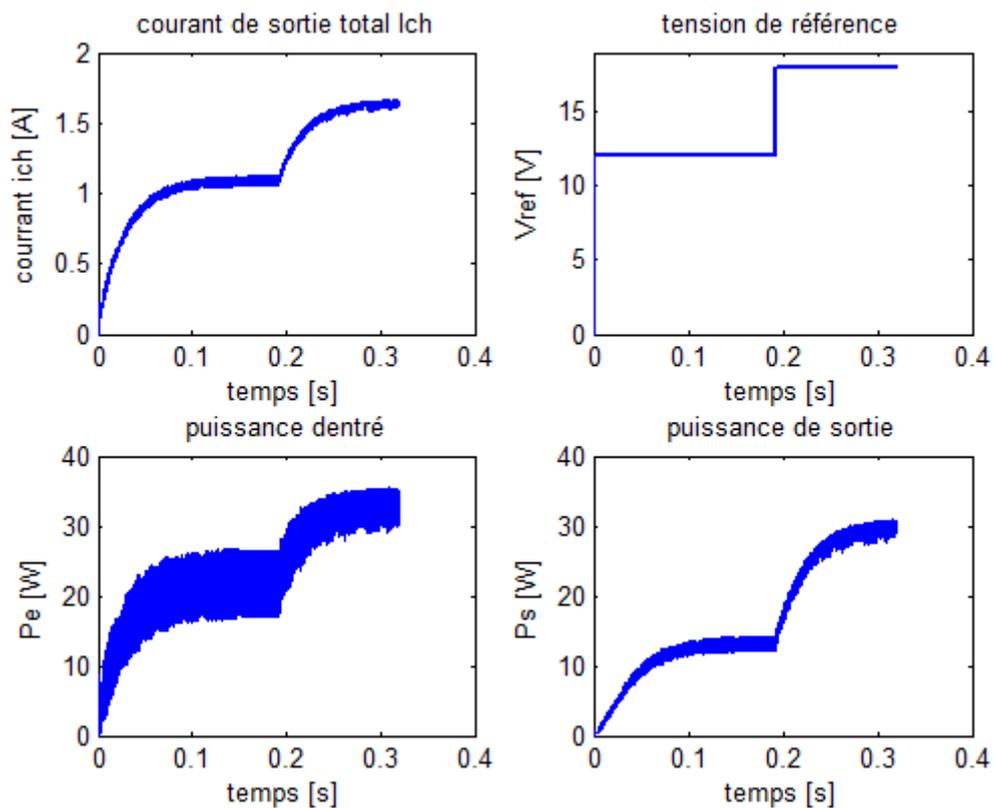


Fig.4.29 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de V_{ref} .

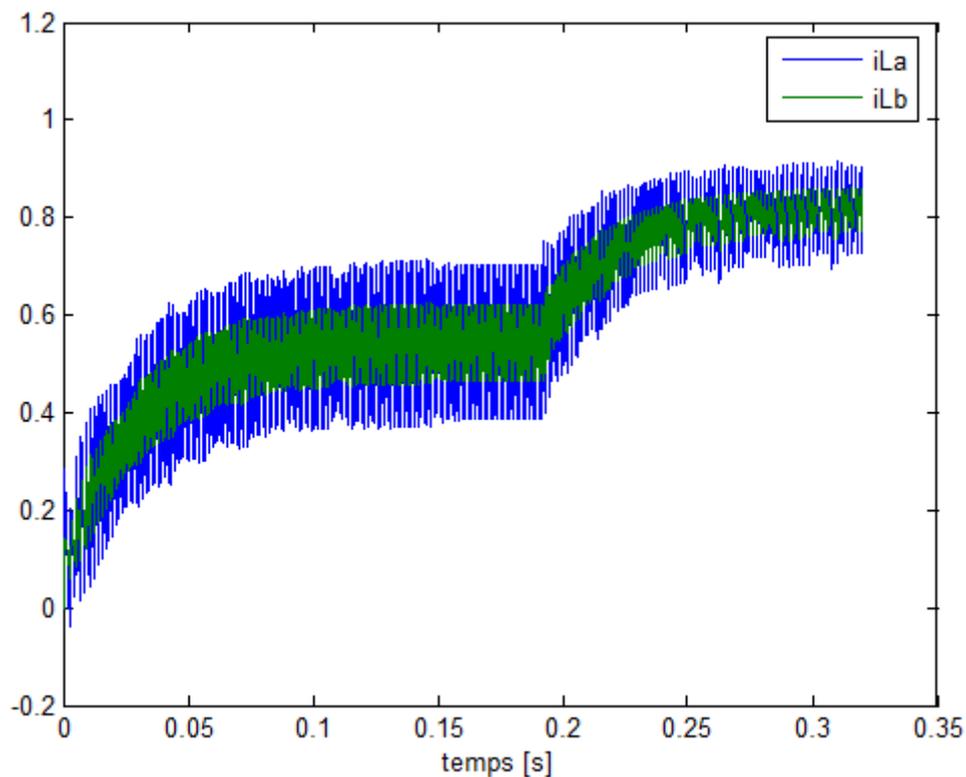


Fig.4.30 Les courants i_{La} , i_{Lb} lors d'une perturbation de $V_{réf}$.

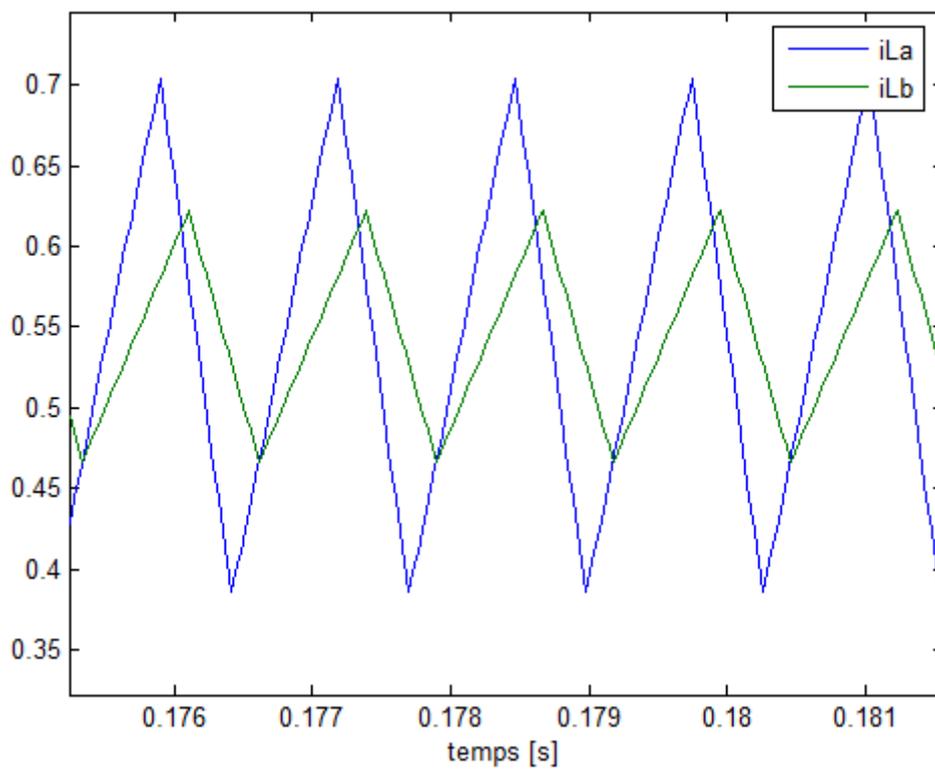


Fig.4.31 Zoom des courants i_{La} , i_{Lb} .

4.7 ANALYSE DE STABILITÉ

Pour l'étude de la stabilité globale en utilisant le modèle moyen des convertisseurs parallèles entrelacés représenté par l'équation (4.12), on a tracé sur la figure (4.32) le diagramme de bode du système en boucle fermé. D'après cette figure on remarque que le système est stable globalement quelque soit la valeur de la tension d'entrée V_e . Et pour l'étude de la stabilité locale nous traçons le diagramme de bifurcation illustré sur la figure (4.33). Nous constatons que, aussi longtemps que V_e est inférieur à 20V, le comportement périodique de période 1 est stable. Dans l'intervalle $V_e = [20 \div 23]$ V, nous remarquons une bifurcation de hopf supercritique, cette orbite est dans ce cas stable et la valeur de $V_e = 20$ V est une valeur critique (voir la figure (4.34)). Quand $V_e = 23$ V, l'orbite de période 1 devient instable et une orbite stable de période 2 émerge. En outre, quand V_e est plus grand que 32V, nous remarquons une cascade de doublement de période et le système en boucle fermé devient chaotique.

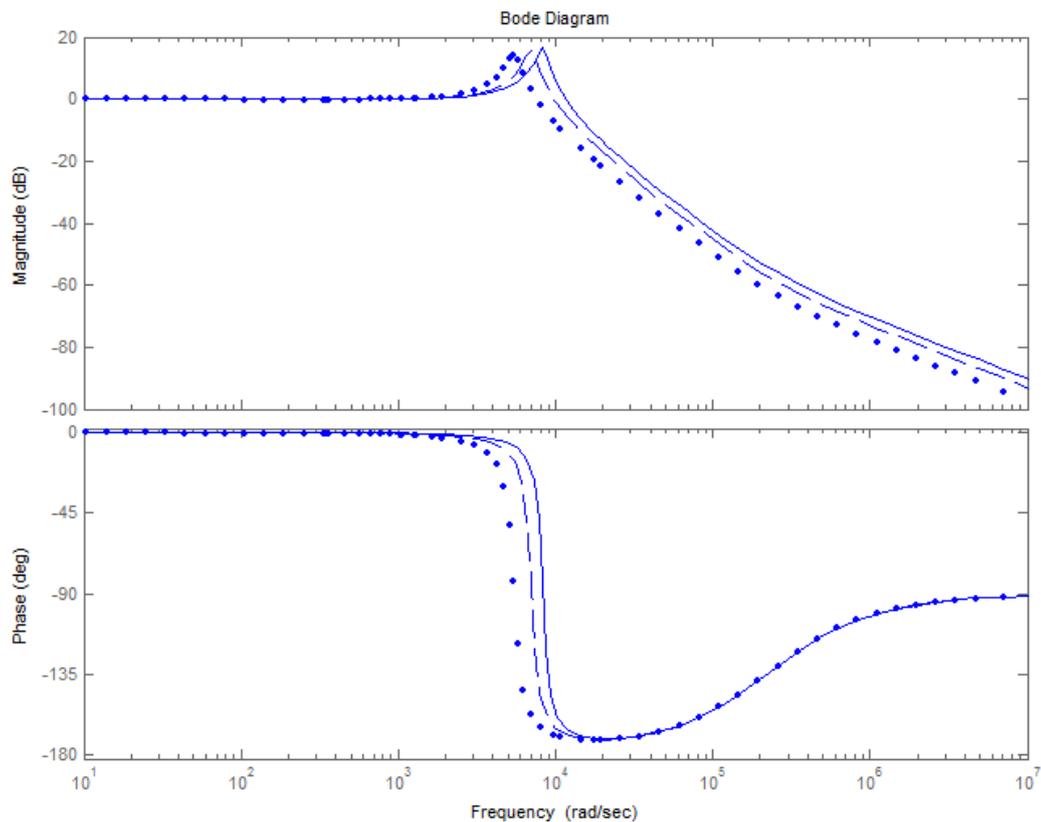


Fig.4.32 Diagramme de bode pour $V_e = 25$ (...), 35 (--) et 45(-) V, respectivement.

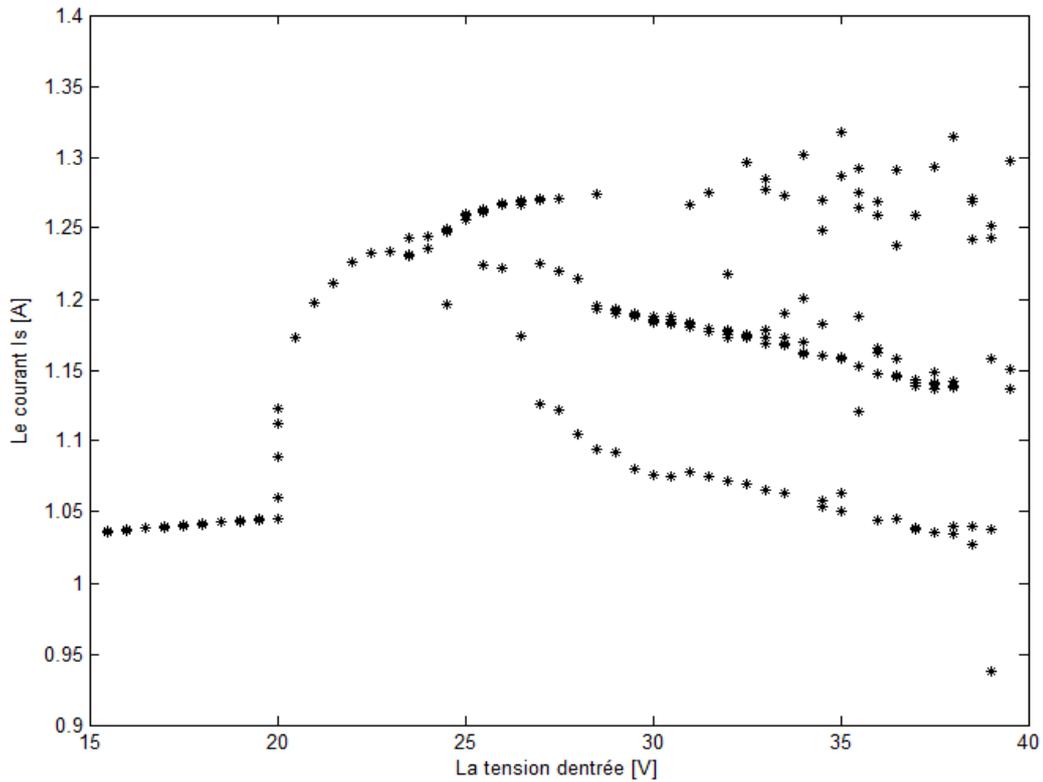


Fig.4.33 Diagramme de bifurcation.

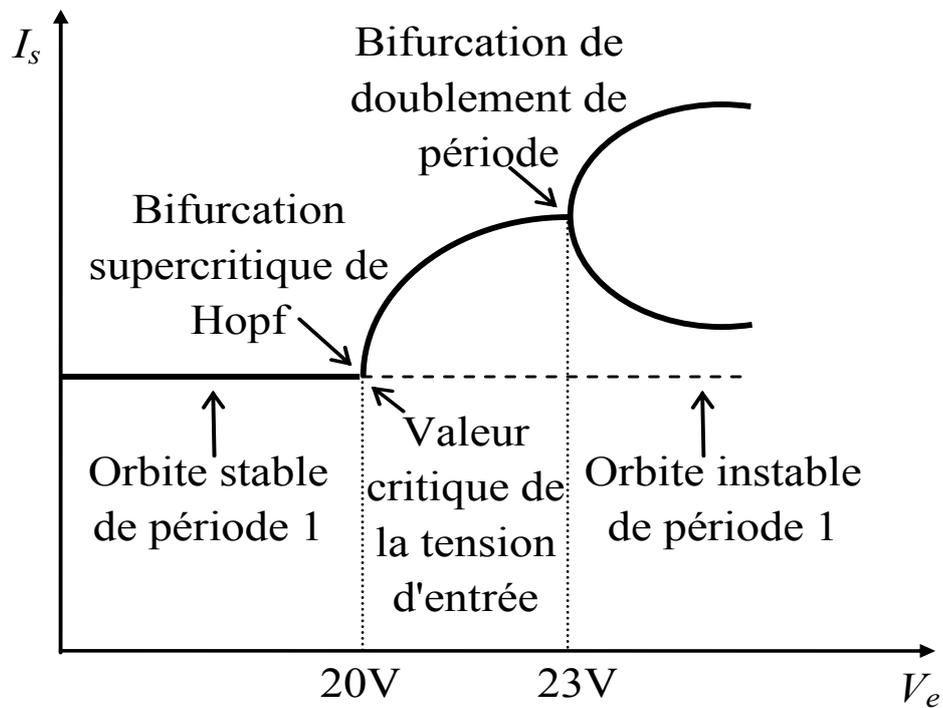


Fig.4.34 Diagramme illustratif du phénomène de bifurcation.

