

Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département de Génie Electrique

Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم: الهندسة الكهربائية

المرجع: 2015./

Thèse présentée en vue de l'obtention

Du diplôme de

Doctorat

Spécialité : Génie Electrique

**Convertisseurs Basse Tension (42V, 540V); Application
Source Hybride Utilisant Une Pile à Combustible**

Présentée par :

SAADI Ramzi

Soutenue publiquement le **11/03/2015**

Devant le jury composé de :

Kamel SRAIRI	Professeur	Université de Biskra	Président
Mebarek BAHRI	Professeur	Université de Biskra	Rapporteur
Mohamed Yacine AYAD	Maitre de Conférence	UTBM, France	Co- Rapporteur
Ammar MOUSSI	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Med Toufik BENCHOUIA	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Mourad HOUABES	Professeur	Université de Annaba	Examineur
Hocine LABAR	Professeur	Université de Annaba	Examineur

Résumé

Les piles à combustible sont des sources d'énergie prometteuses dans les applications de véhicules électriques et la production décentralisée. Cependant, une pile à combustible a une faible tension de sortie et une réponse lente en raison de la dynamique de ses auxiliaires. Pour cette raison, un convertisseur DC / DC est nécessaire pour élever cette tension à quelques centaines de volts afin de pouvoir alimenter nos charges. Ce travail concerne l'étude, le dimensionnement et la commande d'un convertisseur basse tension DC / DC non isolé avec un rapport de transformation élevé pour les applications pile à combustible . Le convertisseur proposé se compose de deux étages de convertisseurs non isolés DC / DC en cascade. Le premier étage est un convertisseur élévateur entrelacé et le deuxième est un convertisseur double « dual BOOST »entrelacé . Le choix de chaque convertisseur est basé sur les pertes et le rendement de celui-ci, avec une tension de sortie élevée et une faible ondulation du courant d'entrée. La commande du convertisseur est assurée par une commande à deux boucles qui contient initialement une boucle de tension avec un régulateur linéaire PI et une boucle rapide de courant avec un régulateur non linéaire par mode glissant pour les deux convertisseurs en cascade, puis la boucle de régulation de tension du premier étage est remplacée par une boucle d'énergie basé sur la notion de platitude.

Enfin un banc d'essai à puissance réduite a été réalisé, dans un environnement d'une carte dSPACE1104 au laboratoire MSE afin de valider le fonctionnement du convertisseur et les stratégies de commande proposées.

MOTS CLES:

Convertisseur basse tension continu-continu, convertisseur en cascade, IBC, IDDB, ondulation de courant, pile à combustible, platitude, mode glissant.

Abstract

Fuel cells are an attractive energy resource in electric vehicle applications and distributed generation. However, usually a fuel cell has low output voltage and slow response due to the dynamic of its auxiliaries. For this reason, a DC/DC converter is required to set up the low voltage to a few hundred volts to supply load. This work deals with the study, design and the control of a non-isolated DC/DC converter with high voltage for fuel cell applications. The proposed converter consists of two cascade stages non-isolated DC/DC converters. The first stage is an interleaved boost converter and the second is a Double dual interlaced BOOST. The choice of each converter is based on the losses and the efficiency of the converter with high output voltage and small input current ripple. The control of the converters is ensured by dual loop control that contains initially a voltage loop with a linear PI controller and a fast current loop with a non-linear sliding controller for both converters then the voltage loop of the first stage is replaced by energy loop based on the concept of the flatness.

Finally, a small power test bench is realized based on a dSPACE-1104 in the MSE laboratory in order to validate the converter operation and the proposed control strategies

KEYWORDS:

Low voltage DC-DC converter, cascade converter, IBC, IDDB, ripple current, fuel cell , flatness, sliding mode.

ملخص

خلايا الوقود هي مصدر للطاقة مثير للاهتمام في تطبيقات السيارات الكهربائية ومحطات التوليد. ومع ذلك، خلايا الوقود لديها انتاج جهد منخفض واستجابة بطيئة بسبب ديناميكية الدورات الخارجة المساعدة لها. لهذا السبب، لابد من محول للجهد مستمر مستمر لرفع الجهد المنخفض من عدة مئات من الفولت لتشغيل الحمل. هذا العمل يهدف الى دراسة وتصميم وكذلك السيطرة على محول جهد منخفض مستمر مستمر من النوع الغير معزول مع نسبة تحويل عالية لتطبيقات خلايا الوقود. المحول المقترح يتكون من طابقين متسلسلين من محولي جهد مستمر مستمر من النوع الغير معزول. الطابق الاول يتكون من محول جهد مستمر مستمر من نوع entrelacé اما الطابق الثاني فانه من نوع double dual boost entrelacé.

يستند اختيار كل محول على الضياعات و مردود التحويل مع ضمان تحويل مرتفع و تموج تيار المدخل منخفض. يتم التحكم بالمحول المقترح بواسطة حلقة تحكم مزدوجة تحتوي في البداية على حلقة تحكم بالجهد خطية من نوع PI وحلقة سريعة للتحكم بالتيار غير خطية من نوع الوضع عبر الانزلاق للتحكم لكلا الطابقين للمحول المقترح بعد ذلك الحلقة الخطية للتحكم بالجهد بالنسبة للطابق الاول استبدلت بحلقة للتحكم بالطاقة مبنية على اساس فكرة التسطیح. اخيرا انجزنا طاولة مخبرية مع قوة منخفضة بواسطة بطاقة رقمية dSPACE في مخبر MSE للتأكد من صحة عمل المحول المقترح و استراتيجيات التحكم المقترحة.

Remerciement

*Je tiens premièrement à remercier avec prosternation, **Allah** le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour terminer ce travail.*

Cette thèse est le résultat de l'engagement de plusieurs personnes qui m'ont accompagné dans ce passionnant parcours. Je voudrais profiter de leur exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance.

*Je tiens tout d'abord à remercier sincèrement mon Directeur de thèse, le Professeur **Mebarek BAHRI** et mon co-directeur, le Docteur **Mohamed Yacine AYAD** et le responsable de la formation le Professeur **Abdennacer ABOUBOU** pour avoir dirigé mes travaux de recherche ainsi que pour leurs disponibilités, leur patience et leurs précieux conseils.*

*J'adresse mes sincères remerciements au Professeur **Kamel SRAIRI** pour avoir accepté d'être le président de mon jury .*

*Je tiens également à remercier vivement les membres de jury à savoir : les professeurs **Ammar MOUSSI**, **Mohamed Toufik BENCHOUIA**, **Mourad HOUABES** et **Hocine LABAR** pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse.*

*Ma gratitude s'exprime pour Monsieur **Mohamed BECHERIF**, HDR à l'université de technologie Belfort-Montbéliard pour ses directives scientifiques ainsi que ses qualités humaines. Je le remercie de m'avoir accueilli au sein du laboratoire FCLAB.*

*J'aimerais ici remercier aussi mes collègues et les membres du laboratoire LMSE et LGEB de Biskra spécialement **Messaoud, Okba , Ilyes , Abdelouahab , Aïcha** et mes collègues de promotion ainsi que les ingénieurs et techniciens des laboratoires pédagogiques du département de Génie électrique. Comme je remercie tous les membres du laboratoire FCLab en France pour leurs bienveillances, gentillesse et aides.*

Enfin, je me permets d'adresser ce remerciement à ma très chère famille à qui je dédie ce travail. Merci à mes parents qui m'ont toujours soutenu et m'ont accompagné, tout au long de ce chemin, Je tiens également à remercier tous mes frères et sœurs et mes amis pour leur encouragement.

Sommaire

Introduction générale	14
Chapitre 1 : Généralité sur la pile à combustible.....	14
1.1 Introduction	14
1.2 Historique et principe de fonctionnement	14
1.3 Les différents types de piles à combustible	16
1.4 La pile à membrane polymère (PEMFC)	18
1.4.1 Constitution d'une pile PEMFC	19
1.5 Système pile à combustible	21
1.5.1 Circuit d'alimentation en hydrogène (reformeur)	22
1.5.2 Circuit d'alimentation en hydrogène	23
1.5.3 Circuit d'humification	23
1.5.4 Système de refroidissement	24
1.5.5 Convertisseur statique :	25
1.5.6 Système de contrôle – commande.....	25
1.6 Comparaison entre la pile à combustible et d'autres sources d'énergies	25
1.7 Avantages et inconvénients des piles à combustible	26
1.8 Applications des piles à combustibles	27
1.8.1 Applications portables	28
1.8.2 Applications stationnaires	28
1.8.3 Applications dans le transport.....	29
1.9 Modélisation de pile PEM	30
1.9.1 Modèle de Larminie et Dicks.....	31
1.9.2 Modèle d'Amphlett et al	33
1.9.3 Modèle de Chamberlin-kim	34
1.10 Conclusion.....	36

Chapitre 2 : Convertisseur basse tension pour application pile à combustible.....	38
2.1 Introduction	38
2.2 Convertisseurs statiques basse tension continu-continu isolé	39
2.2.1 Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique	39
2.2.2 Convertisseur isolé avec transformateur symétrique	42
2.2.3 Convertisseur isolé en demi pont avec circuit passive commun de Clamping (Common Passive-Clamp)	47
2.2.4 Convertisseur Isolé bidirectionnel avec circuit passive commun de Clamping.....	48
2.2.5 Convertisseur « Flyback » avec Interrupteur Résonant	49
2.2.6 Convertisseur isolé en pont complet avec circuit actif commun de Clamping (Common Active-Clamp)	49
2.2.7 Convertisseurs Continu-Continu Isolés à résonance.....	50
2.2.8 Convertisseurs Continu-Continu Isolés V_6	51
2.3 Convertisseurs statiques basse tension continu-continu non-isolé.....	52
2.3.1 Convertisseur élévateur BOOST.....	52
2.3.2 Convertisseur abaisseur-élévateur « BUCK-BOOST ».....	55
2.3.3 Convertisseur « BOOST » en cascade	57
2.3.4 Convertisseur « BOOST » entrelacé (IBC).....	58
2.3.5 Convertisseur « BOOST » à trois niveaux.....	63
2.3.6 Convertisseur Double « BOOST Dual » entrelacé (IDDB).....	68
2.4 Conclusion	74
Chapitre 3 : Choix et dimensionnement du convertisseur	76
3.1 Introduction	76
3.2 Structure et caractéristiques du convertisseur proposé.....	76
3.3 Choix de la structure du deux Convertisseurs	77
3.3.1 Les pertes dans les convertisseurs DC/DC	79

3.4 Dimensionnement du convertisseur proposé.....	94
3.5 Conclusion.....	97
Chapitre 4 : Modélisation, commande de la convertisseur	99
4.1 Introduction	99
4.2 Modélisation de chaque étage du convertisseur proposé	99
4.3 Stratégie de commande du convertisseur proposé.....	103
4.3.1 La commande avec deux boucles.....	103
4.3.2 Boucle de régulation d'énergie de convertisseur entrelacé.....	109
4.4 Validation expérimentale.....	115
4.4.1 Description du banc d'essai expérimental	116
4.4.2 résultats expérimentaux.....	120
4.5 Conclusion.....	133
Conclusion générale et Perspectives	135

Liste des figures

Figure 1-1	Expérience de Sir W. Grove en 1839.	14
Figure 1-2	Fonctionnement de principe d'une pile à combustible.	15
Figure 1-3	Classification différents types de pile à combustible en fonction de la température.	17
Figure 1-4	Exemple d'assemblage d'une cellule élémentaire.	19
Figure 1-5	Un système à pile à combustible avec ses principaux auxiliaires.	22
Figure 1-6	Diagramme de Ragone pour divers dispositifs d'énergie.	26
Figure 1-7	Pile à combustible au méthanol Ultracell.	28
Figure 1-8	Unité de Pile à combustible.	29
Figure 1-9	Tucson ix 35 de Hyundai Motor Group.	30
Figure 1-10	Caractéristique statique de pile PEM.	31
Figure 1-11	Pile PEM NEXA Ballard 1.2 KW.	35
Figure 1-12	Caractéristique statique simulé et mesuré de la pile NEXA 1.2KW.	36
Figure 2-1	Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique : (a) Flyback ; (b) Forward.	40
Figure 2-2	Forme d'onde en mode de convertisseur flyback.	41
Figure 2-3	Forme d'onde en mode de convertisseur Forward.	42
Figure 2-4	Convertisseurs continu-continu avec transformateur symétrique: (a) demi pont ; (b) pont complet ; (c) push pull.	43
Figure 2-5	Formes d'ondes d'un convertisseur en demi-pont.	44
Figure 2-6	Formes d'ondes d'un convertisseur en pont complet.	45
Figure 2-7	Formes d'ondes de convertisseur de type push-pull.	46
Figure 2-8	Convertisseur isolé en demi pont avec Circuit passive Commun de Clamping.	47
Figure 2-9	Convertisseur Isolé Bidirectionnel avec Circuit passive Commun de Clamping.	48
Figure 2-10	Convertisseur « Flyback » avec Interrupteur Résonant.	49
Figure 2-11	Convertisseur isolé en pont complet avec Circuit actif Commun de Clamping.	50
Figure 2-12	Convertisseurs Continu-Continu Isolés à résonance.	51
Figure 2-13	Convertisseurs Continu-Continu Isolés V6.	51
Figure 2-14	Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur BOOST en CCM.	54
Figure 2-15	Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur BUCK-BOOST en CCM.	56
Figure 2-16	Convertisseur BOOST en cascade.	58
Figure 2-17	Convertisseur BOOST entrelacé à 2 branches.	59
Figure 2-18	Commande des transistors de IBC.	59
Figure 2-19	Courants dans les inductances de IBC.	
Figure 2-20	Courant de la source de IBC.	60

Figure 2-21	Tension aux bornes d'un transistor de IBC.....	60
Figure 2-22	Courant aux bornes d'un transistor de IBC.....	60
Figure 2-23	Tension aux bornes d'un diode de IBC.....	60
Figure 2-24	Courant aux bornes d'un diode de IBC.....	60
Figure 2-25	Commande des transistors de IBC.	61
Figure 2-26	Courants dans les inductances de IBC.....	61
Figure 2-27	Courant de la source de IBC.....	61
Figure 2-28	Tension aux bornes d'un transistor de IBC.. .	61
Figure 2-29	Courant aux bornes d'un transistor de IBC.....	61
Figure 2-30	Tension aux bornes d'un diode de IBC.....	62
Figure 2-31	Courant aux bornes d'un diode de IBC.....	62
Figure 2-32	Convertisseur BOOST à trois niveaux.	64
Figure 2-33	Commande des transistors de BOOST à trois niveaux.	64
Figure 2-34	Courants dans l' inductances de BOOST à trois niveaux.	65
Figure 2-35	Tension aux bornes d'un transistor.....	65
Figure 2-36	Courant aux bornes d'un transistor	65
Figure 2-37	Tension aux bornes des capacité	65
Figure 2-38	Tension de sortie de BOOST.....	65
Figure 2-39	Commande des transistors de BOOST à trois niveaux.	66
Figure 2-40	Courants dans l' inductances de BOOST à trois niveaux.	66
Figure 2-41	Tension aux bornes d'un transistor.....	66
Figure 2-42	Courant aux bornes d'un transistor	66
Figure 2-43	Tension aux bornes des capacité	67
Figure 2-44	Tension de sortie de BOOST.....	67
Figure 2-45	Convertisseur double BOOST dual entrelacé IDDB.....	69
Figure 2-46	Commande des transistors de IDDB.	69
Figure 2-47	Courant dans le IDDB.....	69
Figure 2-48	Courant de la source.	69
Figure 2-49	Tension et Courant d'un transistor de IDDB.	70
Figure 2-50	Tension et Courant d'un diode de IDDB.	70
Figure 2-51	Tension de sortie et tension aux bornes les capacités.....	70
Figure 2-52	Commande des transistors de IDDB.	70
Figure 2-53	Courant dans le IDDB.	71
Figure 2-54	Courant de la source	71
Figure 2-55	Tension et Courant d'un transistor de IDDB	71
Figure 2-56	Tension et Courant d'un diode de IDDB.....	71
Figure 2-57	Tension de sortie et tension aux bornes les capacités.....	71
Figure 3-1	Structure de convertisseur en cascade proposé.....	76
Figure 3-2	(a) structures BOOST entrelacé, (b) structure BOOST à trois niveaux, (c) structure double dual BOOST entrelacé.....	78
Figure 3-3	Schéma équivalent série – parallèle de condensateur.....	83
Figure 3-4	Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=20v$ et $V_s=90v$	90

Figure 3-5	Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=20v$ et $V_s=90v$	90
Figure 3-6	Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=90v$ et $V_s=250v$	91
Figure 3-7	Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=90v$ et $V_s=250v$	92
Figure 3-8	Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=200v$ et $V_s=600v$	93
Figure 3-9	Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=200v$ et $V_s=600v$	93
Figure 3-10	Structure du convertisseur proposé.	94
Figure 4-1	Structure du convertisseur étudié.	100
Figure 4-2	L'architecture de la stratégie de commande.....	104
Figure 4-3	Variations de charge de 57 ohms à 67 ohms.	107
Figure 4-4	Tension de sortie de 1 ^{er} étage (IBC).....	107
Figure 4-5	(a): Courant de référence de IBC ; (b): Courant dans les inductances de IBC..	107
Figure 4-6	(a): Tension aux bornes des capacités de IDDB; (b): Tension de sortie du 2 ^{ème} étage (IDDB)	108
Figure 4-7	(a): Courant de référence de IDDB ; (b): Courant dans les inductances de IDDB.....	108
Figure 4-8	Génération de la trajectoire de référence	112
Figure 4-9	Architecture de stratégie de commande de convertisseur IBC.....	113
Figure 4-10	Trajectoires de sortie plate et sa référence.....	114
Figure 4-11	Tension de sortie du 1 ^{er} étage (IBC) utilisant la boucle d'énergie.	114
Figure 4-12	(a): Tension aux bornes des capacités de IDDB; (b): Tension de sortie de 2 ^{ème} étage (IDDB) utilisant la boucle d'énergie.....	114
Figure 4-13	(a): Courant de référence de IBC ; (b): Courant dans les inductances de IBC utilisant la boucle d'énergie.....	115
Figure 4-14	(a): Courant de référence de IDDB ; (b): Courant dans les inductances de IDDB utilisant la boucle d'énergie.....	115
Figure 4-15	Banc d'essai expérimentale.....	116
Figure 4-16	Capteur de courant.....	117
Figure 4-17	Capteur de Tension.....	117
Figure 4-18	Schéma de la carte DS1104.....	118
Figure 4-19	Schéma synoptique de carte d'interface.....	118
Figure 4-20	Carte d'interface réalisé.	119
Figure 4-21	Driver SKHI22 de SEMIKRON.....	119
Figure 4-22	Evolution des courants des inductances L11 et L12 après variation de courant de référence de 1 à 0.5A et inversement	120
Figure 4-23	Evolution des courants des inductances L11 et L12 après variation de courant de référence de 1 à 2A et inversement.	121
Figure 4-24	Evolution des courants des inductances L21 et L22 après variation de courant de référence de 1.5 à 1A et inversement.	121

Figure 4-25	Evolution des courants des inductances L21 et L22 après variation de courant de référence de 1.5 à 2A et inversement.	121
Figure 4-26	Validation de commande à deux boucles pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).	122
Figure 4-27	Validation de commande à deux boucles pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).	122
Figure 4-28	Validation de commande à deux boucles pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).	123
Figure 4-29	Validation de commande à deux boucles pour augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).	123
Figure 4-30	Validation de commande à deux boucles pour augmentation de charge avec 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).	124
Figure 4-31	Validation de commande à deux boucles pour augmentation de charge avec 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).	124
Figure 4-32	Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 55V	125
Figure 4-33	Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 35V	125
Figure 4-34	Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension de sortie de 150 à 130V	125
Figure 4-35	Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension de sortie de 150 à 180V	126
Figure 4-36	Validation de la deuxième commande pour la diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).	127
Figure 4-37	Validation de la deuxième commande pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).....	127
Figure 4-38	Validation de la deuxième commande avec diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).	127
Figure 4-39	Validation de la deuxième commande avec diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (l'énergie et l'énergie de référence).	128
Figure 4-40	Validation de la deuxième commande pour une augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).	128
Figure 4-41	Validation de la deuxième commande pour augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).	128
Figure 4-42	Validation de la deuxième commande pour augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).	129
Figure 4-43	Validation de la deuxième commande pour augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (l'énergie et l'énergie de référence). .	129
Figure 4-44	Validation de la deuxième commande pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 55V	130

Figure 4-45	Validation de la deuxième commande pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 55V	130
Figure 4-46	Validation de commande à deux boucle pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 35V	130
Figure 4-47	Validation de commande à deux boucle pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 35V	131
Figure 4-48	Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 130V	131
Figure 4-49	Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 130V	132
Figure 4-50	Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 180V	132
Figure 4-51	Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 180V	132

Introduction générale

Introduction générale

Notre travail qui a été réalisé au LMSE (Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques à l'Université Mohamed KHIDER Biskra (UMKB), consiste en la conception, l'analyse et l'implémentation ainsi que la commande d'un convertisseur de puissance basse tension DC-DC (42V/540v) pour les applications pile à combustible.

La croissance de la consommation énergétique accompagnée d'une augmentation de la concentration des gaz à effet de serre dans l'atmosphère ainsi que l'épuisement inéluctable des ressources fossiles, attendu vers la fin de ce siècle sont à la base de l'orientation vers une source, ou méthode de production d'énergie renouvelable et écologique (énergie solaire, énergie hydraulique, éolienne, géothermie...). Pour cela, entreprises, centres de recherche et universités s'orientent actuellement vers des solutions autour des piles à combustible et ceci dans différents secteurs (électronique, téléphones portables, véhicules, avionique, production stationnaire d'électricité, chauffage...) et investissent dans le développement de cette technologie qui présente un faible taux d'émission de gaz polluant.

Une pile à combustible est un dispositif qui convertit l'énergie chimique directement en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique. Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible est décrit par une réaction chimique d'oxydoréduction. Cette réaction fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur. Parmi les technologies existantes, la pile à combustible à membrane d'échange de protons bien connue sous le nom de Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC), est l'une des technologies les plus prometteuses pour la production d'énergie dans les applications embarquées, en raison d'une densité d'énergie élevée, haut rendement et d'une faible température de fonctionnement, lui permettant un démarrage plus rapide par rapport aux autres types. Cependant, certaines contraintes sont toujours en attente, en particulier sa dynamique lente et sa faible tension produite en sortie. En conséquence, un convertisseur DC/DC est non seulement nécessaire pour élever cette tension jusqu'au niveau de tension du bus DC, mais également pour le conditionnement de la tension de sortie de la pile qui varie fortement avec la charge et pour la réduction de l'ondulation du courant.

Le but de notre travail est d'étudier la conception et la commande d'un convertisseur basse tension DC/DC utilisé pour connecter une pile PEMFC (42V / 120A) à un DC bus de 540V présentant une faible ondulation de courant d'entrée ainsi qu'une faible ondulation tension de sortie, puis valider les lois de commande expérimentalement avec un banc d'essai à puissance réduite.

Organisation de la thèse

Cette thèse est structurée en une introduction générale, quatre chapitres et une conclusion générale.

Dans le premier chapitre, nous commençons par des généralités sur les piles à combustible, spécialement la pile PEMFC, puis nous présenterons les différents circuits auxiliaires du système pile à combustible, nécessaire à son fonctionnement. Enfin nous terminerons le chapitre par une modélisation de la pile, basé sur un modèle statique de Larminie et Dicks.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse et la présentation des convertisseurs basse tension, isolé et non-isolé, pour les applications pile à combustible. Nous nous intéresserons ensuite aux convertisseurs basse tension, non-isolé, permettant de réduire l'ondulation du courant d'entrée ainsi que l'ondulation de la tension de sortie, sachant que ces convertisseurs possèdent un rapport d'élévation élevé.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons le schéma du convertisseur en cascade proposé, puis nous choisirons le convertisseur de chaque étage, sur la base du calcul des pertes et du rendement. Enfin, nous terminerons ce chapitre par le dimensionnement du convertisseur basse tension proposé.

Le dernier chapitre contiendra la modélisation et la commande du convertisseur en cascade proposé, deux stratégies de commande sont présentées ; une commande à deux boucles avec un régulateur de tension de type PI et un régulateur de courant par mode glissant pour les deux étages. Dans la deuxième stratégie, la boucle de tension du premier étage a été remplacée par une boucle d'énergie basée sur la notion de platitude. Enfin les stratégies de commande sont simulées sur Matlab-Simulink, puis validées par une expérimentation sur un banc d'essai à puissance réduite, au sein du laboratoire MSE.