4.8 CONCLUSION

Nous avons vu dans ce chapitre que le choix de la topologie du convertisseur a des conséquences significatives sur les performances. En effet, pour une application VRM, les convertisseurs parallèles entrelacés permettent d'augmenter les performances dynamiques du système. L'inconvénient majeur de ces convertisseurs est l'existence de très fortes ondulations du courant dans chaque cellule. Il est possible de réduire ces ondulations et d'améliorer les performances des VRMs grâce à l'utilisation d'une commande robuste. De plus, l'utilisation de la technique de commande par mode glissant pourra bien mener à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs de puissance [Allag *et al.* 2006] et donc à une amélioration du rendement du convertisseur tout en assurant de bonnes performances dynamiques. C'est ce qui marque la problématique et les points de départ du cinquième chapitre.

Chapitre 5

Commande des Convertisseurs DC-DC Parallèles à PWM

Une présentation générale et complète des méthodes de la commande non linéaires doit faire certainement appel à des notions et outils relatifs aux mathématiques compliquées. Pour cette raison, nous pensons judicieux de limiter le formalisme adopté tout en précisant quelles sont les hypothèses choisies [Labben *et al.* 2003]. Nous pourrions de cette manière appliquer immédiatement ces méthodes à la commande des convertisseurs parallèles DC-DC fonctionnent à PWM pour exposer plus en détail ces techniques de commande non-linéaires. Grâce à la commande appliquée aux interrupteurs, nous pouvons réguler la tension de sortie. En dépit du caractère non linéaire des convertisseurs parallèles et des caractéristiques du Buck, nous avons envisagé d'appliquer une loi de commande renommée par ces propriétés de performances et de robustesse. C'est la commande par mode de glissement (régulateur mode glissant à structure variable (RMG)) [Utkin 1992, Bartolini *et al.* 1999, Floquet *et al.* 2000, Bartolini *et al.* 2001, Orlov *et al.* 2003, Bartolini *et al.* 2003, Laghrouche *et al.* 2004, Benaissa *et al.* 2006 et Benayache 2009]. En effet, cette technique utilise la théorie des systèmes à structure variables qui n'est autre qu'une méthode mathématique d'analyse des systèmes discontinus. Elle est donc particulièrement adaptée aux systèmes à commande discontinue ou aux systèmes à deux sous systèmes commutant l'un vers l'autre. Telle qu'elle se présente, la technique de la commande par modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état du système vers une surface de glissement où une logique de commutation appropriée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence sur la surface (atteinte du point d'équilibre). Le glissement idéal est obtenu lorsque la trajectoire d'état évolue sur la surface de glissement.

5.1 COMMANDE PAR MODES DE GLISSEMENTS

Le but de la commande est d'assurer la répartition équitable du courant sur les n convertisseurs et de régler la tension de sortie. Suivant les états de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur, nous avons deux structures possibles. Après la combinaison de ces deux structures et l'introduction d'une grandeur d'entrée binaire (T_R), le convertisseur sera décrit par le modèle d'espace d'état suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} (T_{R_1} \cdot V_e - V_{C_1} - r_{L_1} i_{L_1}) \\ \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{L_1} - I_{s_1}) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} (T_{R_2} \cdot V_e - V_{C_2} - r_{L_2} i_{L_2}) \\ \frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_{L_2} - I_{s_2}) \end{array} \right.$$

.

.

.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L_n}}{dt} = \frac{1}{L_n} (T_{R_n} \cdot V_e - V_{C_n} - r_{L_n} i_{L_n}) \\ \frac{dV_{C_n}}{dt} = \frac{1}{C_n} (i_{L_n} - I_{s_n}) \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Où T_R est une fonction de commutation qui prend les valeurs 0 et 1 et $V_s = V_C$. Nous pouvons réduire le système (5.1) en un système plus simple qui est le suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L_k}}{dt} = \frac{1}{L_k} (T_{R_k} \cdot V_e - V_{C_k} - r_{L_k} i_{L_k}) \\ \frac{dV_{C_k}}{dt} = \frac{1}{C_k} (i_{L_k} - I_{s_k}) \end{array} \right. \quad (5.2)$$

Où k représente le nombre des convertisseurs mis en parallèles.

Le système (5.2) peut être mis sous la forme:

$$\dot{x} = F(x) + G(x, V_e)T_R \quad (5.3)$$

Avec:

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_k}}{L_k} i_{L_k} - \frac{1}{L_k} V_{C_k} \\ \frac{1}{C_k} i_{L_k} - \frac{1}{RC_k} V_{C_k} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$G(x, V_e) = \begin{bmatrix} \frac{V_e}{L_k} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

5.2 CONCEPTION DE LA COMMANDE À MODE DE GLISSEMENT À APPROCHE NON LINÉAIRE

Le principe de cette commande consiste à remplacer le régulateur linéaire de la boucle de tension de la figure (5.1) par un régulateur à structure variable (RMG) (figure 5.2). Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement et de la faire osciller grâce à une logique de commutation adéquate jusqu'au point d'équilibre [Slotine, 1984]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure 5.3).

D'une façon systématique, la conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances recherchés. La mise en œuvre de cette méthode de commande doit respecter trois étapes:

- ✓ Le choix de la surface.
- ✓ L'établissement des conditions de la convergence.
- ✓ La détermination de la commande.

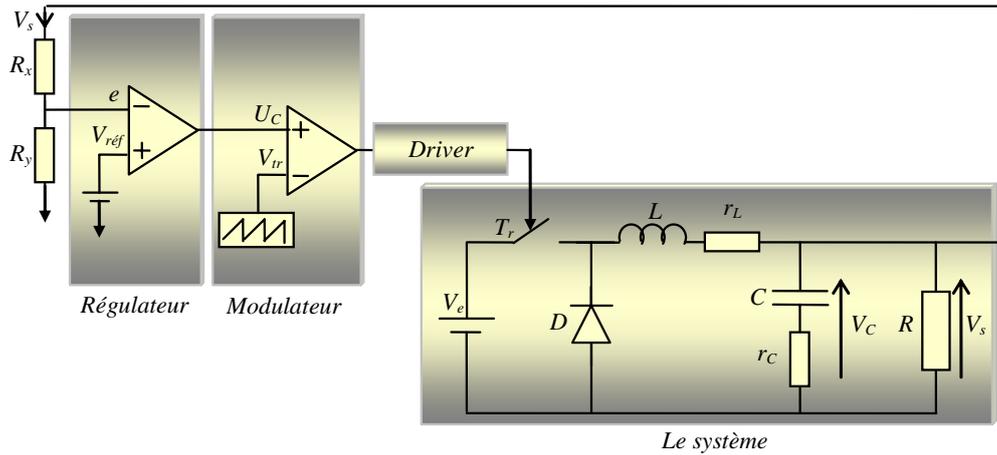


Fig.5.1 Schéma block du circuit du système en boucle fermée.

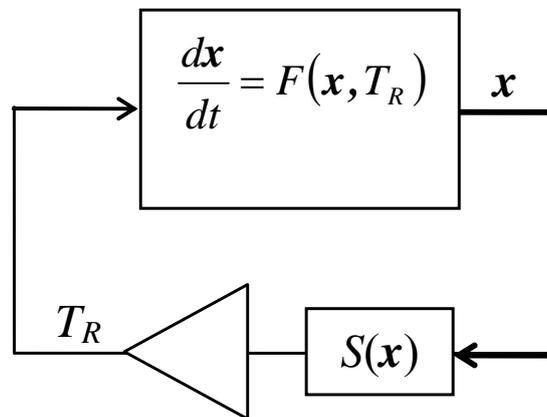


Fig. 5.2 Structure utilisée de la RMG.

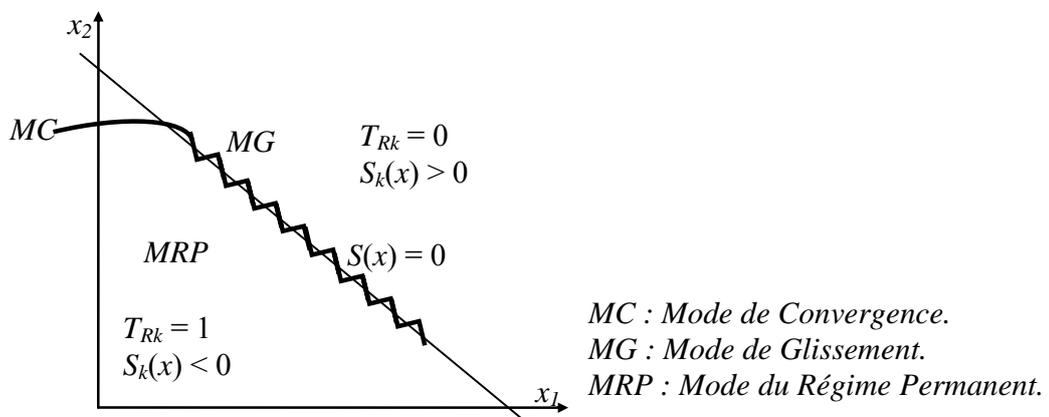


Fig. 5.3 Modes de trajectoire dans le plan de phase.

5.2.1 Choix de la surface de glissement:

La surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. Slotine 1984 et 1986 propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (5.6)$$

avec:

x : Variable à régler.

$e(x)$: Écart de la variable à régler : $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Constante positive représentant le régime souhaité.

r : Degré relatif de la variable à régler.

5.2.2 Condition de convergence :

La condition de convergence permet au système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit alors d'exprimer une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'états du système qui est définie par la fonction de Lyapunov suivante:

$$V(x) = \frac{1}{2} S(x)^T S(x) \quad (5.7)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative, assurant la stabilité le long de la trajectoire du système. Ceci est vérifié par la relation suivante:

$$\dot{V}(x) < 0 \Rightarrow S(x)^T \dot{S}(x) < 0 \quad (5.8)$$

5.2.3 Calcul de la loi de commande

La structure d'un contrôleur comporte deux composantes, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets

d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures. La loi de commande est définie par:

$$T_R(t) = T_{Req}(t) + T_{Rn}(t) \quad (5.9)$$

$T_{Req}(t)$: correspond à la composante équivalente.

$T_{Rn}(t)$: correspond à la composante non linéaire.

a. Calcul de T_{Req}

La composante équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée. Elle est calculée à partir de :

$$S(x) = 0 \Rightarrow \dot{S}(x) = 0 \quad (5.10)$$

b. Calcul de T_{Rn}

La composante non linéaire est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence.

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (5.11)$$

La solution la plus simple vérifiant cette condition est de la forme :

$$T_R = K \text{sign}(S(x)) \quad (5.12)$$

Où K est un gain positif (figure 5.4), et

$$T_R(t) = \begin{cases} 0 & S(x) > 0 \\ 1 & S(x) < 0 \end{cases} \quad (5.13)$$

5.3 APPLICATION DU RÉGULATEUR MODE GLISSANT

La figure (5.5) donne le schéma du réglage non linéaire par mode glissant utilisant le principe de la méthode du réglage en cascade.

5.3.1 Choix de la surface

Pour atteindre les objectifs de la commande, nous choisissons des surfaces douces. D'après l'équation (5.6), et pour $r = 1$, les surfaces de glissement seront:

$$S_k = e_k(V_s) + e_k(i_{L_k}) = V_{réf_k} - H_v V_s + i_{réf_k} - H_i i_{L_k} \quad (5.14)$$

Où H_v et H_i représentent les gains des capteurs atténuateurs des tensions de sortie et des courants des inductances respectivement.

5.3.2 Conditions d'attractivité

Il faut rendre les surfaces S_k attractives et invariantes. De la loi (5.11), on peut choisir l'équation:

$$i_{dk_n} = K \text{ sign}(S_k) \quad (5.15)$$

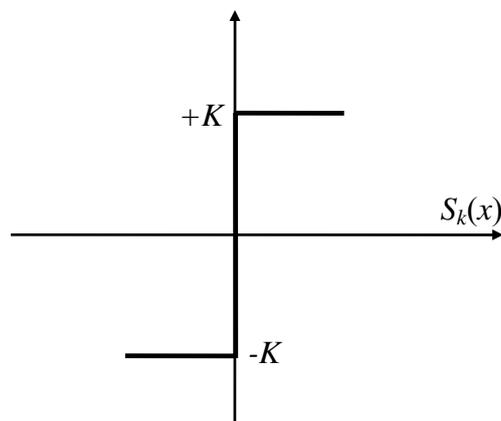


Fig.5.4 : Commande appliquée aux systèmes à structure variables.

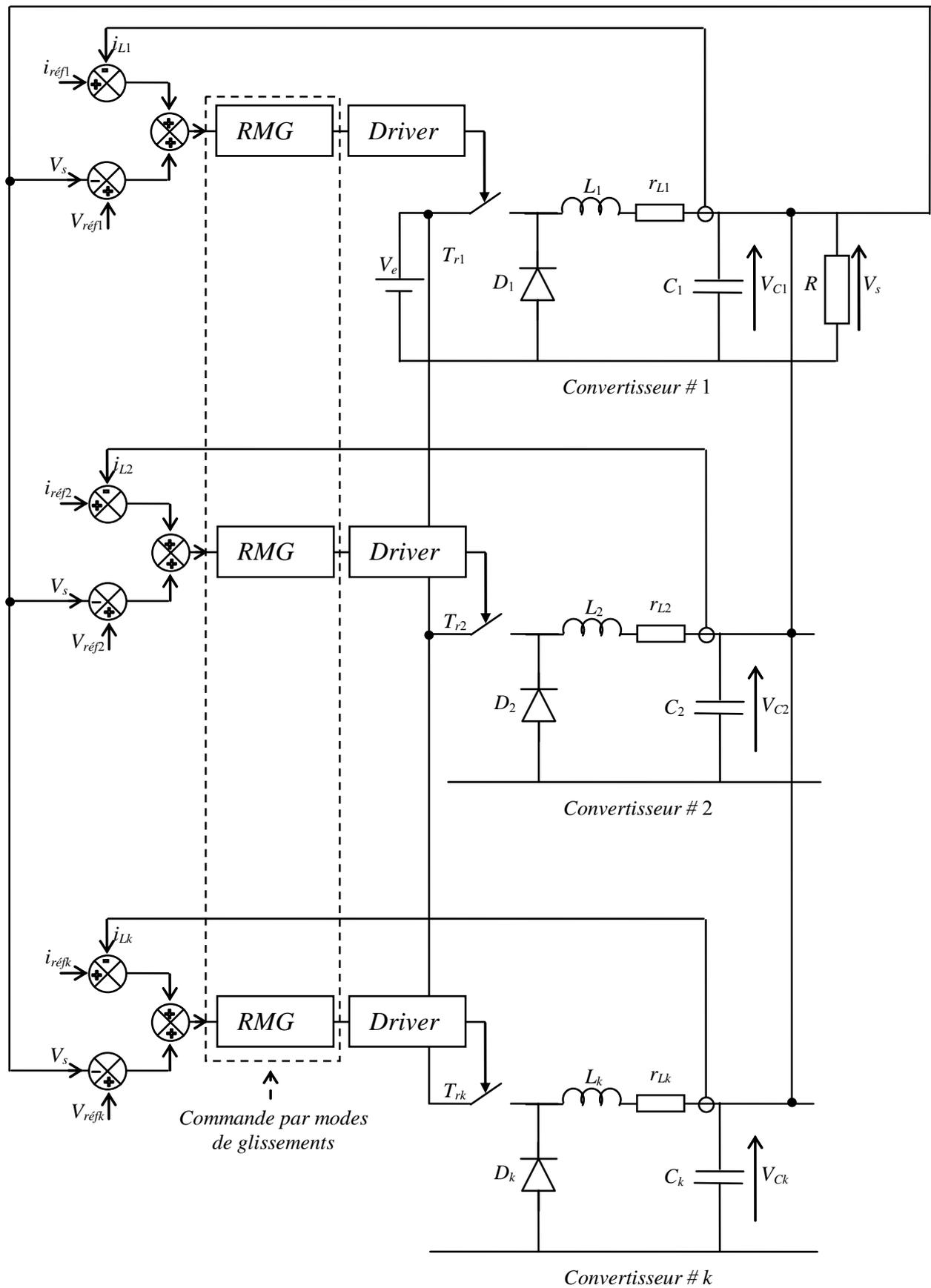


Fig.5.5 Principe du réglage par mode glissant.

5.3.3 Détermination des composantes de la commande

a. Composante équivalente

Par la dérivation de l'équation (5.14), nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 \dot{S}_k &= \dot{V}_{réf_k} - H_v \dot{V}_s + \dot{i}_{réf_k} - H_i \dot{i}_{L_k} \\
 &= -H_v \dot{V}_{C_k} - H_i \dot{i}_{L_k} \\
 &= -\frac{H_v}{C_k} i_{L_k} + \frac{H_v}{C_k} I_{s_k} - \frac{H_i}{L_k} (T_{R_k} \cdot V_e - V_{C_k} - r_{L_k} i_{L_k})
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

La dynamique des surfaces est donnée par:

$$\dot{S}_k = E_k(x_k) + Q_k T_{R_k} + W_k I_{s_k} \tag{5.17}$$

Où $x_k = [i_{L_k} \ V_{C_k}]^T$ et

$$E_k = \left(\frac{H_i r_{L_k}}{L_k} - \frac{H_v}{C_k} \right) i_{L_k} + \frac{H_i}{L_k} V_{C_k} \tag{5.18}$$

$$Q_k = -\frac{H_i}{L_k} V_e \tag{5.19}$$

$$W_k = \frac{H_v}{C_k} \tag{5.20}$$

Par l'utilisation de (5.10), on définit la composante équivalente :

$$\begin{aligned}
 \dot{S}_k = 0 &\Rightarrow E_k(x_k) + Q_k T_{R_k} + W_k I_{s_k} = 0 \\
 &\Rightarrow T_{R_{k_{eq}}} = -Q_k^{-1} (E_k(x_k) + W_k I_{s_k})
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

b. Composante non linéaire

Elle est définie par l'équation (5.15).

$$T_{R_{kn}} = K \operatorname{sign}(S_k)$$

c. Loi de commande

Elle regroupe les deux composantes $T_{R_{keq}}$ et $T_{R_{kn}}$, par conséquent la loi de commande à la sortie du régulateur devient :

$$T_{R_k}^* = -Q_k^{-1} (E_k(x_k) + W_k I_{s_k}) + K \operatorname{sign}(S_k) \quad (5.22)$$

5.4 RÉSULTATS DE SIMULATION

5.4.1 Cas de 2 Buck parallèles similaires synchronisés

Pour illustrer et pour faciliter la compréhension des résultats théoriques, une simulation est développée sous le logiciel MATLAB pour n convertisseurs entrelacés de type Buck en parallèle et synchronisés. Les résultats de simulations de deux convertisseurs Buck parallèles ont les mêmes paramètres et fonctionnent en synchronisme sont montrés sur les figures (5.6), (5.7), (5.8), (5.9) et (5.10). Comme précédemment, nous avons appliqué une perturbation au niveau de la tension de référence pour voir la faisabilité de la commande. Les formes des courants et des tensions des deux convertisseurs sont identiques. Le courant de sortie du convertisseur complet est la somme des courants de sortie des deux convertisseurs. Les ondulations des courants des inductances diminuent et sont dans les limites tolérables. Les variations paramétriques n'ont pas affectées la qualité de la commande. La poursuite en tension et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris en charge par la loi de commande. Les commutations se font de part et d'autre de la droite ($x + (dx/dt) = 0$) du plan de phase comme le montre les figures (5.11) et (5.12). Si on regarde maintenant la forme de la commande (figure (5.13)), on reconnaît les commutations entre +1 et -1 puis on assiste à un battement de la commande. Il est facile d'interpréter ce battement dans ce cas. On va examiner les tangentes à la trajectoire de phase de part et d'autre de la droite de commutation:

- ✓ Lorsque la trajectoire s'éloigne de cette droite juste après la commutation, la commande a tendance à garder sa valeur (qui vient de changer),
- ✓ Lorsque la trajectoire se rapproche de cette droite juste après la commutation, la commande a tendance à commuter (juste après la commutation): c'est le phénomène de battement.

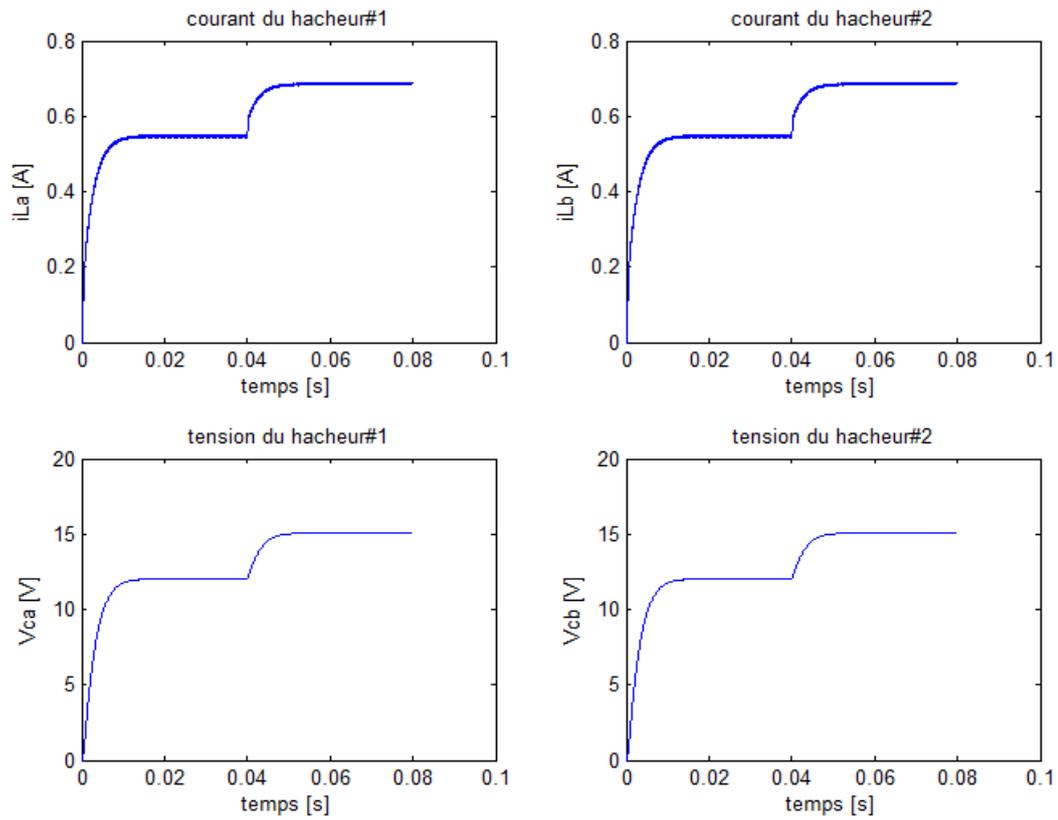


Fig.5.6 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

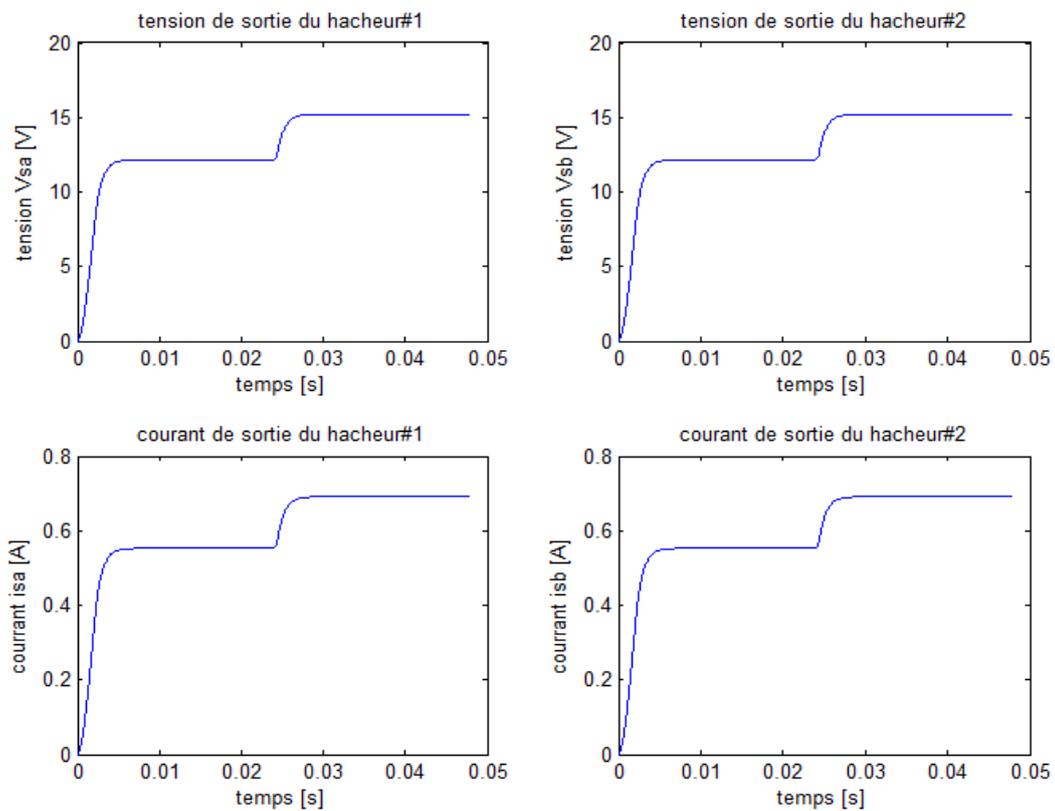


Fig.5.7 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

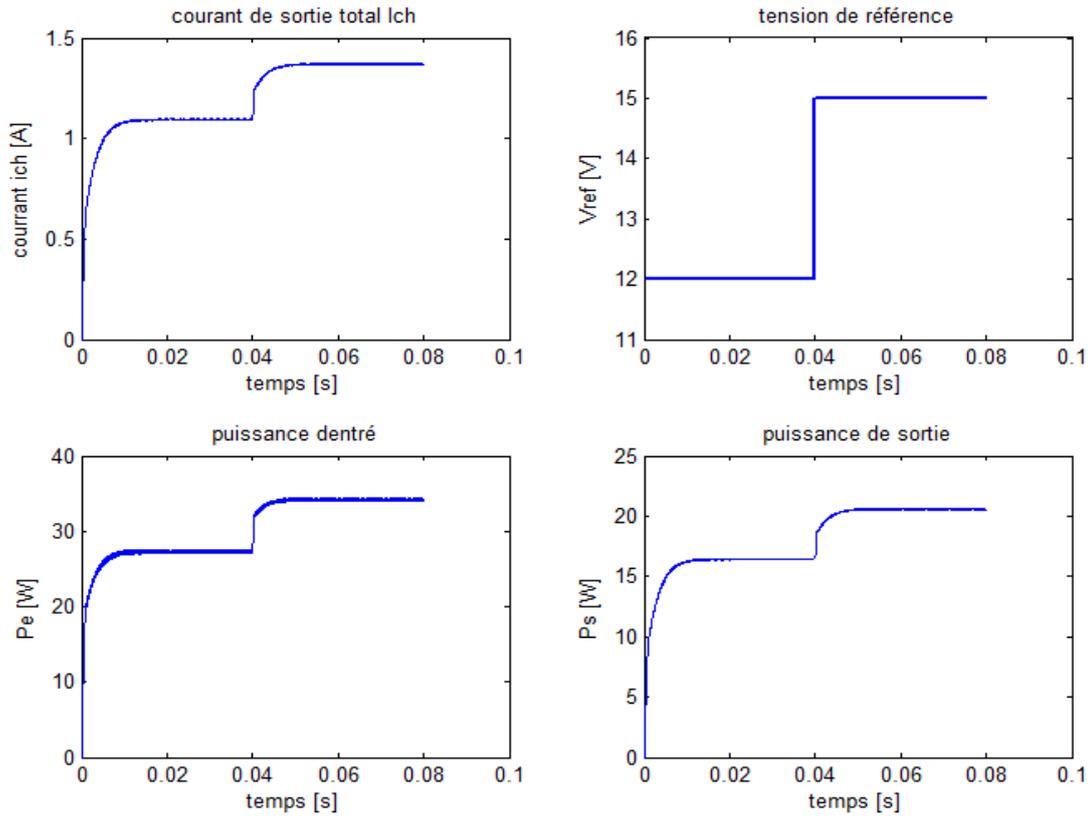


Fig.5.8 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e, P_s lors d'une perturbation de $V_{réf}$.