Enfin, une conclusion générale résumant le travail, suivie de quelques perspectives pouvant s'inscrire dans la suite de ce travail.

Chapitre 1

Généralités sur la pile à combustible

1.1 Introduction

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter brièvement dans la première partie, le principe des différents types de pile à combustible et leurs principales caractéristiques, ainsi que leur avantages et inconvénients. Puis nous mettrons l'accent sur le principe de la pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEM) et finir par le système complet avec l'ensemble des auxiliaires nécessaires.

Dans la deuxième partie, un modèle statique de pile type PEMFC est présenté, puis validé expérimentalement avec une pile à combustible de la société Ballard (NEXA 1.2KW) au sein du laboratoire FCLAB.

1.2 Historique et principe de fonctionnement

Le principe de la pile à combustible (PAC) a été découvert par Sir William Grove. Celui-ci expérimente en 1839 la première cellule électrochimique (figure 1.1) fonctionnant avec de l'hydrogène comme carburant et des électrodes de platine poreux en milieu d'acide sulfurique, mettant ainsi en évidence la possibilité de produire du courant électrique par conversion directe de l'énergie chimique du combustible[1]. Il a appelé ce dispositif une batterie à gaz.

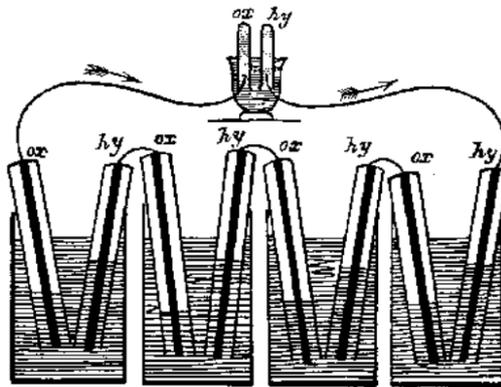


Figure 1-1 Expérience de Sir W. Grove en 1839[2].

La PAC a connu une renaissance au début des années 60 lorsqu'un nouvel organisme gouvernemental des USA, la "National Aeronautics and Space Administration" (NASA), cherchait comment produire de l'énergie pour les vols spatiaux. La NASA avait déjà éliminé, premièrement les batteries, car elles étaient trop lourdes, deuxièmement l'énergie solaire car elle était trop chère et enfin l'énergie nucléaire car trop risquée, et cherchait une source alternative. La PAC est apparue comme une solution

possible. La NASA a alors attribué un certain nombre de contrats de recherche pour développer cette solution. Cette recherche a amené au développement de la première membrane échangeuse de protons ou "membrane d'électrolyte polymère"[3].

Depuis la fin des années 80 - début des années 1990, de nombreux acteurs s'y intéressent de nouveau : entreprises, centres de recherche, universités et gouvernements. Des prototypes ont été réalisés : véhicules, chargeurs de batterie de portable, systèmes de génération de chaleur et d'électricité, mais les piles sont encore une technologie en développement.

La pile à combustible est un système électrochimique (générateur d'énergie) qui convertit directement l'énergie chimique d'une réaction d'oxydation d'un combustible en énergie électrique. A la différence des moyens traditionnels de production de l'énergie, son rendement ne dépend pas du cycle de Carnot. Par ailleurs, le combustible est fourni en continu à la différence des piles traditionnelles (piles au Zinc). On peut ainsi obtenir du courant de façon continue.

Comme dans une batterie, la cellule élémentaire est constituée de 3 éléments : deux électrodes séparées par un électrolyte (solide ou liquide). L'une des électrodes (anode) est alimentée par un combustible (hydrogène, méthanol,...), l'autre (cathode) par un comburant (oxygène). L'électrolyte assure la diffusion d'un ion intermédiaire de la réaction d'oxydation du combustible (figure 2.1), la diffusion électronique étant assurée dans le circuit métallique de la pile produisant ainsi un travail électrique.

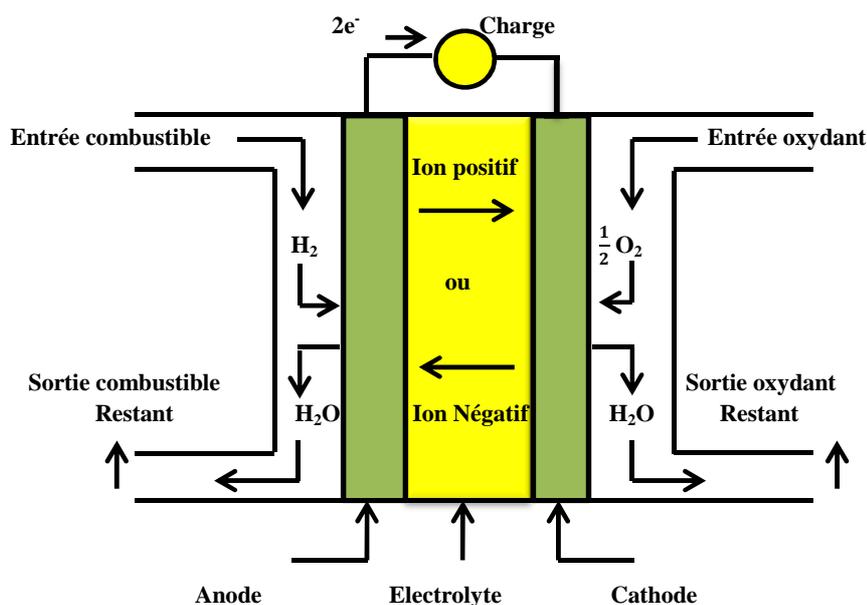


Figure 1-2 Fonctionnement de principe d'une pile à combustible.

Une caractéristique fondamentale des piles à combustible est que la charge électrique détermine le taux de consommation d'hydrogène et d'oxygène. Les gaz sont fournis à l'anode, pour l'hydrogène et à la cathode, pour l'oxygène. Ainsi, la structure d'une pile à combustible comporte des arrivées de gaz des deux côtés de l'électrolyte[4, 5].

Certains PAC fonctionnent à haute température, d'autres à basse température, les types d'électrolytes utilisées peuvent être solides ou liquides. Les piles à combustible fonctionnant à basse température tendent à exiger des catalyseurs en métal noble, typiquement du platine, destiné à améliorer les réactions aux électrodes. La plupart des piles à combustible avec un électrolyte solide et fonctionnent à basse température sont destinées aux applications automobiles.

Enfin une pile à combustible peut fonctionner avec une variété de carburants et d'oxydants. le carburant le plus efficace reconnu est l'hydrogène parce qu'il a une plus haute réactivité électrochimique que les autres carburants, tels que les hydrocarbures ou les alcools. Et l'oxygène est l'oxydant par excellence en raison de sa haute réactivité et son abondance dans l'air[6].

1.3 Les différents types de piles à combustible

En règle générale, les différents types des piles à combustible sont classées, d'une part selon la nature de leur électrolyte et d'autre part selon le niveau de leur température de fonctionnement, leur architecture et les domaines d'application dans lesquels chaque type peut être utilisé[7]. Il existe actuellement six types de piles à combustible :

- Les piles à membranes polymère échangeuse de protons (PEMFC ProtonExchange Membranes Fuel Cell)
- Les piles au méthanol direct (DMFC Direct Methanol Fuel Cell)
- Les piles à acide phosphorique (PAFC Phosphoric Acid Fuel Cell)
- Les piles alcalines (AFC Alkaline Fuel Cell)
- Les piles à oxydes solides (SOFC Solid Oxide Fuel Cell)
- Les piles à carbonates fondus (MCFC Molten Carbonate Fuel Cell)

La figure 1.3 représente une classification des différents types de pile à combustible en fonction de la température ; le tableau 1.1 récapitule les différents types de piles et leurs caractéristiques respectives.

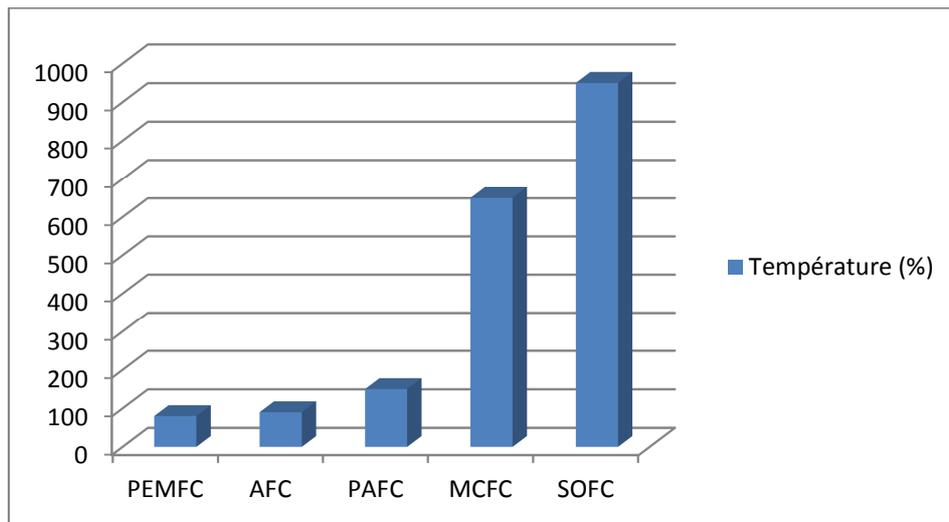


Figure 1-3 Classification différents types de pile à combustible en fonction de la température.

Type de pile	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Nom	Alkaline Fuel Cell	Polymer Exchange Membrane Fuel Cell	Direct Methanol Fuel cell	Phosphoric Acid Fuel Cell	Molten Carbonate Fuel Cell	Solid Oxide Fuel Cell
Electrolyte	Solution KOH	Membrane polymère conductrice de protons	Membrane polymère conductrice de protons	Acide phosphorique	Li ₂ CO ₃ et KCO ₃ fondu dans une matrice LiAlO ₂	ZrO ₂ et Y ₂ O ₃
Ions dans l'électrolyte	OH ⁻	H ⁺	H ⁺	H ⁺	CO ₃ ²⁻	O ²⁻
Niveau de température	60-80°C	60-100°C	60-100°C	180-220°C	600-660°C	700-1000°C
Combustible	H ₂	H ₂ (pur ou reformé)	Méthanol	H ₂ (pur ou reformé)	H ₂ (pur ou reformé)	H ₂ (pur ou reformé)
Oxydant	O ₂ (pur)	Air	Air	Air	Air	Air
Domaines d'application	Spatial	Automobiles, Portable, Cogénération	Portable	Cogénération	Cogénération Production centralisée d'électricité	Cogénération Production centralisée d'électricité Automobile (APU)
Niveau de développement	Utilisée	Utilisée	Prototypes	Technologie mûre	Prototypes	Prototypes

Tableau 1-1 Comparaison des différentes technologies de piles à combustible.

1.4 La pile à membrane polymère (PEMFC)

Parmi les différents types de piles à combustible couramment développées, c'est la filière dite « acide à polymère solide » qui a été retenue par presque tous les acteurs de programmes automobiles dans le monde[8].

Généralement appelée PEMFC, elle intéresse également les industriels pour des applications stationnaires (centaines de kW), portables (jusqu'à 100W) et transportables (de l'ordre de 100kW)[9]. Cette technologie retient l'attention pour trois raisons essentielles.

- Leur faible température de fonctionnement, permettant un démarrage rapide, une plus grande souplesse de fonctionnement et une meilleure gestion thermique (moins de chaleur à évacuer) ;
- Elles ne sont pas sensibles à la présence de CO₂ dans l'air, contrairement à la filière alcaline ;
- Durée de vie sensiblement supérieure aux filières à électrolyte liquide à cause de sa technologie solide de électrolyte polymère, ainsi qu'à une industrialisation plus simple.

Mais elles présentent encore des problèmes qui doivent être réglés :

- Elles sont très sensibles au monoxyde de carbone (CO) ;
- Leur faible température de fonctionnement ne permet pas de bien valoriser la chaleur (notamment dans le cas d'applications stationnaires);
- Le catalyseur (Platine) coûte cher, de même que les plaques bipolaires et la membrane.