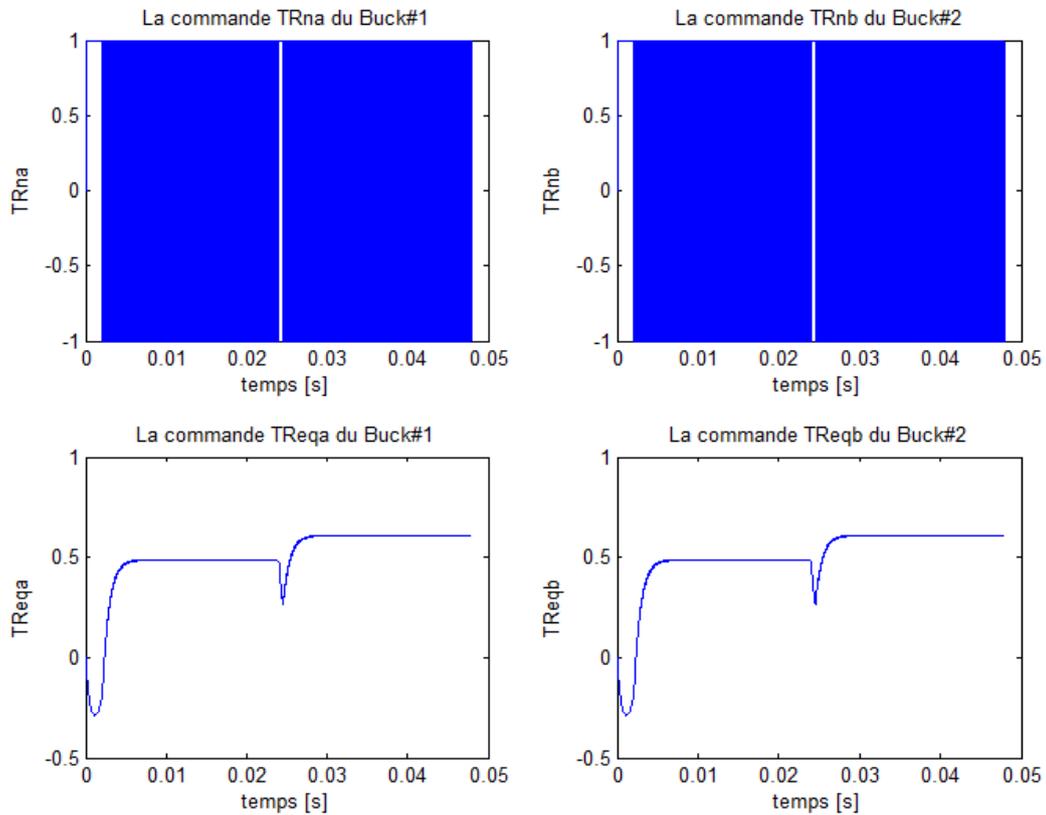


Fig.5.9 Les composantes de la commande T_{Rn} et T_{Req} .

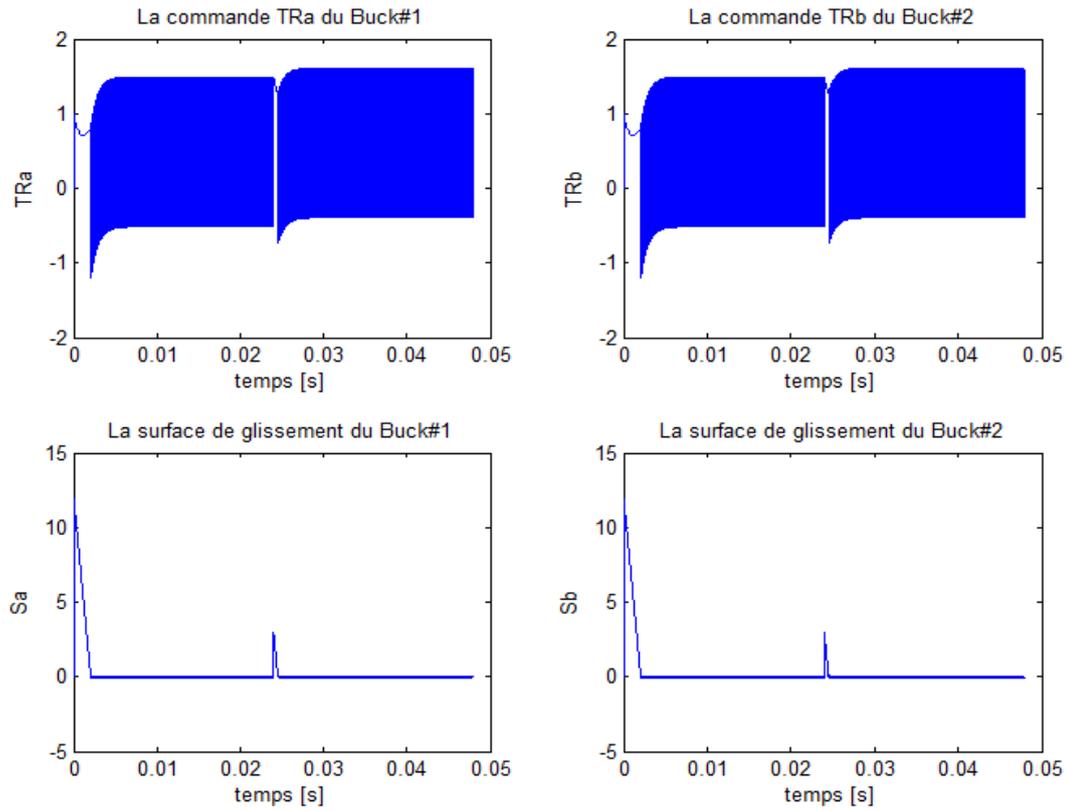


Fig.5.10 Les commandes T_{Ra} , T_{Rb} et les surfaces de glissement S_a , S_b .

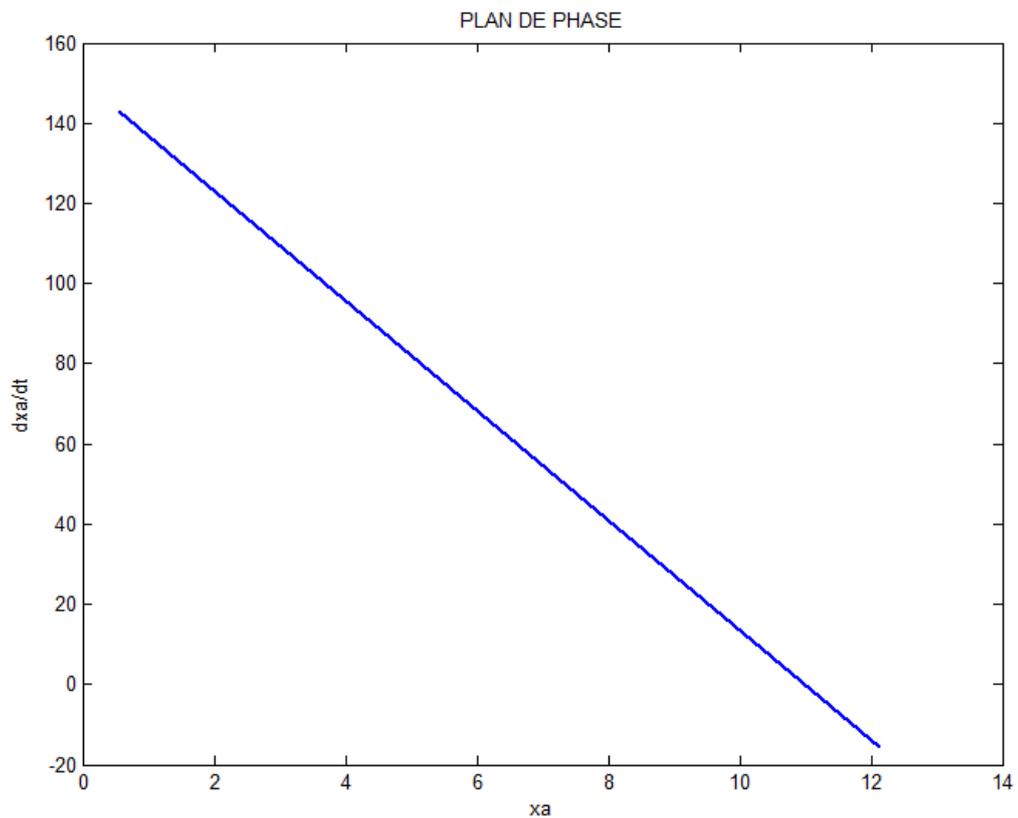


Fig.5.11 La droite de commutation dans le plan de phase $(x, dx/dt)$ du convertisseur a .

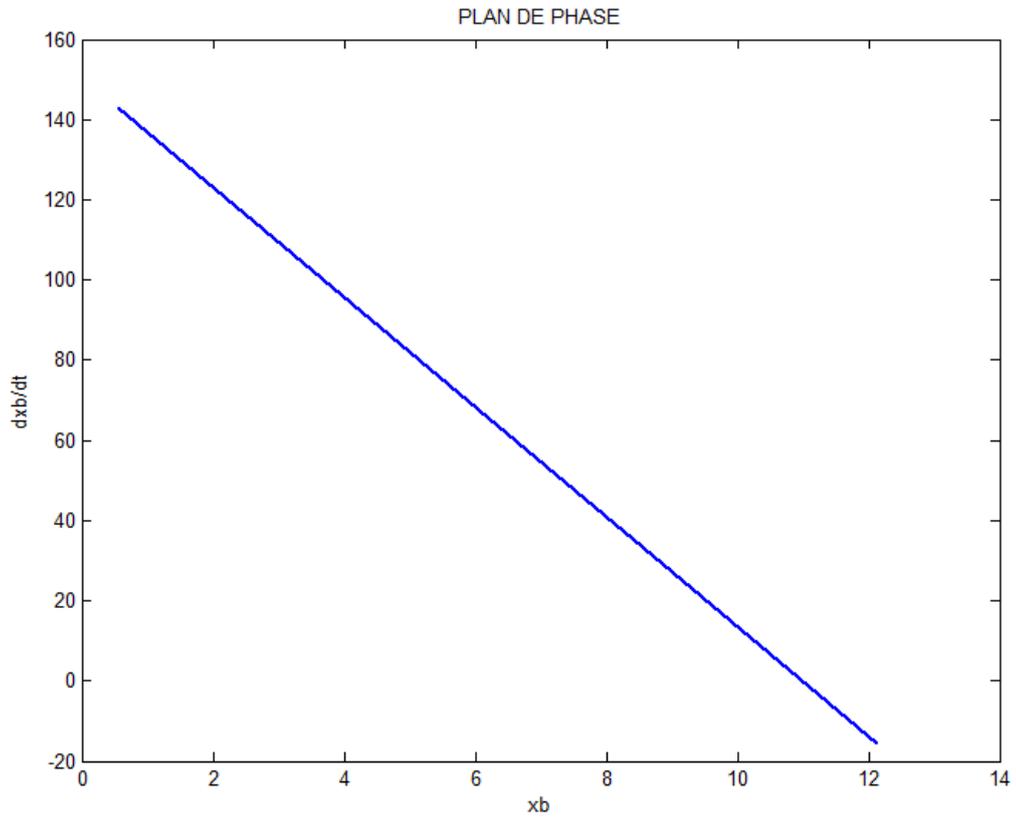


Fig.5.12 La droite de commutation dans le plan de phase du convertisseur b .

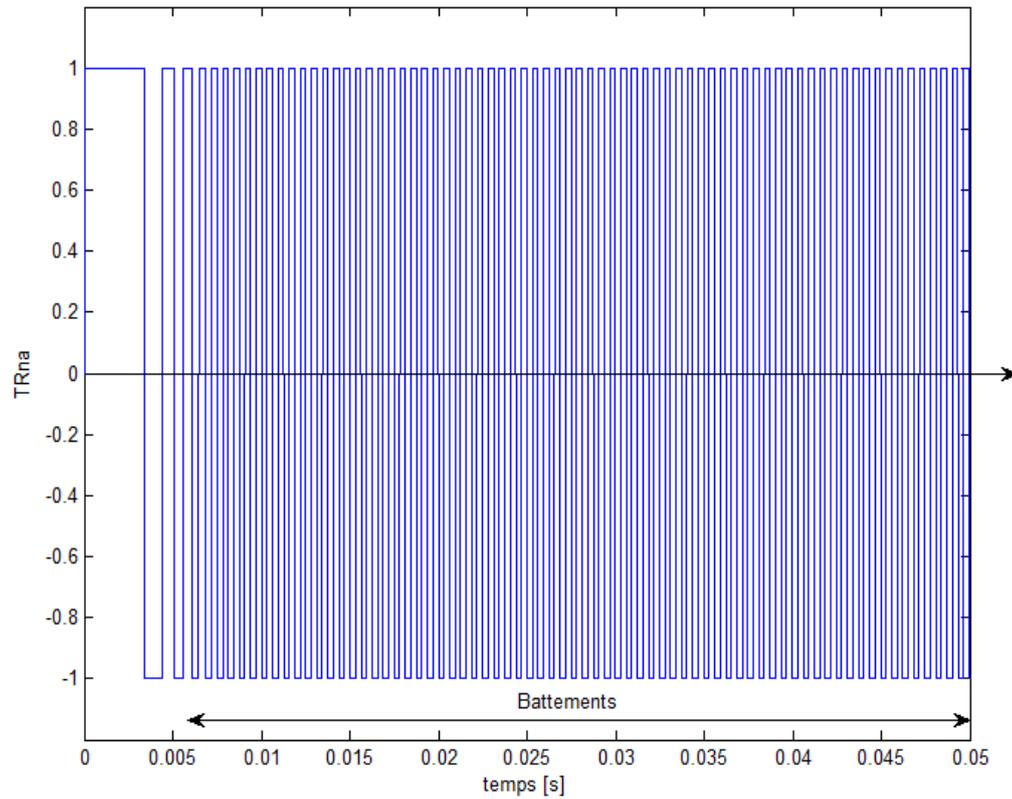


Fig.5.13 La composante non linéaire de la commande T_{Rna} .

5.4.2 Cas de 2 Buck parallèles différents synchronisés

Les résultats de simulation pour le cas de deux convertisseurs Buck différents mis en parallèle sont montrés sur les figures (5.14), (5.15), (5.16), (5.17), (5.18), (5.19) et (5.20). Ces résultats montrent bien que la tension aux bornes des capacités et les courants des inductances suivent parfaitement leurs références. L'application des échelons de la tension de référence permet d'observer le comportement de contrôleur robuste face à un rejet de perturbation.

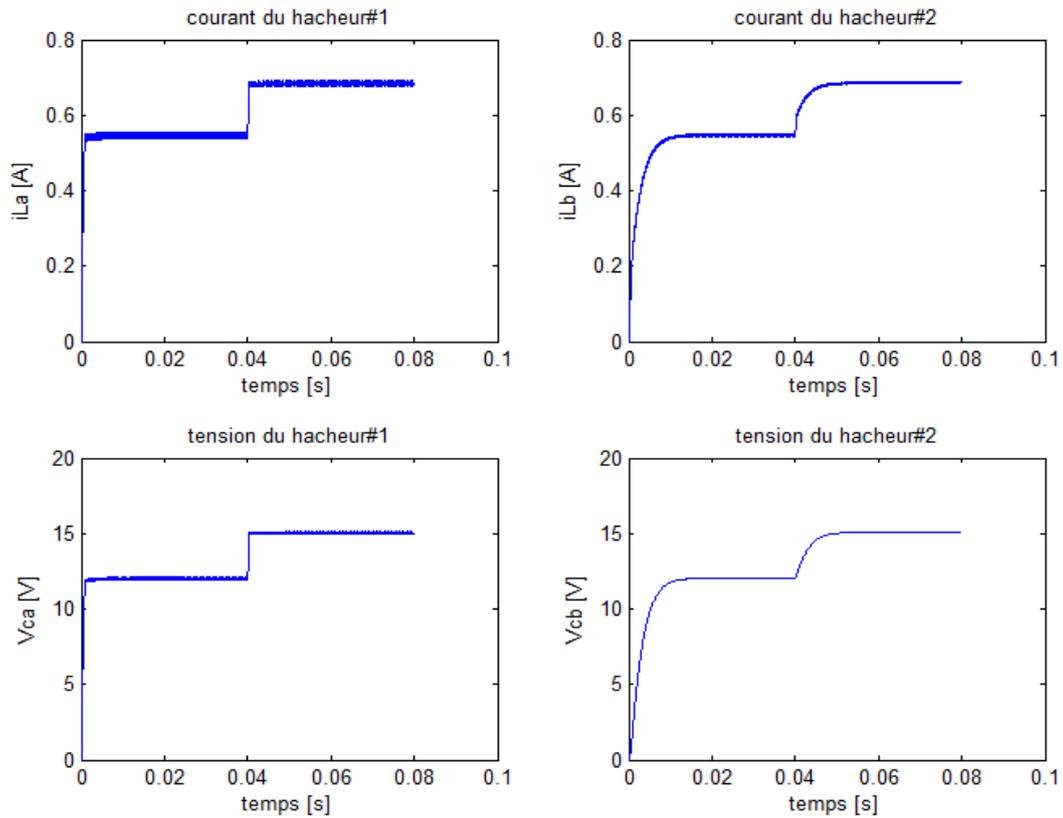


Fig.5.14 Les courants i_{La} , i_{Lb} et les tensions V_{Ca} , V_{Cb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf.}$

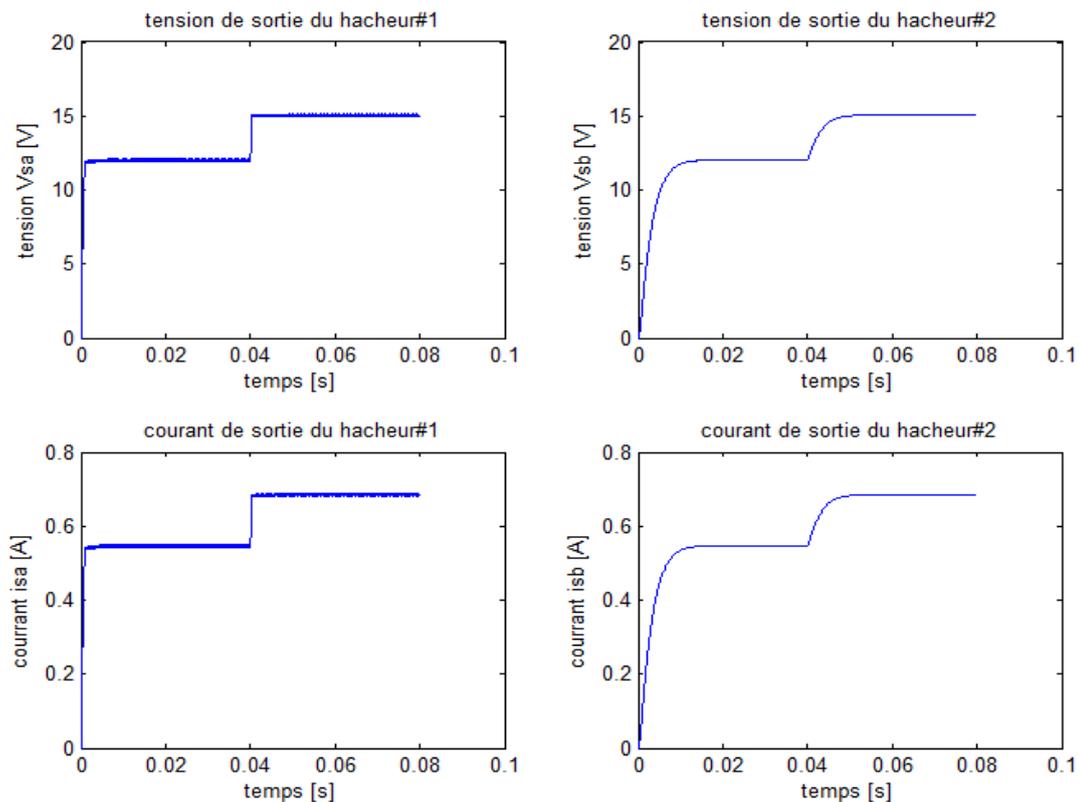


Fig.5.15 Les courants i_{sa} , i_{sb} et les tensions V_{sa} , V_{sb} lors d'une perturbation au niveau de V_{ref} .

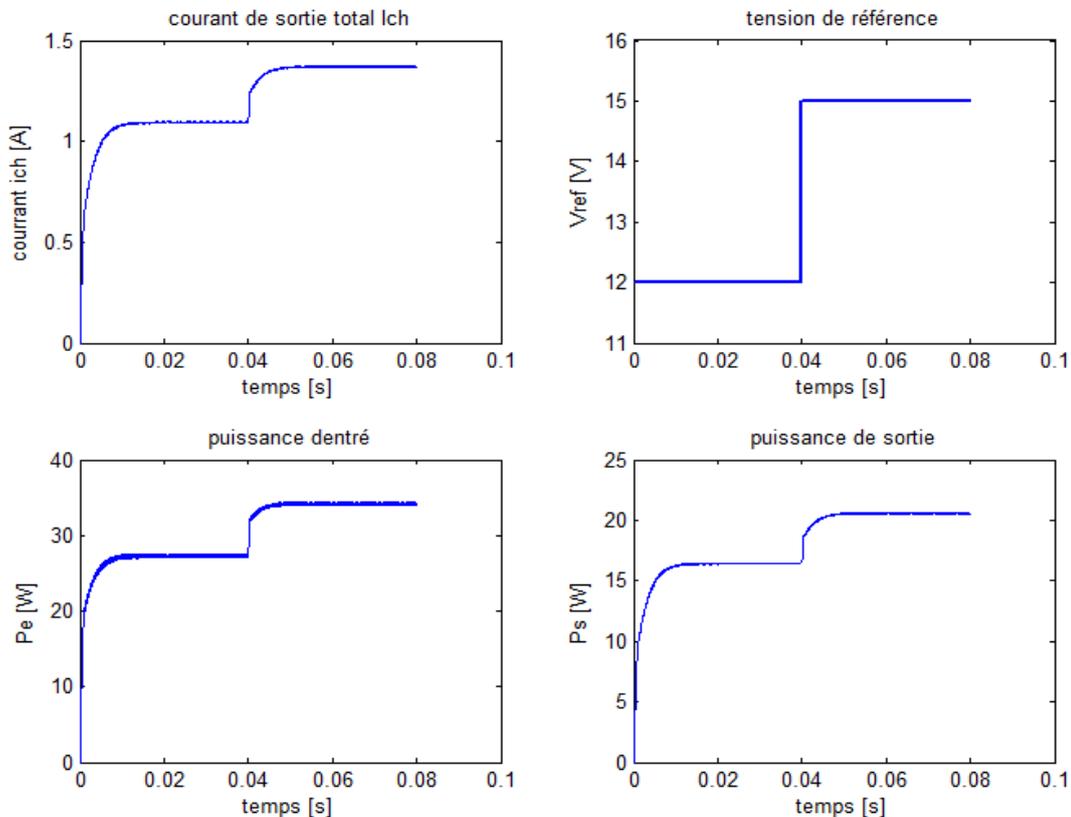


Fig.5.16 Le courant i_{ch} et les puissances d'entrée et de sortie P_e , P_s lors d'une perturbation de V_{ref} .

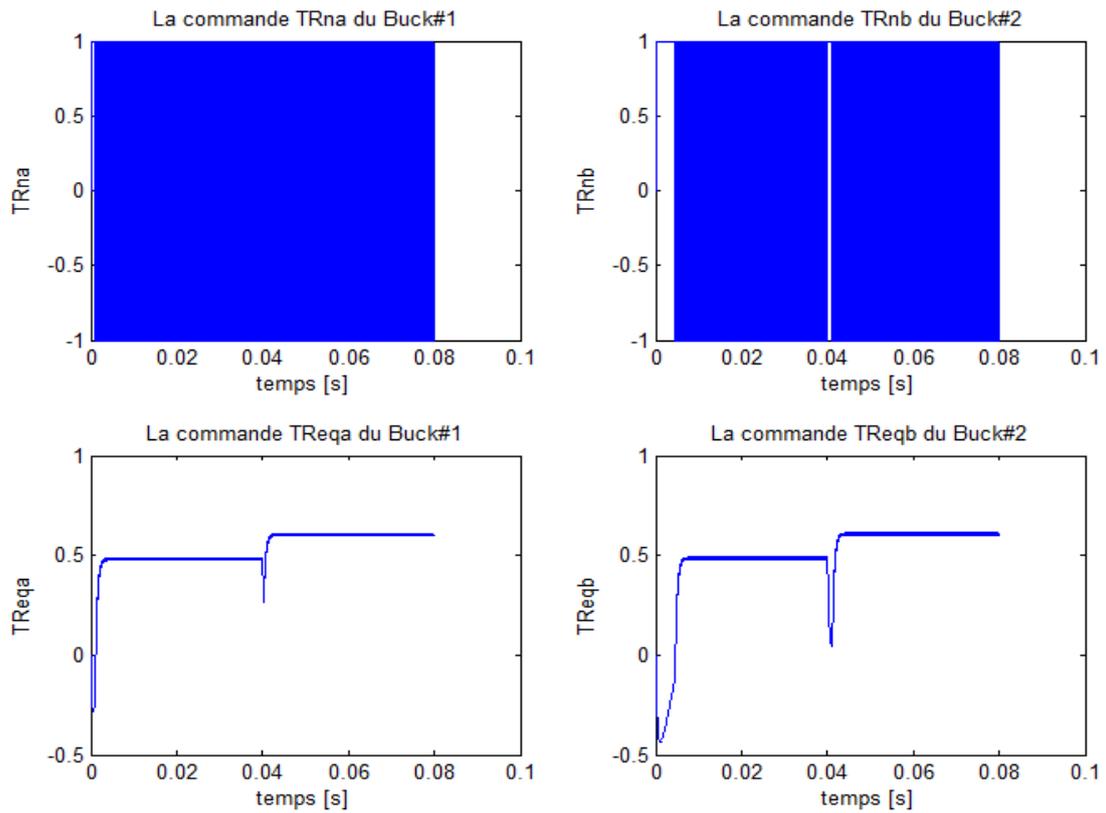


Fig.5.17 Les composantes de la commande T_{Rn} et T_{Req} .

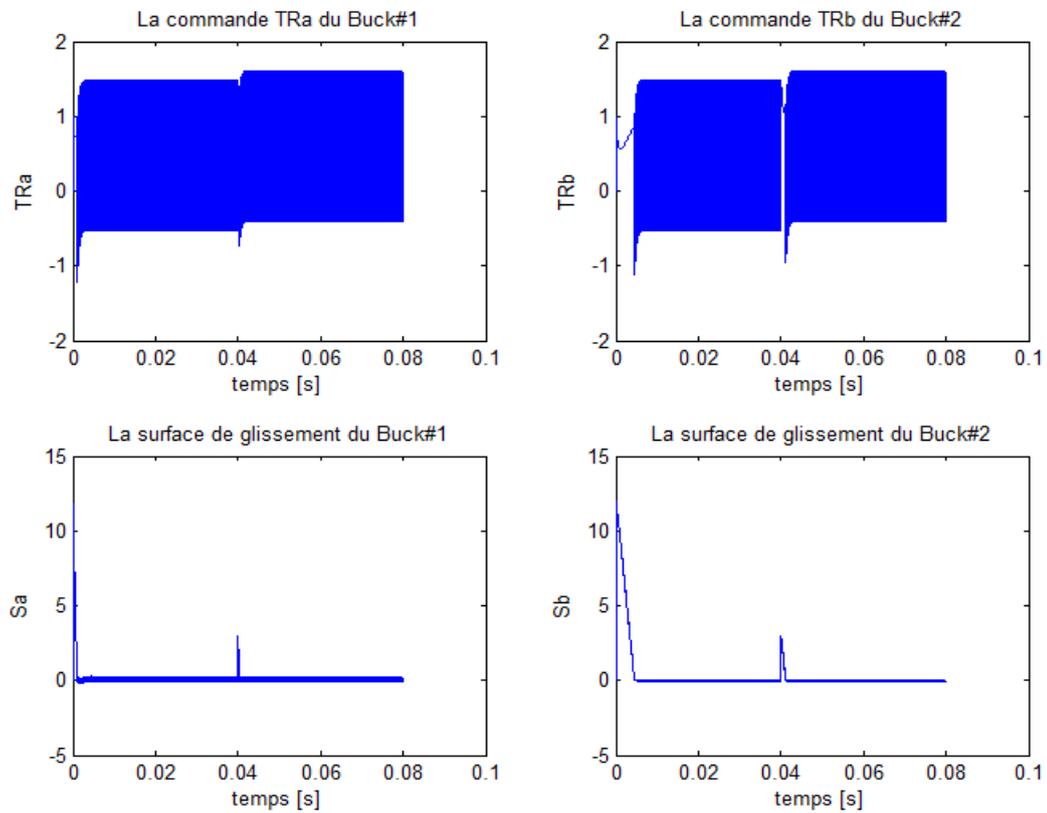


Fig.5.18 Les commandes T_{Ra} , T_{Rb} et les surfaces de glissement S_a , S_b .

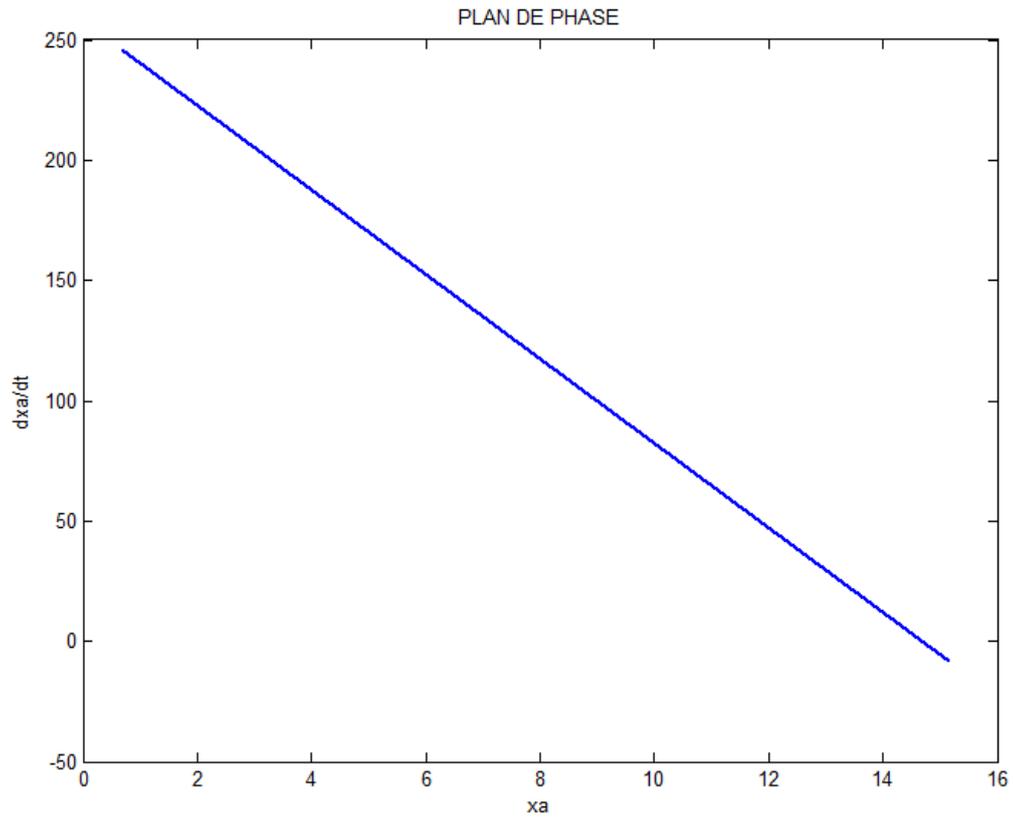


Fig.5.19 La droite de commutation dans le plan de phase du convertisseur a .