Une cellule élémentaire de pile à combustible de type PEM est généralement constituée de plaques bipolaires de graphite, conductrices de l'électricité, qui sont pressées contre l'assemblage membrane-électrodes[10]. L'assemblage membrane-électrode forme le cœur électrochimique du système. Sur l'anode, l'hydrogène est dissocié en présence catalytique suivant la réaction :



Les protons traversent ensuite l'électrolyte et se retrouvent à la cathode. Le déséquilibre en électrons crée un pôle positif et un pôle négatif entre lesquels circulent les électrons, produisant ainsi de l'électricité à travers une charge (par exemple un moteur électrique).

Simultanément à la cathode, les protons réagissent avec les électrons et l'oxygène et donnent de l'eau selon la réaction de réduction suivante :



La réaction globale s'écrit donc :



Cette réaction est donc inverse à celle de l'électrolyse de l'eau.

En pratique, une cellule élémentaire fournit à ses bornes une tension ne dépassant pas 1 V. Pour obtenir une tension plus importante, ces cellules élémentaires sont assemblées les unes aux autres en série ou en parallèle pour former la pile[11]. La puissance de la pile dépend du nombre de cellules et de leur surface et on peut ainsi couvrir un large spectre de puissance de quelques kW. En miniaturisant l'ensemble, on a même des piles pour fournir quelques Watts.

1.4.1 Constitution d'une pile PEMFC

Une pile à combustible est constituée d'un empilement de cellules qui forment un stack. Ces cellules élémentaires sont constituées de l'ensemble électrode- membrane- électrode [12]comme le montre la Figure 1.4.

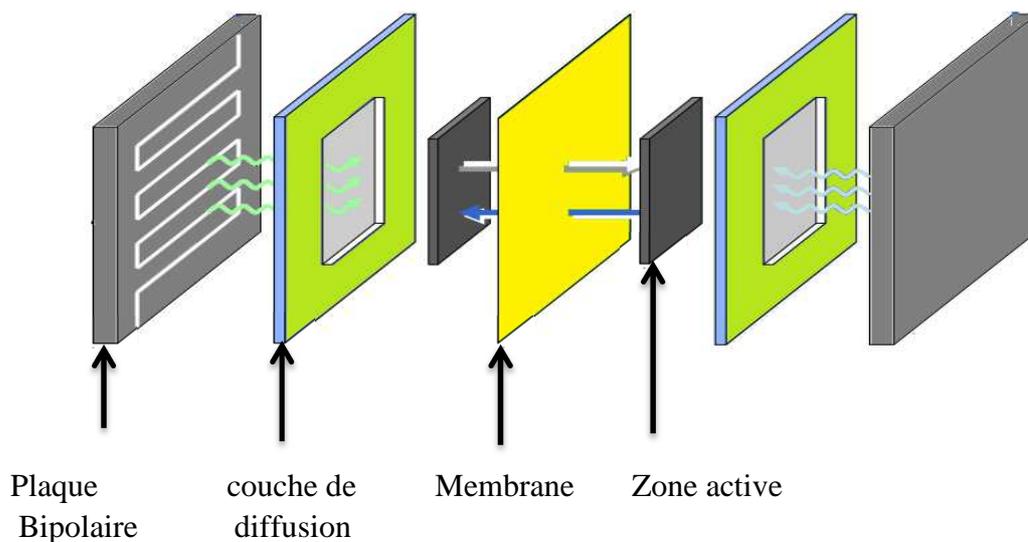


Figure 1-4 Exemple d'assemblage d'une cellule élémentaire

1.4.1.1 La membrane

Pour les piles PEMFC, l'électrolyte est une membrane polymère ionique de type acide[2]. En général, elle est construite en Nafion, un polymère carboné perfluoré (tous les atomes d'hydrogène sont remplacés par des atomes de fluor) contenant des groupements sulfonés, et d'une épaisseur de quelques centaines de micromètres au plus. Cette membrane est la propriété d'une société, Dupont de Nemours, et en possède donc l'exclusivité.

Son rôle essentiel est d'assurer de manière sélective le passage de protons depuis l'anode, lieu de leur production, vers la cathode, lieu où ces protons s'associent aux ions oxyde pour former de l'eau.

Les membranes existantes ont besoin d'être hydratées pour remplir leur rôle d'électrolyte. Des températures supérieures à 100 °C posent donc problème car l'eau serait alors sous forme de vapeur et la pile s'en trouverait endommagée de manière irréversible. C'est pourquoi la PEMFC fonctionne à basse température.

1.4.1.2 Les électrodes

Les électrodes sont le lieu des réactions électrochimiques: une oxydation à l'anode et une réduction à la cathode. Ces réactions ont normalement une cinétique très lente, qui dépend de plus de l'état de surface des électrodes et de la facilité avec laquelle les réactions se réalisent donc. Les électrodes doivent offrir la plus grande surface d'échange possible avec les gaz. Elles sont constituées d'un feutre ou d'un papier de carbone (100 à 300 µm d'épaisseur) dont la face en contact avec l'électrolyte est enduite d'une pâte contenant du carbone platiné, d'un polymère hydrophobe : du poly-tétrafluoroéthylène (PTFE ou Téflon).

1.4.1.3 Couche de diffusion

La couche de diffusion de gaz est construite à partir d'un matériau poreux, ce qui assure de nombreuses fonctions différentes: diffuse les réactifs vers les catalyseurs, évacuer l'eau produite et permettre le transfert des électrons de l'anode vers la cathode. Le gaz dans le canal atteint les sites catalytiques à travers cette couche poreuse. Dans le même temps, l'eau produite lors de la réaction électrochimique est partiellement évacuée pour alimenter les canaux dans le sens inverse. Ils doivent donc être à la fois conducteurs et poreux.

1.4.1.4 Les plaques bipolaires

Les plaques bipolaires ont pour assurer la distribution et la séparation des gaz à l'anode et à la cathode et ce sont aussi des collecteurs de courant. Les électrons produits par l'oxydation de l'hydrogène traversent le support d'anode puis la plaque, passent par le circuit extérieur et arrivent du côté de la cathode. Les éléments EME (électrodes-membrane) sont accolés et connectés les uns aux autres par l'intermédiaire de ces plaques, les plaques positives étant au contact des plaques négatives. A ces plaques s'ajoutent deux plaques terminales à chaque extrémité de la pile.

Les matériaux des plaques bipolaires doivent donc posséder un niveau de conductivité électrique suffisant, une imperméabilité aux gaz et une bonne inertie chimique vis-à-vis des fluides présents dans le cœur de la pile (eau, acide, oxygène, etc.).

Les plaques les plus courantes sont réalisées en graphite et les canaux de distribution des gaz sont obtenus par usinage. Ces plaques, disponibles commercialement, mais à des prix élevés, essentiellement dus à la phase d'usinage, permettent difficilement d'envisager une fabrication industrielle. C'est pourquoi, de nombreux développements sont entrepris, notamment vers deux nouveaux concepts de plaques bipolaires : les composites organiques et les tôles métalliques[13].

1.5 Système pile à combustible

La tension maximale théorique de cellule d'une pile à combustible est environ 1.23 V[14]. Sa capacité de courant dépend de la surface cellulaire.

Pour obtenir des niveaux de tension et de courant qui sont bien adaptés pour les applications, plusieurs piles à combustible sont reliés en série. Cet ensemble est appelé empilement de piles à combustible ou pile stack.

Un stack de pile à combustible nécessite pour son fonctionnement l'ajout de plusieurs appareils auxiliaires destinés à l'alimentation et au conditionnement des gaz, à la gestion de l'humidification de la membrane et au contrôle de la température de fonctionnement du système[15-17](figure1.5).

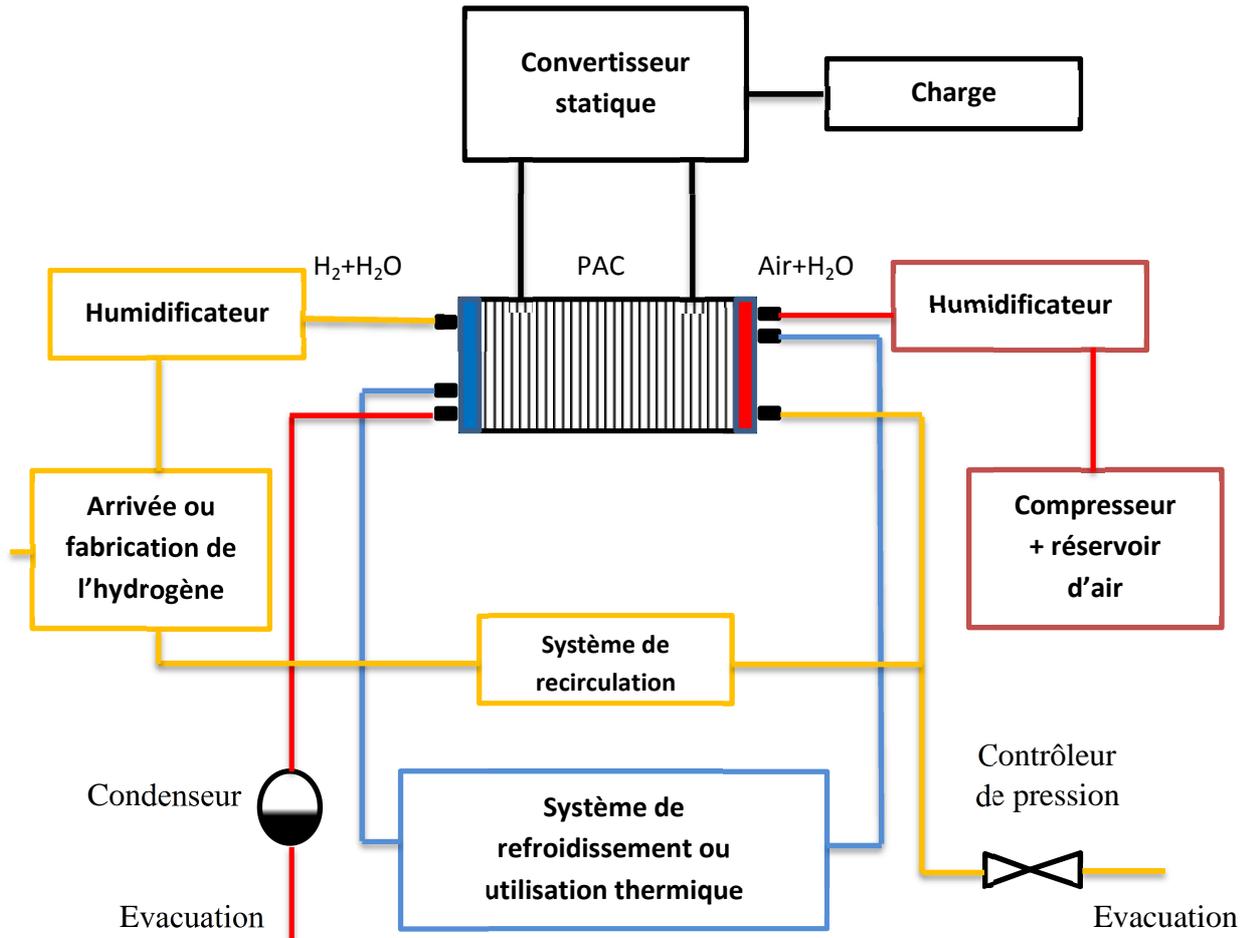


Figure 1-5 un système à pile à combustible avec ses principaux auxiliaires

Généralement, un système pile à combustible est constitué d'un cœur de pile, de l'alimentation en hydrogène, de l'alimentation en air, d'un circuit de refroidissement, d'un circuit d'humidification, d'un convertisseur statique et enfin d'un système de contrôle. Les auxiliaires d'une pile à combustible consomment une partie non négligeable de l'énergie produite par celle-ci, entraînant ainsi la dégradation de rendement du système. Leur conception est donc souvent un élément très important dans le développement d'un système pile à combustible.

1.5.1 Circuit d'alimentation en hydrogène (reformeur)

La plupart des piles à combustible utilisent de l'hydrogène comme combustible. L'hydrogène peut être fourni soit à partir du réservoir d'hydrogène ou un reformeur de combustible externe, dépend de différents usages d'application.

L'utilisation d'un reformeur augmente la complexité du système de pile à combustible, parce que l'évacuation de la chaleur ou la récupération la chaleur à partir de processus de reformage et l'évacuation des gaz produits doivent être gérés.

A la sortie du reformeur, l'hydrogène n'est pas le seul produit. D'autres gaz tels que le dioxyde de carbone (CO₂), le monoxyde de carbone (CO) et de sulfure (S), peuvent être générés en même temps dans le reformeur. Pour certains types de piles à combustible, le monoxyde de carbone et le sulfure sont des gaz poisons. Ainsi, un procédé de purification de gaz doit être ajouté entre le reformeur et la pile à combustible.

L'hydrogène dans le réservoir peut être soit stockée sous haute pression, sous forme liquide, par absorption dans des hydrures métalliques ou gaz sous pressions (300 à 700 bars). Avant d'utiliser dans la pile à combustible, la pression d'hydrogène doit être contrôlée par un régulateur de pression[18].

1.5.2 Circuit d'alimentation en hydrogène

L'air fourni à la cathode de la pile à combustible est généralement compressé par un compresseur d'air. Dans certaines applications (par exemple de type PEMFC), l'air est humidifié avant d'être également utiliser dans la pile à combustible. Selon les différentes types de pile à combustible (pression, température), l'air d'entrée peut être compressé par un groupe moto-compresseur ou d'une turbine-compresseur (utilisation du gaz de sortie de la pile à combustible). Un échangeur de chaleur peut également être ajouté dans le circuit d'alimentation en air, pour préchauffer l'air d'entrée.

Dans certaines applications, la pile à combustible peut également être alimentée en oxygène pur stocké sous une forme compressée. L'utilisation d'oxygène pur permet d'augmenter significativement la performance de la pile à combustible et de se débarrasser le compresseur d'air, qui est un dispositif consommateur d'énergie.

1.5.3 Circuit d'humification

Le rôle principale de circuit d'humidification et d'humidifier les gaz réactifs en permanence pour maintenir une bonne hydratation de la membrane polymère. En effet, dans les piles PEM[19], la teneur de la membrane en eau doit être constamment contrôlé pour garantir la conductivité ionique de celle-ci et favoriser le passage des protons de l'anode vers la cathode.

Cependant, un excès d'eau peut noyer la zone active des électrodes et gêner la diffusion des gaz. L'assèchement et/ou le noyage diminuent la production d'énergie électrique et limitent la durée de vie de la pile .

Le contrôle d'humidité est fonction des températures des gaz en entrée, ainsi que de la température de fonctionnement de la pile même. C'est une tâche très délicate, par suite beaucoup de recherche sont en cours pour s'affranchir de ce circuit en augmentant, par exemple la température de fonctionnement de la pile, ou en regroupant le compresseur et l'humidificateur en seul dispositif. Une chute de tension de 20 à 40% peut apparaître si le contrôle de l'humidité n'est pas bien maîtrisé.

A noter que le degré d'humidité de la pile à combustible peut être perturbé pour différentes causes :

1. la formation d'eau lors d'une augmentation brusque de la charge,
2. les changements des pressions absolues et partielles des réactifs autour de la membrane,
3. le changement de débit d'air, et
4. le changement de température qui influence la pression de vapeur saturante.

Ces phénomènes montrent les fortes interactions non linéaires entre la commande de l'humidité, les boucles de contrôle des débits de gaz, le contrôle de la température et la gestion d'énergie.

1.5.4 Système de refroidissement

La réaction électrochimique dans la pile à combustible produit de la chaleur. Celle-ci doit être évacuée pour maintenir la température de fonctionnement constante de piles à combustible(entre 65 et 80°C pour une pile PEM).

Pour les piles à combustible de faibles puissance, l'évacuation de la chaleur peut être réalisée à l'aide d'un ventilateur, par convection forcée. Dans le cas des piles à combustible de forte puissance, le refroidissement de l'air ne suffit pas à dissiper la chaleur, un autre système de refroidissement plus complexe, comme le refroidissement de l'eau, doit être utilisé.

Dans les applications de pile à combustible à haute température, la chaleur extraite de la pile à combustible pourrait être réutilisée pour le but de cogénération.

1.5.5 Convertisseur statique :

Le convertisseur statique, est l'élément principal dans notre travail de recherche. Il a pour objet de stabiliser l'énergie générée par la PAC afin de transformer celle-ci, d'une source variable à un générateur de tension contrôlée[20]. La tension de la pile, relativement faible, varie en fonction du courant débité. Un convertisseur statique est donc nécessaire pour faire l'interface entre la pile et le bus continu. Pour cet objectif, le convertisseur choisi dépend du cahier des charges et est généralement de type continu-continu, élévateur de tension et unidirectionnel en courant. Selon l'application, des sources auxiliaires comme les supercondensateurs et les batteries, peuvent être utilisées pour compenser le courant de la PAC lors des dynamiques rapides de la charge et lors du démarrage.

1.5.6 Système de contrôle – commande

Il ne faut pas oublier l'existence de ce système car il décide du bon fonctionnement de l'ensemble du système PAC. Son rôle est de contrôler les flux d'énergie de la PAC par le débit de combustible et de carburant, de contrôler l'énergie entre la PAC et la source auxiliaire ainsi que d'asservir la tension désirée par la charge en assurant la sécurité de fonctionnement de tout le système[21].

1.6 Comparaison entre la pile à combustible et d'autres sources d'énergies

Les piles à combustible, batteries, condensateurs et les supercondensateurs sont tous des dispositifs d'énergie. Les piles à combustible et les batteries reposent sur la conversion de l'énergie chimique en énergie électrique. La différence entre les deux est qu'une pile nécessite des réactifs externes pour fournir l'énergie, contrairement à une batterie. De ce fait, alors qu'une batterie peut être déchargée, une pile à combustible n'a jamais à faire face à une telle situation. Les Condensateurs reposent sur la séparation physique de la charge électrique à travers un diélectrique au milieu, tel qu'un film de polymère ou une couche d'oxyde. Chaque type de dispositif offre une combinaison différente de la densité de puissance et la densité d'énergie. Les supercondensateurs reposent sur le stockage de l'énergie par distribution des ions provenant de l'électrolyte au voisinage de la surface des deux électrodes. En effet, lorsque l'on applique une tension aux bornes d'un supercondensateurs, on crée une zone de charge d'espace aux deux interfaces électrode-électrolyte[22]. C'est ce que l'on appelle la double couche électrique. Le stockage de l'énergie est donc électrostatique et non pas faradique comme dans le cas des batteries, puisqu'il n'y a pas de réaction électrochimique.

Les comparaisons habituelles des dispositifs d'énergies utilisent la représentation du diagramme de Ragone (figure 1.6). Il s'agit d'un moyen de comparaison surtout intéressant pour les applications dans lesquelles la masse est un critère très important, mais dans le contexte de traitement de l'énergie électrique, la durée de vie et le coût total (investissement, énergie perdue et vieillissement en recyclage) constituent des critères encore plus importants.

Sur le diagramme de Ragone, les différents dispositifs d'énergie électrique dans le plan puissance spécifique-énergie spécifique sont représentés. Ce diagramme montre que les piles à combustibles présentent les énergies spécifiques les plus élevées par rapport aux autres dispositifs. Néanmoins, leur puissance spécifique reste très limitée (quelques dizaines de $W.Kg^{-1}$), et leur irréversibilité en courant interdit la récupération d'énergie.

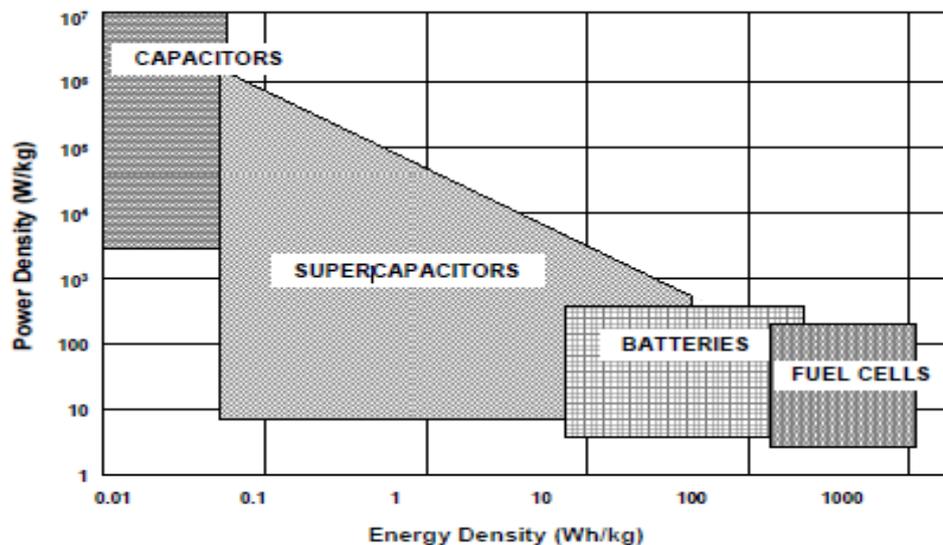


Figure 1-6 Diagramme de Ragone pour divers dispositifs d'énergie[23].

1.7 Avantages et inconvénients des piles à combustible

Les piles à combustibles sont souvent présentées comme la solution du futur dans les domaines de production d'énergie électrique, notamment l'automobile. Cet attrait est justifié par leurs nombreux avantages:

- des rendements énergétiques élevés même à charge partielle: de 40 à 70% électrique, plus de 85% en tout (électricité et chaleur)[24].
- de faibles émissions sonores,

- peu d'émissions (en particulier en termes de CO, Nox, CnHm et particules, mais elles dépendent du combustible utilisé et du type d'application). Ce qui en fait un atout dans la lutte contre la pollution, en particulier la limitation des gaz à effet de serre,
- elles sont de construction modulaire (cellules élémentaires mises en parallèle ou en série pour obtenir la puissance voulue),
- diverses températures de fonctionnement: cela permet d'utiliser la chaleur en couplant avec une turbine ou pour des applications allant de l'eau chaude à la vapeur,
- pas de parties rotatives (donc pas d'usure mécanique pour le cœur de la pile).

Cependant de nombreux points faibles sont encore à régler :

- le coût : c'est le plus gros problème actuellement. Dans les applications automobiles, le prix des piles est 100 fois supérieur à celui assurant la compétitivité et de 20 à 50% trop élevé pour les applications stationnaires. Pour la pile PEMFC, les éléments onéreux sont la membrane, les électrodes, le catalyseur, et les plaques bipolaires,
- le poids et le volume: si ces deux aspects ne sont pas une contrainte pour les applications stationnaires, elles le sont pour les applications portables et surtout automobiles,
- la durée de vie: elles doivent durer plus de 40000h dans les applications stationnaires[25], et quelques milliers d'heures pour les applications automobiles,
- la gestion thermique du module pile à combustible : dans le cas des applications automobiles, il faut évacuer la chaleur générée par la pile (pour éventuellement l'utiliser pour le reformage). Cela impose donc un système de refroidissement efficace. Pour les applications stationnaires, il s'agit de valoriser au maximum la chaleur,
- le carburant : idéalement, le meilleur carburant est l'hydrogène, mais comme aucune infrastructure adéquate (production, transport, distribution et stockage) n'existe actuellement, on pense à d'autres carburants pour obtenir ensuite l'hydrogène par reformage.

1.8 Applications des piles à combustibles

On distingue habituellement trois grands types d'applications :

- portables (de quelques milliwatts à quelques kilowatts).
- stationnaires (de quelques centaines de kilowatts au mégawatt),

- transport (de la dizaine à quelques centaines de kilowatts),

1.8.1 Applications portables

Dans cette famille on inclut essentiellement le téléphone mobile (qui consomme une puissance de l'ordre de 100 mW) et l'ordinateur portable d'une puissance moyenne de 30 W. Ces applications connaissent une très forte croissance et les recherches les plus importantes sont axées sur l'utilisation d'une pile à combustible chargeant une petite batterie qui assure mieux l'apport d'énergie lors des pics d'émission. L'autonomie n'est alors limitée que par la taille du réservoir d'hydrogène ou de méthanol[26]. L'utilisateur recharge son portable comme on recharge un briquet ou un stylo à encre, en quelques secondes et chaque recharge donne 3 à 5 fois plus d'autonomie qu'une batterie actuelle, pour le même encombrement.