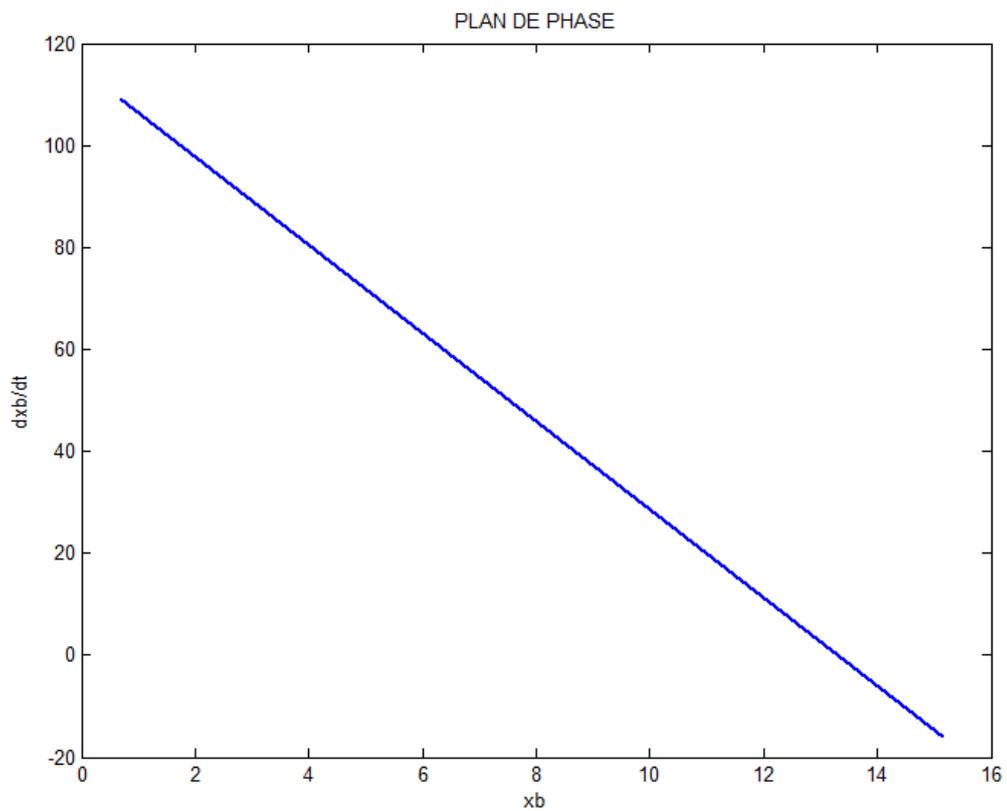


Fig.5.20 La droite de commutation dans le plan de phase du convertisseur b .

5.4.3 L'effet de la perturbation de charge

a. Cas de diminution de charge

Maintenant nous allons montrer l'effet de la variation de la charge sur les performances du système. Les résultats de simulation pour une diminution de charge sont présentés sur les figures (5.21) (a) et (5.21) (b). Il est facile de noter que la commande réagit bien face à cette perturbation afin de garantir une tension de sortie commandée.

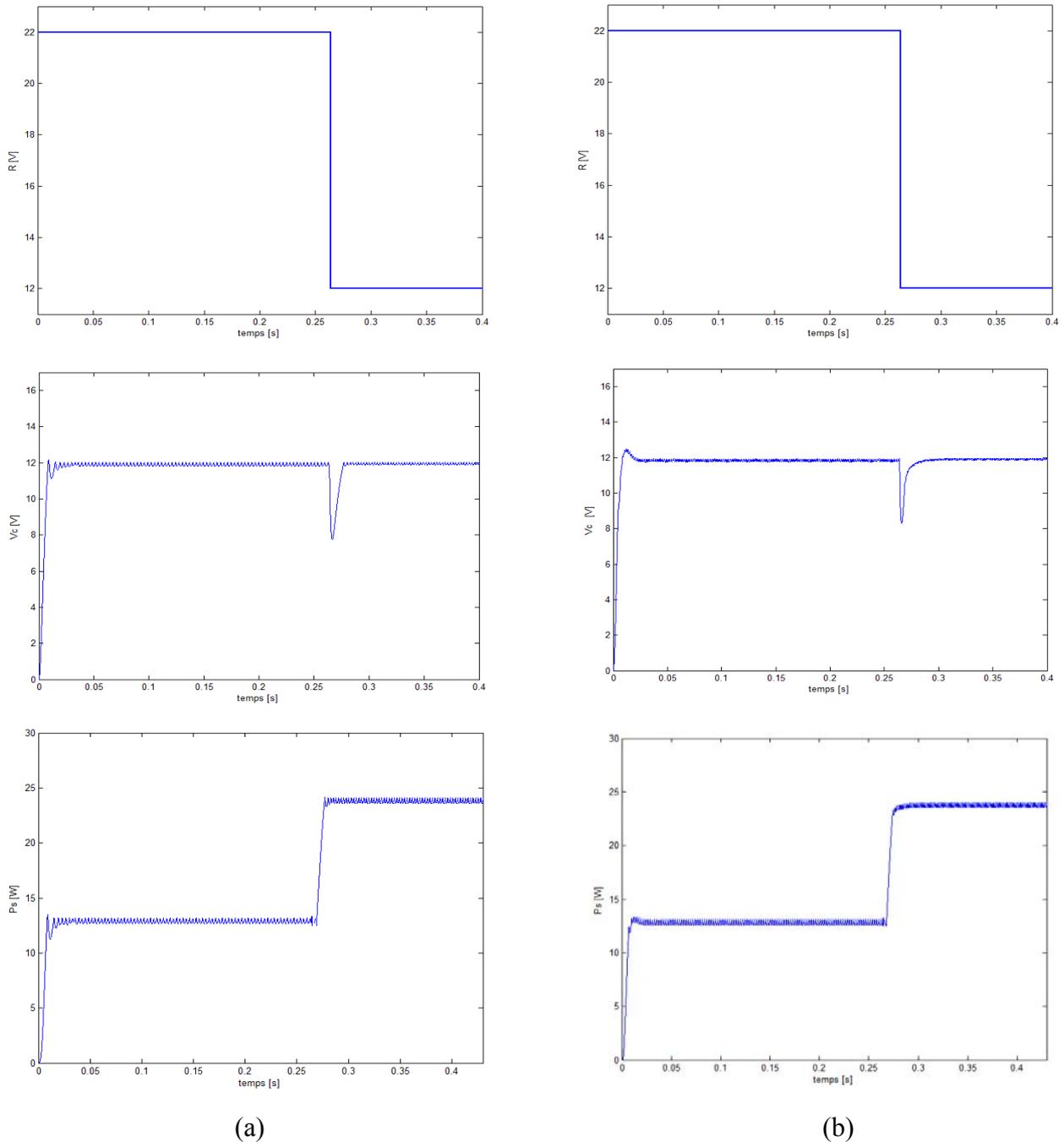


Fig.5.21 Variation de la résistance de charge, la tension V_C et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs.

b. Cas d'augmentation de charge

Les résultats de simulations sur les figures (5.22) (a) et (5.22) (b) prouvent que même pour une augmentation de charge, la commande a pu assurer de bonnes performances du système (le régime transitoire et le régime permanent) et la variation de la charge n'a pas affectée son côté qualitatif. Finalement, nous pouvons dire que malgré les variations paramétriques, la dynamique du système demeure satisfaisante.

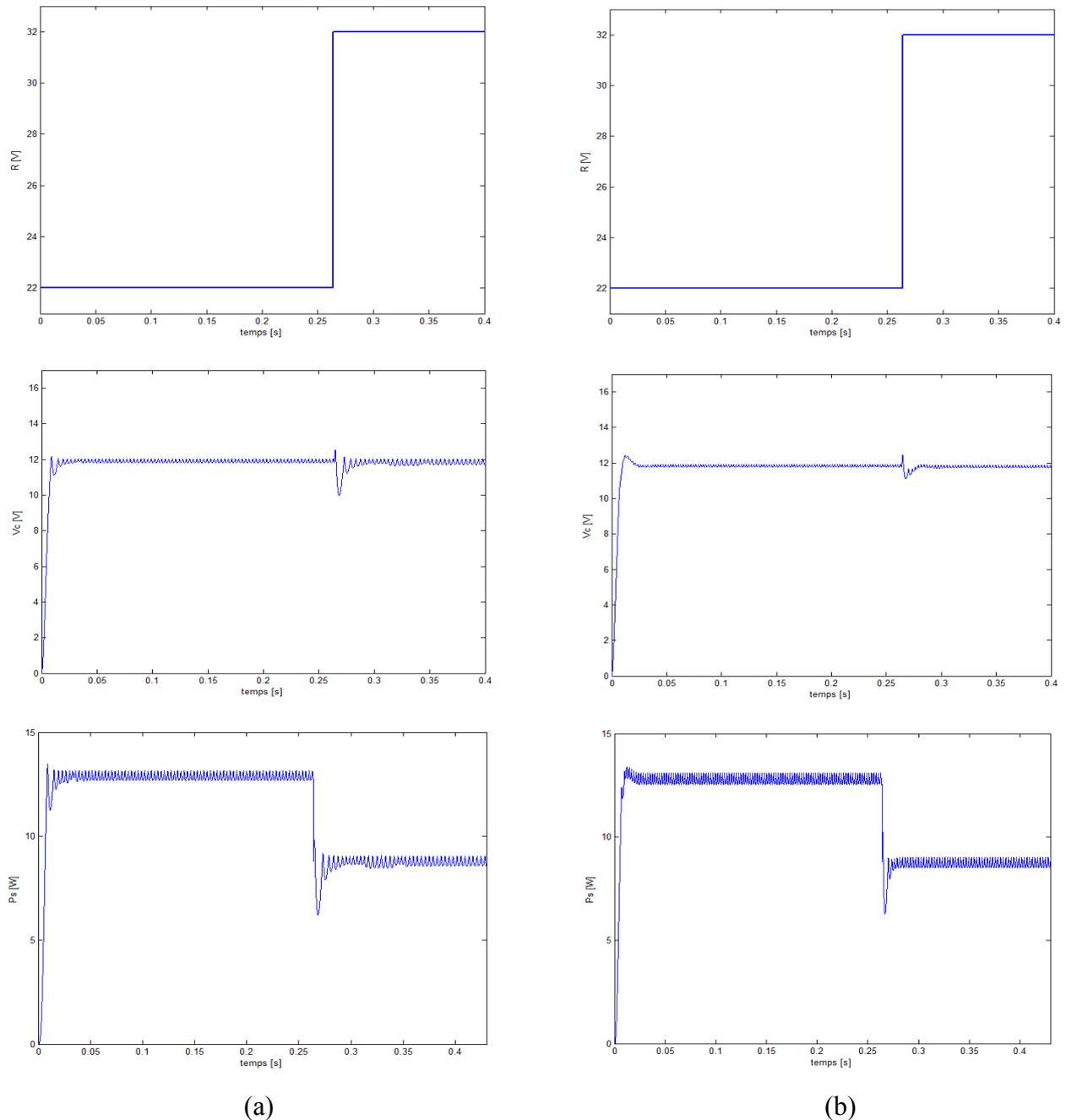


Fig.5.22 Variation de la résistance de charge, la tension V_C et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs.

5.4.4 L'effet de perturbation de la tension d'alimentation

a. Cas d'une diminution de la tension d'alimentation

Voici en ce qui concerne les performances du convertisseur quand la tension d'entrée diminue de 32 V à 15 V. Cette variation de la tension d'entrée est le maximum toléré d'après l'étude faite dans le chapitre 4. Les résultats de simulation présentés sur les figures (5.23) (a) et (5.23) (b) montrent la bonne réaction de la commande face à cette perturbation.

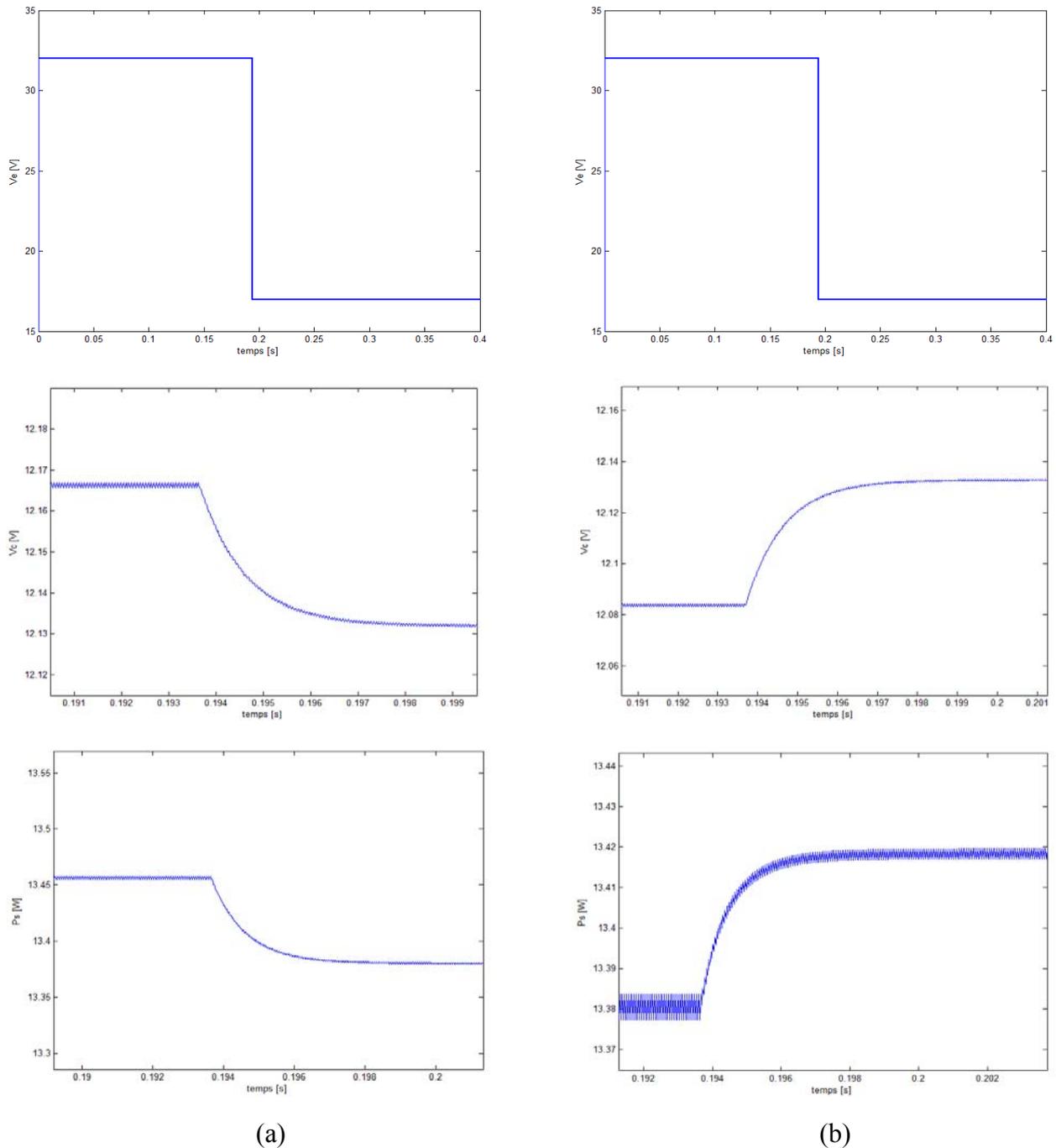


Fig.5.23 Variation de la tension d'alimentation V_e , la tension V_C , et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs.

b. Cas de l'augmentation de la tension d'alimentation

Le même constat en ce qui concerne l'augmentation de la tension au delà de 15 V et les figures (5.24) (a) et (5.24) (b).