La technologie qui est utilisée est la pile PEMFC du fait de sa basse température de fonctionnement et de sa technologie tout solide alimentée soit directement en hydrogène, soit avec du méthanol. L'engouement pour ce secteur est tel qu'aujourd'hui de nombreux congrès internationaux ne traitent que de ce sujet : on en est actuellement au stade des prototypes.



Figure 1-7 Pile à combustible au méthanol Ultracell.

1.8.2 Applications stationnaires

La décentralisation de la production d'énergie électrique est un secteur commence à intéresser de nombreux industriels, en particulier aux USA. Dans ce domaine, l'activité est centrée sur deux grands domaines d'applications : la production collective (NDLR immeubles et industries) les puissances mises en jeu sont dans la gamme 200 kW - quelques MW et la production individuelle (NDLR les maisons) les puissances mises en jeu sont dans la gamme 1-5 kW. La PAC est très attendue dans ce domaine et contribuera pour une part importante dans la production décentralisée, la méthode de production de l'électricité de l'avenir[27]. Toutefois, actuellement, la commercialisation de la PAC ne vise que des

utilisations finales et non des grands systèmes pour la vente au réseau de distribution. Il y a plusieurs raisons à cela : d'une part, le coût reste encore élevé par rapport à d'autres moyens de production d'énergie électrique qui demandent souvent de grandes puissances.

D'autre part, elle devient beaucoup plus fiable à petite taille et sa possibilité de production conjointe d'électricité et de chaleur est bien adaptée aux besoins de l'habitant d'un petit quartier. Par conséquent, les principales applications stationnaires se trouvent dans les secteurs commercial, industriel et résidentiel. Les stations à puissances supérieures de quelques centaines de kilowatts sont très rares.



Figure 1-8 Unité de Pile à combustible

1.8.3 Applications dans le transport

La PAC est un marché à fort potentiel dans le domaine d'application du transport . Grâce à ses caractéristiques intéressantes et au développement rapide de la technologie hybride dans les véhicules. Utilisant l'hydrogène comme combustible, le rendement du moteur électrique à PAC est bien meilleur que les moteurs à l'essence. D'autre part, la faible émission des gaz de la PAC lui apporte une position très concurrente alors que la pollution de l'air est devenue un problème important, surtout dans les grandes villes. De plus, les moteurs silencieux sont un argument supplémentaire pour le transport urbain.

L'augmentation continue du nombre de nouveaux systèmes nous permet d'avoir une vue optimiste de ce secteur. D'après les experts de l'industrie automobile, on espère qu'un million de voitures à PAC seront commercialisées en 2025



Figure 1-9 Tucson ix 35 de Hyundai Motor Group

Hyundai Motor Group est le premier constructeur qui a pu fabriqué plus de 1000 véhicules à pile à combustible le Tucson ix 35 (figure 1.8) dans l'année 2012 ; la majorité est destinée à l'Europe. Le coût de production est de \$88 500 (environ 71 000€) mais le prix de vente est sensiblement plus bas du fait des diverses subventions publiques connues ou attendues pour ce type de véhicule propre. Hyundai prévoit une production annuelle de 10 000 véhicules à partir de l'année 2016.

1.9 Modélisation de pile PEM

La caractéristique statique de pile à combustible est présentée par la courbe de polarisation (figure 1.10). La figure représente la tension tracée en fonction du courant d'une seule cellule d'une pile type PEM à basse température à 60 ° C.

Au point où le courant est égale à zéro, la valeur de tension représente la tension du circuit ouvert de la pile à combustible. Dans les piles à combustible réelles, cette tension en circuit ouvert est légèrement inférieure à la tension thermodynamique théorique de la pile. Cette différence est généralement due à des pertes internes dans les piles à combustible réelles.

Pendant le fonctionnement de la pile à combustible, trois zones de perte peuvent être identifiées à partir de la figure 1.10 : zone des pertes d'activation, zone de pertes ohmiques et les pertes de concentration.

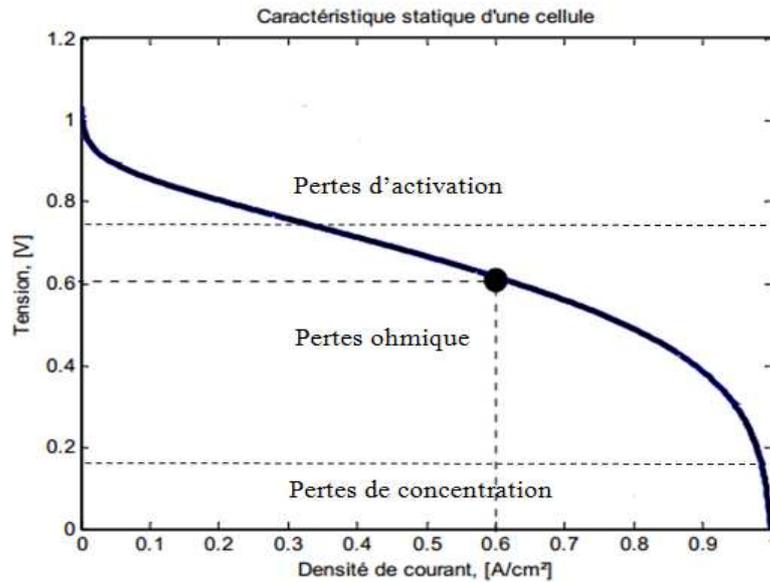


Figure 1-10 Caractéristique statique de pile PEM.

Les modèles mathématiques offrent un outil notable et indispensable pour approuver la conception et la performance des piles à combustible. Il existe un grand nombre de travaux [28, 29] qui proposent un modèle statique décrivant la courbe de polarisation de la pile PEM. Nous exposons, dans ce qui suit, trois modèles les plus utilisés, afin de modéliser la pile PEM:

- le modèle statique de Larminie et Dicks[30],
- le modèle d'Amphlett et al[31] et
- le modèle de Chamberlin-kim[32].

1.9.1 Modèle de Larminie et Dicks

Ce modèle décrivant la courbe de polarisation de la pile PEM comme la somme de quatre termes : la tension théorique à vide E_0 , la surtension d'activation V_{act} , la surtension ohmique V_{ohm} et la surtension de concentration V_{conc} .

$$V_{FC} = E_0 - V_{act} - V_{ohm} - V_{con} \quad (1-4)$$

1.9.1.1 Pertès d'activation

La perte d'activation de la pile à combustible est due aux cinétiques d'électrodes. Au cours des réactions électrochimiques, des tensions sont perdues afin de fournir un courant électrique continu en donnant de l'énergie d'activation nécessaire. Cette perte de tension d'activation dépend du logarithme de la densité de courant de la pile (équation de Butler-Volmer

[33]). Ainsi, la perte d'activation est plus importante comparée à d'autres pertes, lorsque le courant de cellule est faible (au début de la courbe de polarisation).

Les pertes d'activation peuvent être trouvées à la fois dans la cathode et dans l'anode. En général, pour une pile à combustible à basse température (comme une PEMFC), la perte d'activation de la cathode est supérieure à celle de l'anode, parce que la réduction de l'oxygène à la cathode est un processus électrochimique lent et implique des produits intermédiaires, de même avec le platine comme catalyseur. Dans une pile à combustible à haute température (comme une SOFC), la différence entre la perte de la cathode et l'anode, réside dans l'activation qui est moins importante. La température élevée peut être améliorée de manière significative à la cinétique d'électrodes.

La relation entre les pertes d'activation et la densité de courant est donnée par l'équation de Tafel :

$$V_{\text{act}} = A \log \left(\frac{i_{FC} - i_n}{i_o} \right) \quad (1-5)$$

Où i_{FC} est le courant délivré par la PAC, i_o le courant d'échange caractérisant à vide les échanges électrode-électrolyte, i_n le courant interne permettant de tenir compte d'une éventuelle traversée de gaz et/ou d'électrons à travers l'électrolyte et A représente la pente de la droite de Tafel.

1.9.1.2 Pertes ohmique

Les pertes ohmiques sont dues à la résistance qu'oppose les électrodes et les plaques bipolaires à la circulation des électrons et l'électrolyte au passage des protons. La chute de tension correspondante s'écrit :

$$V_{\text{ohm}} = R_m (i_{FC} - i_n) \quad (1-6)$$

Où R_m est la résistance totale de la pile à combustible.

1.9.1.3 Pertes de concentration

La perte de potentiel dans une électrode due à l'incapacité du système à maintenir la concentration initiale des réactants, provoque la formation d'un gradient de concentration. De nombreux facteurs peuvent contribuer à la polarisation de concentration: la faible diffusion du gaz à travers les électrodes poreuses, la dissolution des réactants ou des produits dans

l'électrolyte et la diffusion des réactifs ou des produits du site de la réaction vers l'électrolyte ou l'inverse. Ces pertes sont données par la relation suivante :

$$V_{con} = B \log \left(1 - \frac{i_{FC} - i_n}{i_{Lim}} \right) \quad (1-7)$$

B appelée constante de transport ou de transfert de masse, I_{FC} est la densité de courant du fonctionnement permanente (A/cm^2), I_{Lim} est la densité de courant limite.

1.9.2 Modèle d'Amphlett et al

Dans ce modèle, des relations algébriques ont été proposées, en régime stationnaire, afin de décrire la caractéristique de polarisation courant - tension de la pile à combustible. Ces relations peuvent tenir compte des conditions de fonctionnement (pression, température de fonctionnement et la concentration de l'oxygène et d'hydrogène). Ce modèle inclut une description des surtensions d'activation et de la chute ohmique due à la résistance de la membrane et des contacts. Il fait appel à des paramètres obtenus par ajustement expérimental. C'est un modèle à l'échelle macroscopique de la pile à combustible. Les limites diffusionnelles et le transport de matière dans les canaux ne sont pas pris en compte. Dans le modèle de Amphlett, le courant et la tension sont liés par une relation de la forme suivante :

$$E_{fc} = E_{th} - \eta_{act} - \eta_{hom} - \eta_{conc} \quad (1-8)$$

Où E_{th} représente la tension à vide, donnée par l'équation de Nernst,

En utilisant les valeurs thermodynamiques du changement d'entropie à l'état standard, la tension E_{th} peut être présentée comme suit [34]:

$$E_{th} = 1.229 - 0.85 \times 10^{-3} (T_{fc} - 298.15) + 4.3085 \times 10^{-5} T_{fc} \times \left[\ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}) \right] \quad (1-9)$$

avec la température T_{fc} exprimée en Kelvin, les pressions partielles P_{H_2} et P_{O_2} en atm. La tension réelle aux bornes d'une cellule est inférieure à la tension E_{th} en boucle ouverte à cause des différents types de pertes.

L'expression simple proposée par J.C. Amphlett *et al.* pour toute la surtension d'activation est exprimée dans l'équation (1-10).

$$\eta_{act} = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 T_{fc} + \varepsilon_3 T_{fc} \ln(C_{O_2}^*) + \varepsilon_4 T_{fc} \ln(I_{fc}) \quad (1-10)$$

Où I_{fc} est le courant de fonctionnement de la pile (A) et $\varepsilon_1; \varepsilon_2; \varepsilon_3; \varepsilon_4$ des coefficients paramétriques appropriés à chaque modèle physique de pile à combustible PEMFC.

$(C_{O_2}^*)$ représente les concentrations de l'oxygène (mol/cm^3) dissout dans un film d'eau à l'interface de la membrane gaz/liquide sur la surface catalytique de la cathode.

Les pertes ohmiques par l'équation suivante sont exprimé par [35]:

$$\eta_{ohm} = I_{fc} \cdot (R_M + R_C) \quad (1-11)$$

R_C est la résistance équivalente de contact à la conduction des électrons, R_M est la résistance équivalente de la membrane à la conduction des protons, elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$R_M = \frac{r_M \cdot l}{A} \quad (1-12)$$

Où l , est l'épaisseur de la membrane (μm), r_M est la résistance spécifique de la membrane ($\Omega \cdot \text{cm}$).

Les pertes de concentration sont données par la relation suivante :

$$\eta_{con} = -B \cdot \left(1 - \frac{I_{fc}}{I_{max}} \right) \quad (1-13)$$

où B est une constante empirique qui dépend du type de pile et de son état de fonctionnement, I_{fc} est la densité de courant du fonctionnement permanente (A/cm^2), I_{max} est la densité de courant maximale.

1.9.3 Modèle de Chamberlin-kim

Ce modèle empirique est centré sur la prédiction de la courbe de polarisation, qui est utilisé pour caractériser le fonctionnement électrique de la pile à combustible, au moyen d'équations empiriques. ce qui suit l'équation empirique développé par Kim et al. est utilisé pour calculer la tension (E) à différentes densités de courant (J), les données expérimentales de montage à plusieurs températures, les pressions et les compositions des assemblées membrane-électrode (MEA):

$$E = E_0 - b \ln(J) - R \cdot J - m \cdot \exp(n \cdot J) \quad (1-14)$$

Avec E est la tension de cellule (V), J est la densité de courant ($A.cm^{-2}$), E_0 est la tension en circuit ouvert (V), b est le paramètre de la Tafel pour la réduction de l'oxygène (V), R est la résistance interne et « m,n » sont les paramètres de la diffusion (V et A^{-1}) chaque terme de l'équation 1-14 représente chaque région de la caractéristique V-I.

Les valeurs (E_0,b,R,m,n) dans l'équation du modèle de chamberlain-kim varient en fonction de nombreux facteurs à savoir : le combustible et l'oxydant utilisé, la composition membrane-électrode et sa pression et humidité , la température locale et aussi de la pile elle-même, de sorte qu'elle ne peut pas être transposée à une autre pile sans une nouvelle identification des paramètres.

D'après la représentation des différents modèles statiques de la pile. On constate qu'il n'existe pas à priori de bons ou de mauvais modèles, qu'ils soient adapté ou non à la fonction que nous voulons leurs faire remplir. Les travaux de A.Saadi et al [29] représentent une comparaison entre les trois modèles statiques selon la précision, la simplicité , la finesse et le nombre des paramètres et ses variables. Ces travaux ont montré que le modèle de Larminie-dicks est le plus robuste et le plus efficace malgré sa simplicité par rapport aux autres modèles. Donc dans le cadre de cette étude, le modèle choisi est le modèle statique de Larminie et Dicks.

Pour valider le modèle explicité précédemment représenté par l'équation (1-4) (modèle de Larminie et Dicks), nous avons tracé la courbe caractéristique et comparé avec des résultats expérimentaux obtenus utilisant une pile à combustible PEM NEXA 1.2Kw du constructeur BALLARD (Figure. 1.12) sur la plateforme de FClab (université de technologie de Belfort-Montbéliard).



Figure 1-11 Pile PEM NEXA Ballard 1.2 KW.

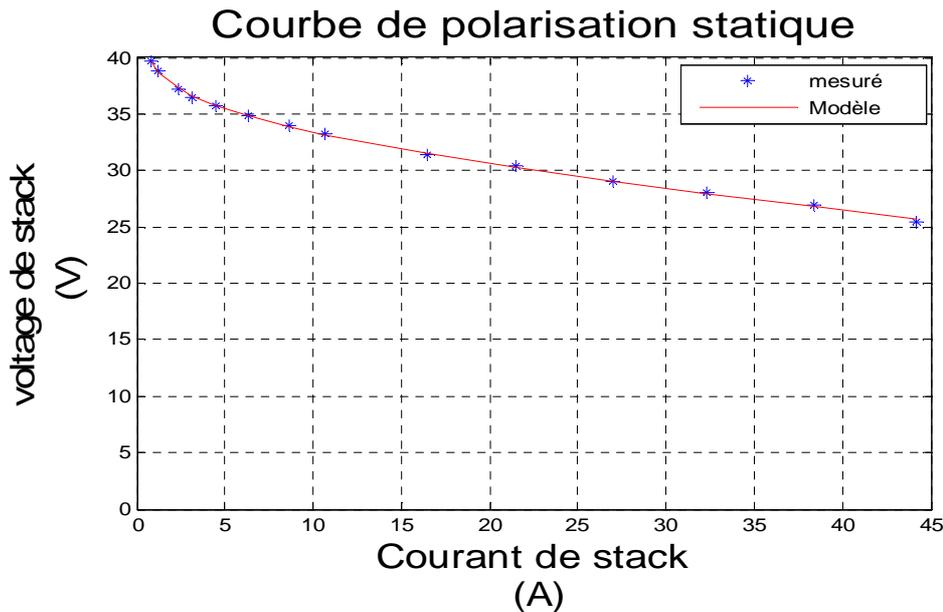


Figure 1-12 Caractéristique statique simulé et mesuré de la pile NEXA 1.2KW.

On remarque que qualitativement, la courbe obtenue par simulation est conforme et superpose à la courbe de la pile unitaire obtenue expérimentalement, donc notre modèle est fiable.

1.10 Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté un état de l'art de la pile à combustible, puis son principe de fonctionnement et les différents types existants, suivit d'une comparaison entre elles. Un bref aperçu a été mentionné sur les auxiliaires des piles, qui contribuent au bon fonctionnement de ces dernières. La pile PEMFC, à été choisie pour notre travail, vu qu'elle répond aux exigences du cahier de charge, à savoir son faible poids et sa température de fonctionnement.

La dernière partie, a été consacrée à la modélisation de la pile à combustible du type PEMFC, où nous avons présenté 3 modèles statiques, par lesquels, nous avons choisis celui de LARMINIE et DICK, qui s'est avéré le plus robuste et le plus efficace malgré sa simplicité.

Le chapitre suivant est totalement consacré aux convertisseurs statiques basse tension, associer à la pile à combustible, qui peuvent être utilisés comme interface entre cette pile et une charge électrique.

Chapitre 2

Convertisseur basse tension pour application pile à combustible

2.1 Introduction

Les piles à combustible se caractérisent par la délivrance d'un courant continu élevé sous une tension continue généralement assez faible. Une seule cellule produit environ une tension de 1v. Afin d'augmenter cette tension à la sortie de la pile, plusieurs cellules sont empilées.

Le Fc stack a une durée de vie et une fiabilité réduite et dépend de la cellule la plus faible. Afin de maintenir la fiabilité et la durée de vie à une limite raisonnable, la tension de sortie de l'empilement de piles à combustible est limitée à environ 100 V. Pour beaucoup d'applications, cette tension est insuffisante. On est alors amené à placer un convertisseur DC/DC entre la pile et la charge électrique dont le rôle est d'élever la tension délivrée par la pile. Cet étage de conversion est, en outre, indispensable en raison de la variation de la tension délivrée en fonction de la charge qui peut atteindre au moins 20 % de la tension nominale.

Afin d'être optimaux, les convertisseurs DC/DC doivent répondre à de nombreuses problématiques dans les applications véhicule électrique à pile à combustible, telles que[36]:

- Haute efficacité énergétique .
- Haute densité de puissance .
- Faible masse et petit volume .
- Ondulation de courant réduite afin de prolonger la durée de vie de la pile à combustible.
- Faible coût .
- Faible perturbation électromagnétique.

Dans ce chapitre, et dans un premier temps, quelques exemples d'architectures de convertisseurs statiques continu-continu isolé pour les applications piles à combustible ont été présentés. Puis et d'après le cahier de charges (gain en tension élevé et faible ondulation du courant d'entrée), des structures de convertisseurs statiques continu-continu non-isolé existantes, sont présentés, ceux-ci, sont capables de fournir un haut gain en tension par rapport aux convertisseurs classiques, et peuvent réduire l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie.

2.2 Convertisseurs statiques basse tension continu-continu isolé

Certaines applications nécessitent une isolation électrique entre l'entrée et la sortie du convertisseur. Ces convertisseurs utilisent un circuit à haute fréquence avec un transformateur pour l'isolation galvanique. Cette haute fréquence (de 10 à 100kilohertz) permet la réduction de la taille des transformateurs. Néanmoins, le fonctionnement à haute fréquence peut être pénalisé par l'augmentation des effets des courants de Foucault[37], ce qui entraînera, pour un système de grande puissance, l'apparition d'un facteur limitant, mais qui peut être résolu par une opération multi phase comme illustré à [38, 39].

Le transformateur permet d'élever ou abaisser le rapport de conversion sans affecter le rendement du convertisseur. Par ailleurs, un choix approprié du nombre de spires du transformateur, réduit d'une part, au minimum les contraintes de courant et de tension imposées sur les transistors et les diodes, et d'autre part, peut conduire à un rendement amélioré avec un moindre coût.

Dans ce paragraphe, on présente quelques structures de convertisseurs basse tension continu-continu isolé, souvent rencontrées dans la littérature pour les systèmes piles à combustible. La simplicité de la plupart de ces structures réside dans la commodité de réalisation ou bien dans le faible coût. Cependant, certaines structures plus complexes conduisent à des performances plus élevées.

2.2.1 Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique

La figure 2.1 ci-dessus, montre deux types de convertisseurs DC-DC isolés, le premier est connu sous le nom de « Flyback » et le second sous « Forward ». Le convertisseur Flyback a un faible nombre de composants et une structure simple, dérivée du convertisseur nommé « Buck-Boost », comportant un transformateur de gain $m = \frac{n_2}{n_1}$, un interrupteur commandé K et une diode D. La capacité de sortie est connectée à la charge, représentée par la résistance R. Les formes d'onde de ce convertisseur sont données sur la figure 2-2.

Le rapport de transformation du convertisseur s'écrit sous la forme :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D}{1-D} \cdot m \quad (2-1)$$

Où D est le rapport cyclique.

l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i = \frac{D \cdot V_e}{L_1 \cdot f} \quad (2-2)$$

$$\Delta v_s = \frac{D \cdot I_s}{C \cdot f}$$

f étant la fréquence de fonctionnement du convertisseur, L_1 l'inductance primaire et C la capacité de sortie .

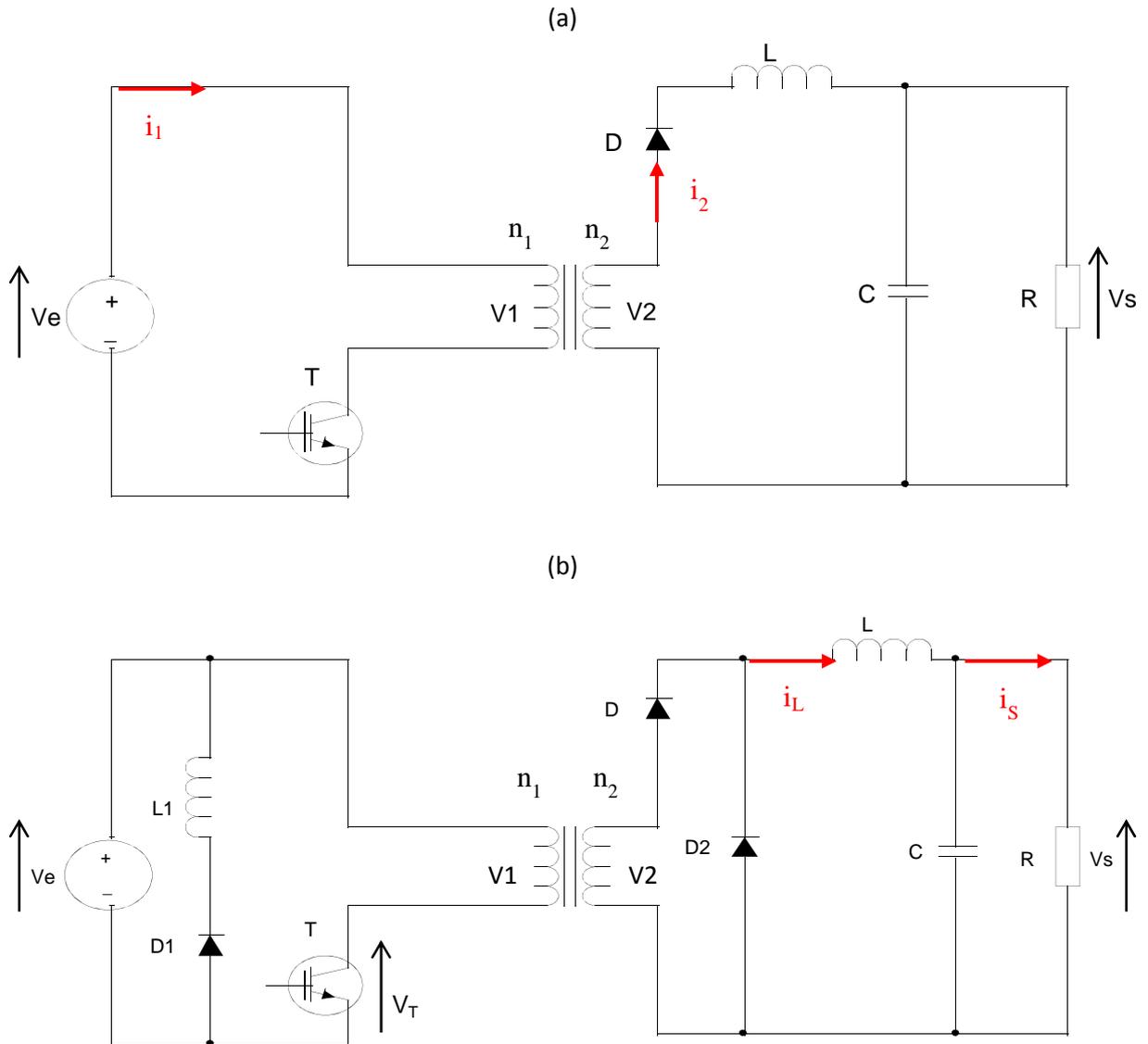


Figure 2-1 Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique : (a) Flyback ; (b) Forward .