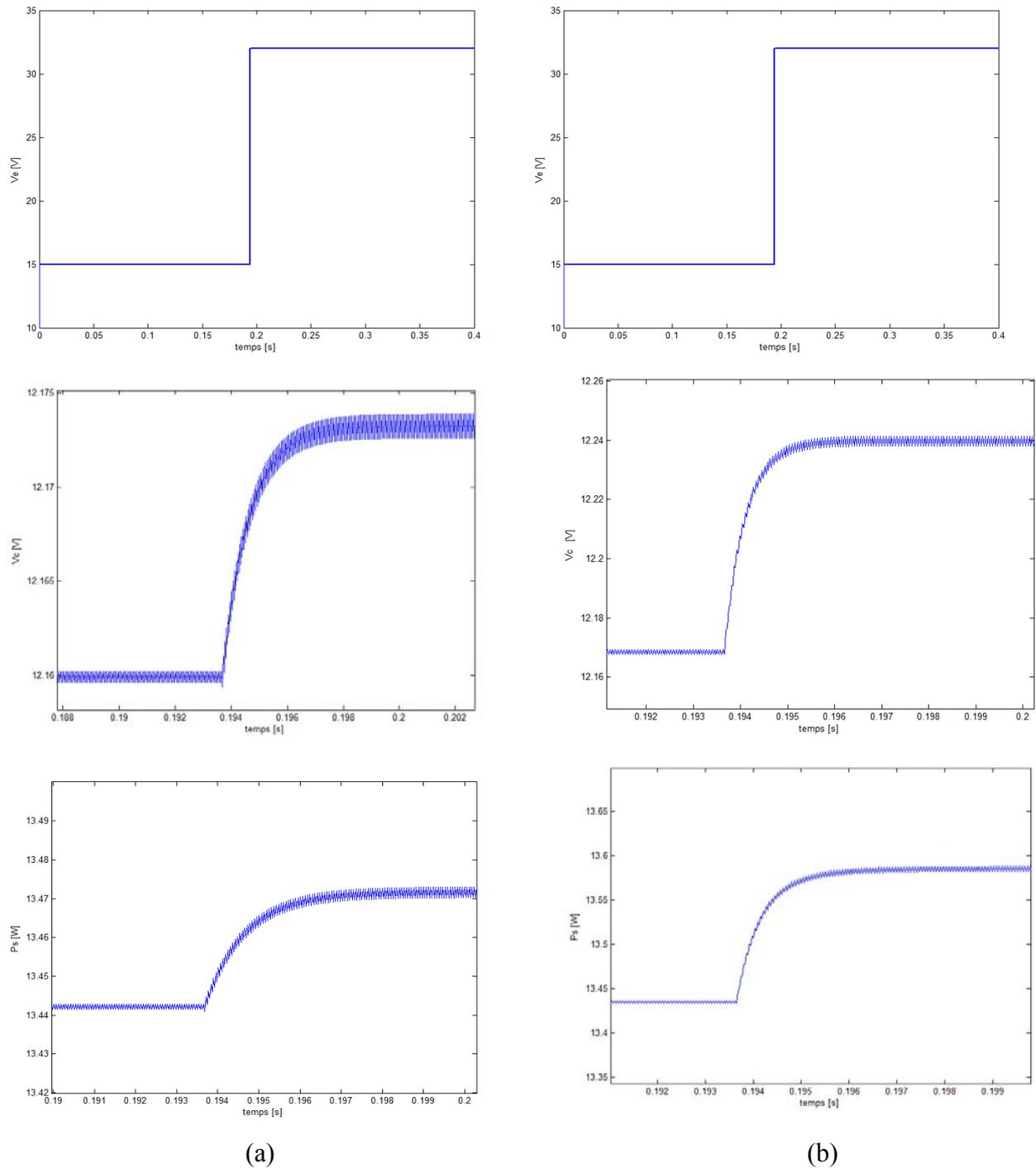


Fig.5.24 Variation de la tension d'alimentation V_e , la tension V_C , et la puissance de sortie P_s , (a) pour le cas de deux convertisseurs identiques, (b) pour le cas de deux différents convertisseurs.

5.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une commande à structure variable de n convertisseurs DC-DC parallèles de type Buck en se limitant dans la simulation à $n = 2$. L'explication de la loi de commande proposée a été suivie de tests de simulation en présence de variations paramétriques et de perturbations de charge et de tension d'entrée et qui peut être étendu en vue de prendre compte des bruits de mesure. Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la structure de la commande tant du point de vue de stabilité que de robustesse par rapport aux variations paramétriques.

En conclusion, on peut dire que malgré le comportement non linéaire du convertisseur, nous avons montré qu'il peut bien se comporter comme une charge résistive et cela grâce à la stratégie de contrôle employée.

Conclusion Générale

Dans cette thèse, et d'une façon générale, nous avons étudié la dynamique et la stabilité d'un convertisseur DC-DC de type Buck autonome (simple) et parallèle à PWM toute en introduisant des techniques de modélisation appropriées. En outre, nous avons développé une commande non-linéaire robuste pour la stabilisation des convertisseurs DC-DC parallèles.

Nous avons commencé par discuter les analyses conventionnelles des convertisseurs DC-DC qui étaient basées sur le modèle moyen et par conséquent ignoraient l'impact de la commutation. Par conséquent, de tels modèles ne peuvent pas prévoir les instabilités locales du système et leurs prévisions des frontières de stabilité ne peuvent pas toujours être précises. En outre, la validité des modèles moyens peut changer avec la fréquence de commutation même pour la même structure topologique. En utilisant le modèle non-linéaire (modèle réel) du convertisseur, on peut étudier d'une manière plus précise la stabilité locale du système. Les mécanismes des instabilités locales, pour le même convertisseur, peuvent changer selon le paramètre de bifurcation et les conditions initiales. Pour le convertisseur Buck, les résultats d'instabilité locale se résument dans une bifurcation supercritique de doublement de période suivie d'un chaos. A rappeler que le modèle moyen ne prévoit pas la frontière de l'instabilité de la période 1 correctement. Tout ça indique bien que le convertisseur DC-DC Buck possède réellement un comportement très compliqué.

Nous avons vu, autour d'applications liées aux VRM (Voltage Regulator Module), que les convertisseurs DC-DC parallèles sont bien adaptés à l'intégration hybride de puissance. Ils permettent 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'augmenter les performances dynamiques du système, d'en faciliter le filtrage et de mieux gérer les pertes et les échanges thermiques. L'inconvénient majeur de ces convertisseurs est l'existence de très fortes ondulations du courant dans chaque module. Il est possible de réduire ces ondulations et d'améliorer les performances des VRMs grâce à l'utilisation d'une commande robuste qui est la commande par mode glissant qui mène à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs et donc à une

amélioration du rendement du convertisseur tout en assurant de bonnes performances dynamiques.

Dans le même contexte général de cette thèse, nous avons approfondi notre étude en analysant l'impact de la variation paramétrique sur la stabilité locale et globale des convertisseurs DC-DC parallèles à PWM. Par l'utilisation de l'analyse de bifurcation, nous avons montré que les convertisseurs parallèles DC-DC sont des systèmes très sensibles aux variations des paramètres tels que la tension d'entrée et la charge. L'analyse de bifurcation est finalement une sorte d'analyse de sensibilité qui repose essentiellement sur la manifestation des événements majeurs (changement du comportement asymptotique) dans le système.

Enfin, nous avons introduit une commande à structure variable de n convertisseurs DC-DC parallèles. La commande par modes de glissement a plusieurs avantages. D'abord, il est facile de concevoir le contrôleur parce que chaque surface de glissement est indépendamment commandée. En tant que tels, l'opération d'un convertisseur parallèle de n cellules n'est pas encombrée (entravée) même si un module échoue. Le contrôleur assure de bons régimes transitoires même avec des variations paramétriques. En raison de l'action intégrale, le contrôleur élimine les erreurs statiques des tensions et des courants. Les intégrateurs de la commande peuvent réduire l'impact des parasites. Les modules de convertisseur peuvent fonctionner en synchronisme ou intercalés. Les résultats de simulation montre les bonnes performances de la structure de la commande, tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse par rapport aux variations paramétriques et aux bruits de mesure.

Pour conclure, ce travail de thèse nous a permis d'aborder, dans sa globalité, les différents aspects liés à l'étude et l'analyse de la stabilité d'un convertisseur multicellulaire parallélisé de faible puissance. Nous avons identifié quelques points critiques, principalement lié à la sensibilité aux variations paramétriques et le taux d'ondulation du courant de sortie qui doivent être mis en considération pour démontrer exactement l'intérêt de ces structures. Un axe de progrès important et assez simple à mettre en évidence serait d'utiliser des commandes robustes assurant ainsi une plus grande fiabilité. Les simulations montrent un bon accord avec les prédictions théoriques. Enfin, de façon plus générale, nous pensons que ce travail peut servir de base de réflexion à l'analyse et à la commande des convertisseurs de puissance DC-AC, AC-AC et AC-DC, en fonction du cahier des charges, tout ou partie d'un certain nombre de module de conversion élémentaire générique.

Le travail réalisé au cours de cette thèse ouvre un certain nombre de perspectives que sont:

- ✓ Introduction d'un filtre actif de compensation appliqué à un convertisseur DC-DC parallèle dont le but d'éliminer les harmoniques et améliorer le facteur de puissance.
- ✓ Une expérimentation de l'association sous l'environnement d'un logiciel de contrôle autour d'un DSP est à envisager pour valider nos résultats de simulation.
- ✓ Il apparaît que la solution d'entrelacement des cellules, sans couplage magnétique, n'est intéressante, par rapport à une solution monophasée, que pour un nombre très limité de phase en parallèle (deux, trois, quatre phases maximum). Par contre, le couplage magnétique permet d'aller plus loin dans le parallélisme.

Bibliographie

A

- [1] Allag A., **A. Hadri Hamida**, S. M. Mimoune, S. Zerouali et M. Féliachi, "Power Loss Analysis In High Frequency Quasi Resonant DC Link Power Conversion For Induction Heating Application", AMSE Journals, vol. 79, no. 2, pp. 73-84, France, Mai, 2006.
- [2] Abed E. H., H. O. Wang, et A. Tesi, "Control of bifurcations and chaos, The Control Handbook (W. S. Levine, ed.)", CRC Press & IEEE Press, Boca Raton, FL, pp. 951-966. 1995.
- [3] Alfayyumi M., Nonlinear dynamics and interactions in power electronic systems, Thèse de master, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1998.
- [4] Alfayyumi M., Nayfeh, A.H., et Boroyevich, D., "Input filter interactions in dc-dc switching regulators", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. 926-932, 1999.
- [5] Abedinpour R., B. Bakkaloglu et S. Kiaei, "A Multistage Interleaved Synchronous Buck Converter With Integrated Output Filter in 0.18 um SiGe Process", IEEE Transactions on Power Electronics, 22(6) :2164-2175, November 2007.

B

- [6] Brogan W. L.: Modern control theory. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632. 1982.
- [7] Bruter C. P., Energie & stabilité, Eléments de philosophie naturelle et d'histoire des sciences, Cours en Mathématique, Paris, 2000.
- [8] Banerjee S. et G. C. Verghese: Nonlinear phenomena in power electronics, Attractors, Bifurcations, Chaos, and Nonlinear control. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2002.
- [9] Benaissa A. et M. K. Fellah, "Commande par mode de glissement d'un convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance", Acta electrotehnica, vol. 47, no. 2, pp. 67-72, 2006.
- [10] Bartolini G., A. Ferrara, A. Levant et E. Usai, "On second order sliding mode controllers", In young, K.D., Ozguner, U.(Eds.), Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control, Lecture notes in control and information sciences , vol. 247, pp. 329–350, London: Springer 1999.

- [11] Bartolini G., A. Pisano et E. Usai "Global stabilization for nonlinear uncertain systems with unmodeled actuator dynamics", IEEE Trans. Automatic Control, Rev., no. 3, pp.1826-1832, 2001.
- [12] Bartolini G., A. Pisano, E. Punta et E. Usai "A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems", International Journal of Control, pp. 892-875, 2003.
- [13] Bouhalli N., Étude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2009.
- [14] Benayache R., Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains: application à un système hydraulique, Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du hainaut-cambrésis, France, 2009.
- [15] Bondarev A. G., S. A. Bondarev, N.Y. Kostyerva et V. I. Utkin. "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and Remote Control, vol.46, no.6, pp.679-684, 1985.
- [16] Boiko I., "Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes", Asian Journal of Control, pp. 892-875, 2003.
- [17] Batarseh, I., Siri, K. et Lee, H., "Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1342-1351, 1994.
- [18] Batarseh, I., Siri, K. et Banda, J., "An alternative approach for improving current sharing in parallel-connected dc-dc converter systems", High Frequency Power Conversion Conference, pp. 17-21, 1994.
- [19] Banda, J. et Siri, K., "Improved central-limit control for parallel-operation of dc-dc power converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1104-1110, 1995.

C

- [20] Cheung C. et Ross O. Staffhorst, "ISL6558EVAL1 - Multi-Phase Power Conversion For Routers and PC Peripherals Up To 100A", Intersil Application Note, An 1029, November 2002.
- [21] Centre d'électronique de puissance, "Investigation of power management issues for next generation microprocessors", VRM Consortium Quarterly Progress Report, (Virginia Tech), September 1999.
- [22] Chen, Q., "Stability analysis of paralleled rectifier systems", International Telecommunications Energy Conference, pp. 35-40, 1995.

[23] Choi, B., Dynamics and control of switching power conversion in distributed power systems, Thèse de doctorat, Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1992.

[24] Choi, B., Cho, B. H., Ridley, R. B. et Lee, F. C., "Control strategy for multimodule parallel converter system", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 225-234, 1990.

D

[25] Deane J. H. B. et Hamill, D. C., "Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 491-498, 1990.

E

[26] Emeyanov S. V, S. V. Korovin et L. V. Levant, "Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, pp. 291-293, 1986.

F

[27] Ferrieux J. P. et F. Forest : Alimentation à découpage, Convertisseur à résonance Principes-composants- modélisation. 3^e édition, Dunod, Paris, 1999.

[28] Floquety T., Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur, Thèse de doctorat, École centrale de Lille, 2000.

[29] Fridman L., "An averaging approach to chattering", IEEE transactions. Automatic Control, Journal, no. 3, pp. 1260 – 1264, 2001.

[30] Ferreira F. A., "Electromagnetic integration, the next frontier in packaging", CDRom, colloque CPES 2001, Virginia Tech, Blacksburg, USA.

G

[31] Goodfellow S. et D. Weiss, "Design power systems around processor specifications", Electron. Design, p. 53–57, Jan. 1997.

[32] Glaser, J. S. et Witulski, A. F., "Application of a constant-output-power converter in multiple-module converter systems", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 909-916, 1992.

[33] Garabandic, D. S., Dunford, W. et Petrovic, T., "Robust decentralized control of parallel dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 911-915, 1998.

H

[34] **Hadri Hamida A.**, A. Allag et S. Zerouali, "Stability and Dynamics of a Buck DC-DC Converter Applied to Distributed Power Systems", Proc. Conf. CEE'2010, pp. 410-414, Batna, Algérie, Oct. 2010.

[35] Huff W. S. et D. Lu, "Enhancement of thermal fatigue reliability of power semi-conductor interconnects using dimple array solder joins", CDRom du congrès PESC 2001, Vancouver.

- [36] Hedel, K., "High-density avionic power supply", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, pp. 615-619, 1980.
- [37] Huang H. W., K. H. Chen et S. Y. Kuo, "Dithering Skip Modulation, Width and dead Time Controllers in Highly Efficient DC-DC Converters for System-On-Chip Applications", IEEE Journal of Solid-States Circuits, 42(11) pp. 2451-2465, Novembre 2007.
- [38] Huth, S., "DC-DC converters in parallel operation with digital load distribution control", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 808-813, 1996.
- [39] Hirschberg, W. J., "Current-sharing of parallel power supplies", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 76-84, 1985.

I

- [40] Intel design, "Voltage Regulator Module (VRM) and Enterprise Voltage Regulator-Down (EVRD) 11.0", Intel Design Guidelines, November 2006.

J

- [41] Jordan, M., "Load share IC simplifies power supply design", High Frequency Power Conversion Conference, pp. 65-76, 1991.
- [42] Jamerson, C., Long, T. et Mullett, C., "Seven ways to parallel a magamp", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 469-474, 1993.
- [43] Jamerson, C. et Mullett, C., "Paralleling supplies via various droop methods", High Frequency Power Conversion Conference, pp. 68-76, 1994.
- [44] Jovanovic, M. M., "A novel, low-cost implementation of democratic load-current sharing of parallel converter modules", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 4, pp. 604-611, 1996.

K

- [45] Kohama, T., Ninomiya, T., Shoyama, M. et Ihara, F., "Dynamic analysis parallel-module converter system with current balance controllers", International Telecommunications Energy Conference, pp. 190-195, 1994.
- [46] Karim O., J.C. Crebier, Ch. Schaeffer et T.Marsala, "Heat transfert coefficient for water cooled heatsink: application for standard power modules cooling at high temperature", CDROM du congrès PESC 2001, Vancouver.

L

- [47] Lautier Ph., Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande: Application à l'onduleur, Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 1998.

- [48] Labben M., B. Braiek, F. Fnaiech et K. Al-Haddad, "Feedback Linearization Control Technique Applied To A Three Phase Shunt Active Power Filter," IEEE-IECON Conf. Rec., pp. 1402-1407, 2003.
- [49] Laghrouche S., M. Smaoui, X. Brun et F. Plestan, "Robust second order sliding mode controller for electro-pneumatic actuator", Proceeding of the 2004 American Contr Conference, pp.5090-5095, Boston, Massachusetts, 2004.
- [50] Li Q. H., L. Geng et Z.-B. Shao, "A Monolithic Low-Power Buck Converter Integrated in CMOS Process", In. IEEE editor, APMC, 2005.
- [51] Levant A., "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control", International journal of control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [52] Lee, C. Q., Siri, K. et Wu, T. F., "Dynamic current distribution controls of a parallel connected converter system", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 875-881, 1991.
- M**
- [53] Mazumder S. K., Alfayyoubi, M., Nayfeh, A. H. et Boroyevich, D., "A theoretical and experimental investigation of the nonlinear dynamics of dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 729-734, 2000.
- [54] Manneville P., "Systèmes dynamiques, bifurcations, chaos" Cours, Laboratoire d'Hydro dynamique, École Polytechnique, France, 1998.
- [55] Maity S., D. Tripathy, T. K. Bhattacharya et S. Banerjee, "Bifurcation Analysis of PWM-1 Voltage- Mode-Controlled Buck Converter Using the Exact Discrete Model", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 54, no. 5, pp. 1120-1130, 2007.
- [56] Mazumder S. K., Nonlinear analysis and control of standalone, parallel DC-DC and parallel multi-phase PWM converters, Thèse de doctorat (PhD), Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 2001.
- [57] Marsden J. E. et M. McCracken: The hopf bifurcation and its applications, Applied mathematical sciences. Volume 19, Springer- Verlag, New York, Inc., 1976.
- [58] Morel H. et B. Allard, "Modélisation et simulation numérique des systèmes analogiques. Villeurbanne: INSA Lyon – CEGELY – Cours DEA. 128 p, 1997.
- [59] Mitter C., "Device considerations for high current, low voltage synchronous buck regulators (sbr)", Wescon / 97, Conference Proceedings, pp. 281–288, 1997.
- [60] Miftakhutdinov R., "Analysis of synchronous buck converter with hysteretic controller at high slew-rate load current transients", Proc. of High Frequency Power Conversion Conference, pp. 55–69, 1999.

[61] Miftakhutdinov R., "Optimal output filter design for microprocessor or DSP power supply", *Analog Applications Journal*, pp. 22–29, August 2000.

[62] Mc Cluskey P., M. Pecht et S. Azaram, "Reducing the time-to-market using virtual qualification", *CDROM du colloque CPES 2000*, Virginia Tech, Blacksburg, USA.

[63] Mammano, B., "Distributed power system", *Unitrode Seminar, SEM-900*, 1993.

O

[64] Orlov Y., L. Alguilar et J.C. Cadiou, "Switched chattering control vs. backlash friction phenomena in electrical servomotors", *International journal on control*, pp. 957-967, 2003.

P

[65] Panov, Y., Rajagopalan, J. et Lee, F. C., "Design-oriented analysis of paralleled dc-dc converters with master-slave current-sharing control", *Proceedings of the Annual Seminar of Virginia Power Electronics Seminar*, pp. 83-89, 1996.

[66] Panov Y. et M. Jovanovic, "Design considerations for 12-V/1.5-V, 50-A voltage regulator modules", in *Proc. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2000*, vol. 1, pp. 39–46, 2000.

[67] Perreault, D. J., Kassakian, J. G. et Verghese, G. C., "Stability analysis of nonlinear current-sharing techniques", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 665- 671, 1997.

[68] Perreault, D. J., Selders, R. L. et Kassakian, J. G., "Frequency based current sharing techniques for paralleled power converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1073-1079, 1996.

[69] Perreault¹, D. J., Selders, R. L. et Kassakian, J. G., "Implementation and evaluation of a frequency-based current-sharing technique for cellular converter systems", *IEEE AFRICON*, pp. 682-686, 1996.

[70] Perkinson, J., "Current sharing of redundant dc-dc converters in high availability systems- a simple approach", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 952- 956, 1995.

R

[71] Ridley, R. B., *Small-signal analysis of parallel power converters*, MS Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1986.

[72] Rajagopalan, J., Xing, K., Guo, Y. et Lee, F. C., "Modeling and dynamic analysis of paralleled dc-dc converters with master-slave current sharing control", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 678-684, 1996.

S

- [73] Slotine J. J., "Sliding Controller Design for Nonlinear Systems", IJC, vol. 02, pp. 421- 434, 1984.
- [74] Slotine J. J., "Adaptive Sliding Controller Synthesis for Nonlinear Systems", IJC, vol. 43, no. 06, pp. 1631- 1651, 1986.
- [75] Stanford E., "Device requirements for low voltage fast transient response regulators used to power future microprocessors and other low voltage logic chips", proceedings of the Sixteenth International High Frequency Power Conversion Conference, pp. 1-10, September 2001.
- [76] Seydel R.: Practical Bifurcation and Stability Analysis, Interdisciplinary applied mathematics. Volume 5, Third edition, Springer, New York, Inc., 2010.
- [77] Siri, K., Analysis and design of distributed power systems, Thèse de doctorat, Department of Electrical Engineering, University of Illinois, Chicago, Illinois, 1991.
- [78] Siri K. et Banda J., "Analysis and evaluation of current- sharing control for parallel connected dc-dc converters taking into account cable resistance", IEEE Aerospace Applications Conference, pp. 29-48, 1995.
- [79] Small, K. T., "Single wire current share paralleling of power supplies", U. S. Patent 4717833, 1988.
- [80] Siri, K. et Truong, C., "Performance limitations of random current-sharing parallel connected converter systems and their solution", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 860-866, 1998.

T

- [81] Tse C. K. et K. M. Adams, "A nonlinear large-signal feedforward-feedback control for two-state dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 722-729, 1991.
- [82] Tse, C. K., "Flip bifurcation and chaos in three-state boost switching regulators", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 41, no. 1, pp. 16-23, 1994.
- [83] Thottuvelil, V.J. et Verghese, G. C., "Stability analysis of paralleled dc-dc converters with active current sharing", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1080- 1086, 1996.
- [84] Thottuvelil, V. J. et Verghese, G. C., "Analysis and control design of paralleled dc-dc converters with current sharing", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 635-644, 1998.

- [85] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. et Mauch, K., "Control of parallel inverters in distributed ac power systems with consideration of line impedance effect", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 131-138, 2000.
- [86] Tomescu, B. et VanLandingham, H. F., "Improved large signal performance of parallel dc-dc converters current sharing using fuzzy logic control", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 867-873, 1998.

U

- [87] Utkin V. I., "sliding mode in control and optimization", Springer –Verlag, Berlin, 1992.
- [88] Utkin V.I., J. Guldner et J. Shi, "Sliding modes control in electromechanical systems", Taylor-Francis, 1999.

W

- [89] Wiggins S.: Introduction to applied nonlinear dynamical systems and chaos. Springer-Verlag, New York, 1990.
- [90] Wu T. F., Siri K. et Banda J., "The central-limit control and impact of cable resistance in current distribution for parallel-connected dc-dc converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 694-702, 1994.
- [91] Wu, T. F., Huang, Y. H., Chen, Y. K. et Liu, Z. R., "A 3C strategy for multimodule inverters in parallel operation to achieve an equal current distribution", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 186-192, 1998.
- [92] Wu, T. F., Siri, K. et Lee, C. Q., "Comparison among three types of dynamic current distribution control strategies" *International Conference on Power Electronics and Motion Control*, pp. 289-294, 1992.
- [93] Wu, T. F., Siri, K., Lee, C. Q. et Burns, J. R., "A fault-tolerant parallel connected power system", *Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, pp. 156-161, 1991.
- [94] Wu1 T. F., Siri K. et Banda J., "The central-limit control and impact of cable resistance in current distribution for parallel-connected dc-dc converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 694-702, 1994.

Z

- [95] Zhang M., M. Jovanovic et F. C. Lee, "Design considerations for low voltage onboard dc/dc modules for next generations of data processing circuits", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 11, p. 328–337, Mar. 1996.
- [96] Zafrany I. et Ben-Yaakov, S., "Average modeling, analysis and simulation of current shared dc-dc converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 640-646, 1998.

Annexe

ANNEXE 1

La distinction super / subcritique est intéressante car les deux bifurcations n'ont pas du tout la même signification [Wiggins, 1990]. En effet, pour des valeurs décroissantes du paramètre, dans le cas de la bifurcation supercritique le système passe continument d'un équilibre "haut" ou "bas" à un équilibre "moyen". Au contraire, dans le cas de la bifurcation subcritique, le système est sur l'équilibre "moyen" et brusquement cet attracteur disparaît et la solution du système saute de manière discontinue vers un autre attracteur ou diverge vers l'infini comme il est montré sur la figure (A.1).

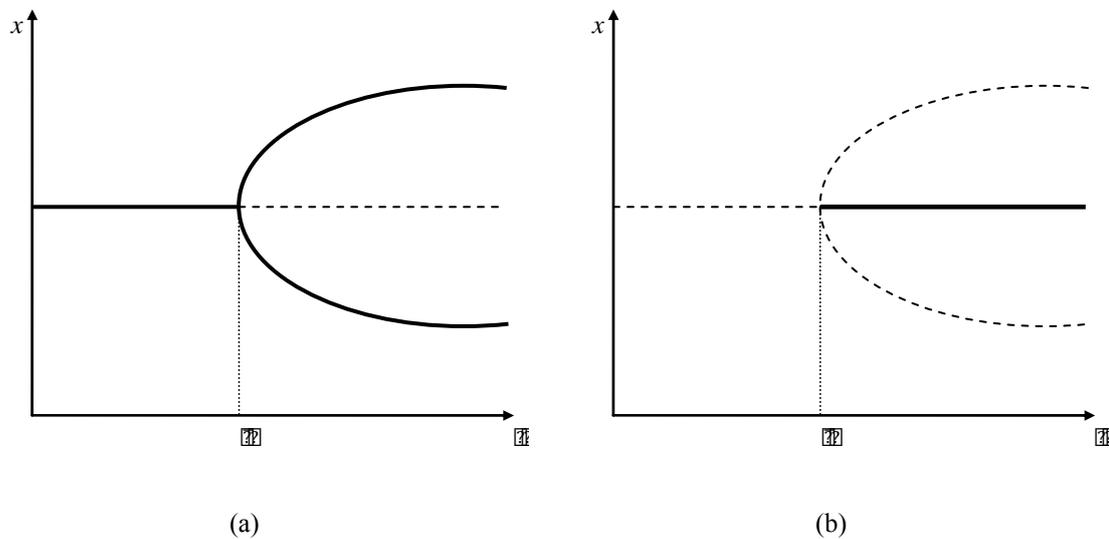


Fig.A.1 Bifurcations pitchfork (a) supercritique et (b) subcritique.

ANNEXE 2

Pour trouver les racines d'une fonction scalaire d'un vecteur X , la méthode de Newton-Raphson est souvent appliquée [Brogan 1982]. On considère que : $f(X) = 0$. Soit $X^{(0)}$ la valeur initiale estimée, donc, on prend la variation :

$$X^{(1)} = X^{(0)} + \delta X^{(0)} \quad (\text{A.1})$$

En utilise les deux premiers termes dans l'expansion de Taylor, on trouve :

$$f(X^{(1)}) = f(X^{(0)} + \delta X^{(0)}) = f(X^{(0)}) + [\nabla_x f|_0]^T \delta X^{(0)} \quad (\text{A.2})$$

Tant que cette équation est nulle, elle donne une équation simple qui n'est pas suffisante pour trouver une solution unique $\delta X^{(0)}$:

$$[\nabla_x f|_0]^T \delta X^{(0)} = -f(X^{(0)}) \quad (\text{A.3})$$

En général, beaucoup de solutions existent, cela dépend de la matrice $[\nabla_x f]^T$. La solution à norme minimale est la suivante :

$$\delta X^{(0)} = -\nabla_x f|_0 \left[(\nabla_x f|_0)^T \nabla_x f|_0 \right]^{-1} f(X^{(0)}) = -\frac{\nabla_x f|_0 f(X^{(0)})}{\|\nabla_x f|_0\|^2} \quad (\text{A.4})$$

Cela pourrait être employé pour développer la formule itérative suivante :

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \frac{\nabla_x f|_k f(X^{(k)})}{\|\nabla_x f|_k\|^2} \quad (\text{A.5})$$

ANNEXE 3

Tableau.A.1 Les paramètres du circuit.

<i>Tension d'entrée</i>	[V]	15 ÷ 40
<i>Fréquence de commutation " f "</i>	[Hz]	$2.5 * 10^3$
<i>Inductance</i>	[H]	$20 * 10^{-3}$
<i>Capacité</i>	[μF]	47
<i>Résistance interne de l'inductance</i>	[Ω]	0,022
<i>Résistance interne de la capacité</i>	[Ω]	0,022
<i>Tension de référence</i>	[V]	12
<i>Résistance de la charge</i>	[Ω]	22
K_p		0.912
T_i		$14 * 10^{-3}$
T_d		$4.5 * 10^{-6}$