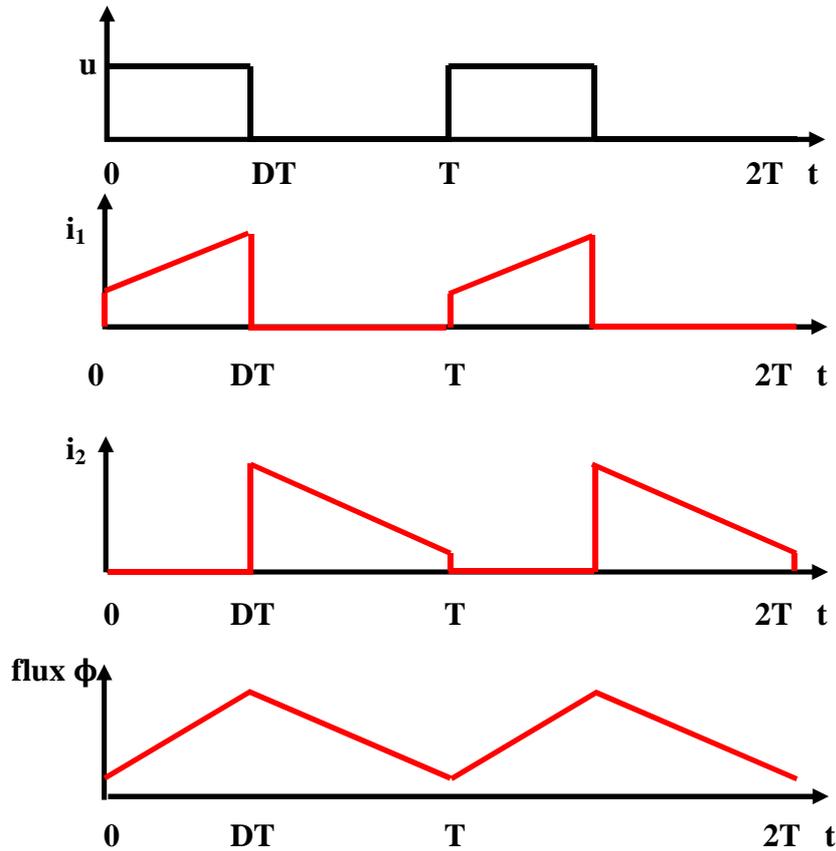


Figure 2-2 Forme d'onde en mode de convertisseur flyback.

Les principaux inconvénients de cette topologie, sont :1/ l'ondulation de courant d'entrée élevée, 2/ les contraintes de courant et de tension sur les dispositifs électroniques de puissance et 3/ est une source de courant discontinu. Ce convertisseur ne nous convient pas, puisque ces inconvénients, ne sont pas recommandés dans les applications basse tension - fort courant comme la pile à combustible.

Pour la topologie « Forward » un troisième enroulement (L1) est placée sur le noyau du transformateur permettant la démagnétisation du transformateur, parce que l'énergie restant dans le noyau peut conduire à des problèmes de saturation. Cette topologie est dérivée du montage « Buck ». La continuité du courant de sortie, comme pour tous les montages dérivés du montage Buck, fait que le convertisseur Forward est très bien adapté aux applications demandant un fort courant de sortie.

Le rapport de transformation du convertisseur s'écrit sous la forme :

$$\frac{V_s}{V_e} = D.m \quad (2-3)$$

Avec D est le rapport cyclique.

l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i = D(1-D) \frac{m.V_e}{L.f} \quad (2-4)$$

$$\Delta v_s = D(1-D) \frac{m.V_e}{8.L.C.f^2}$$

f étant la fréquence de fonctionnement du convertisseur, L est l'inductance du convertisseur et C la capacité de sortie .

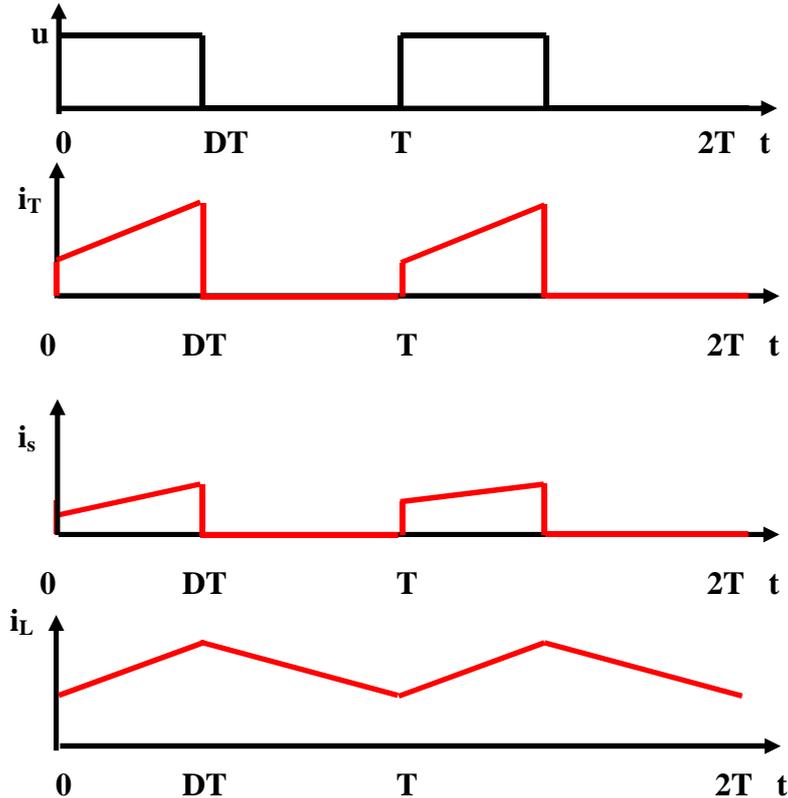


Figure 2-3 Forme d'onde en mode de convertisseur Forward.

Les inconvénients du convertisseur « Forward » sont : 1/ la présence de deux éléments magnétiques, 2/ les contraintes de courant et de tension sur les dispositifs électroniques de puissance et 3/ est une source de courant discontinu. Ce convertisseur est aussi approprié pour des applications de faible puissance.

2.2.2 Convertisseur isolé avec transformateur symétrique

Le convertisseur isolé est composé, du côté primaire, d'un étage de conversion à sortie alternative (onduleur), qui peut être soit en demi-pont ou en pont complet ou en montage « push pull ». Dans son milieu, un transformateur fonctionnant de préférence à haute fréquence, afin de réduire son volume ; et du côté secondaire, un redresseur non commandé, simple alternance avec deux diodes ou double alternance avec quatre diodes en pont ou deux diodes et un transformateur à point milieu (figure 2.4)[40] .

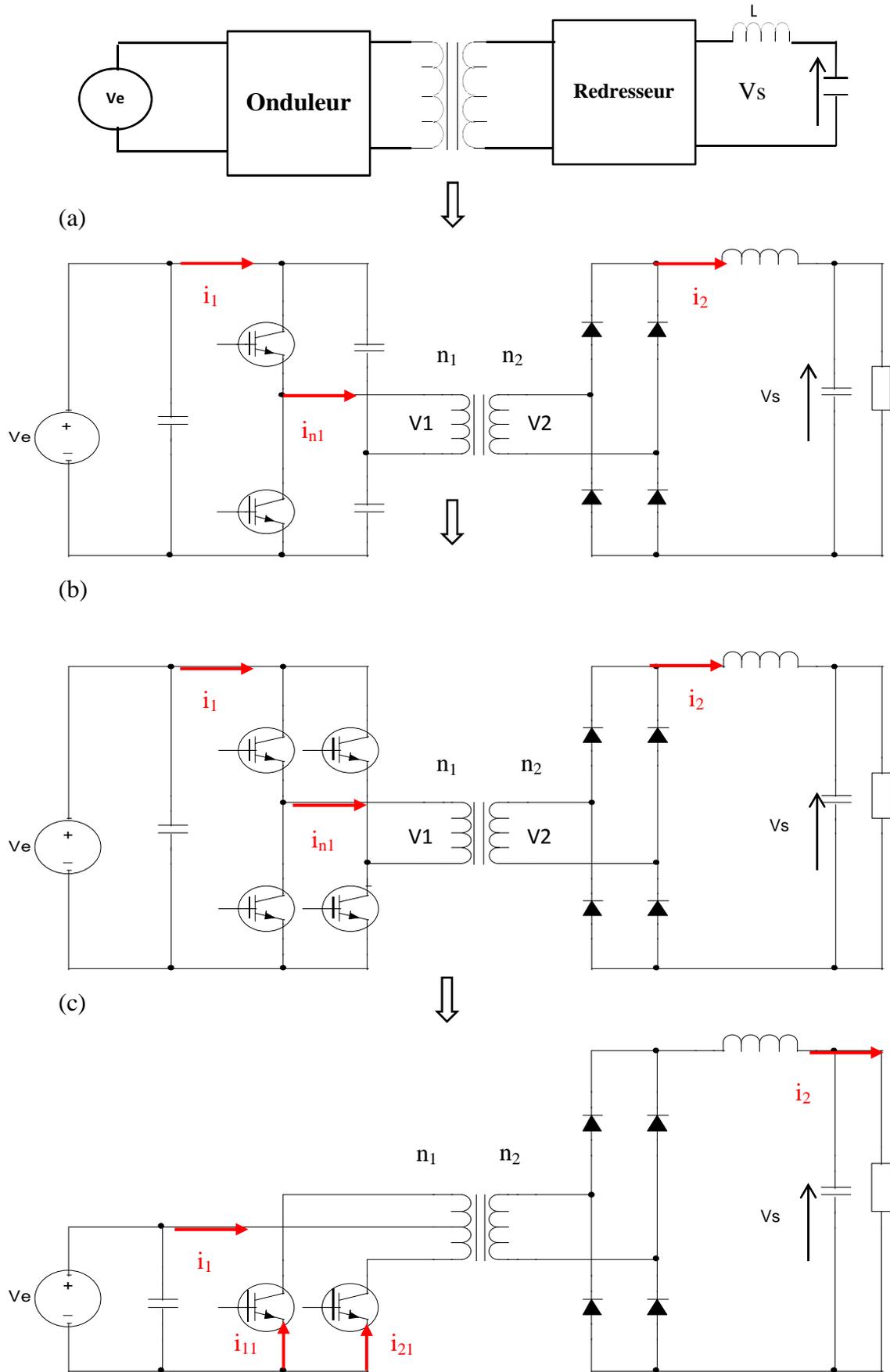


Figure 2-4 Convertisseurs continu-continu avec transformateur symétrique: (a) demi pont ; (b) pont complet ; (c) push pull.

Le convertisseur DC/DC à demi pont (figure 2.4 a) est une autre structure qui peut être intéressante pour être couplé à une PAC[41]. Dans cette structure, seulement, deux interrupteurs sont utilisés plus un transformateur isolé. Les étages primaire et secondaire du convertisseur, ne sont traversés que par la moitié de la tension de la PAC, et doivent être capable de supporter deux fois le courant délivré par cette même PAC. Les formes d'ondes de ce convertisseur sont données sur la figure 2-5. Le principal inconvénient de cette structure réside dans la difficulté d'équilibrer le pont.

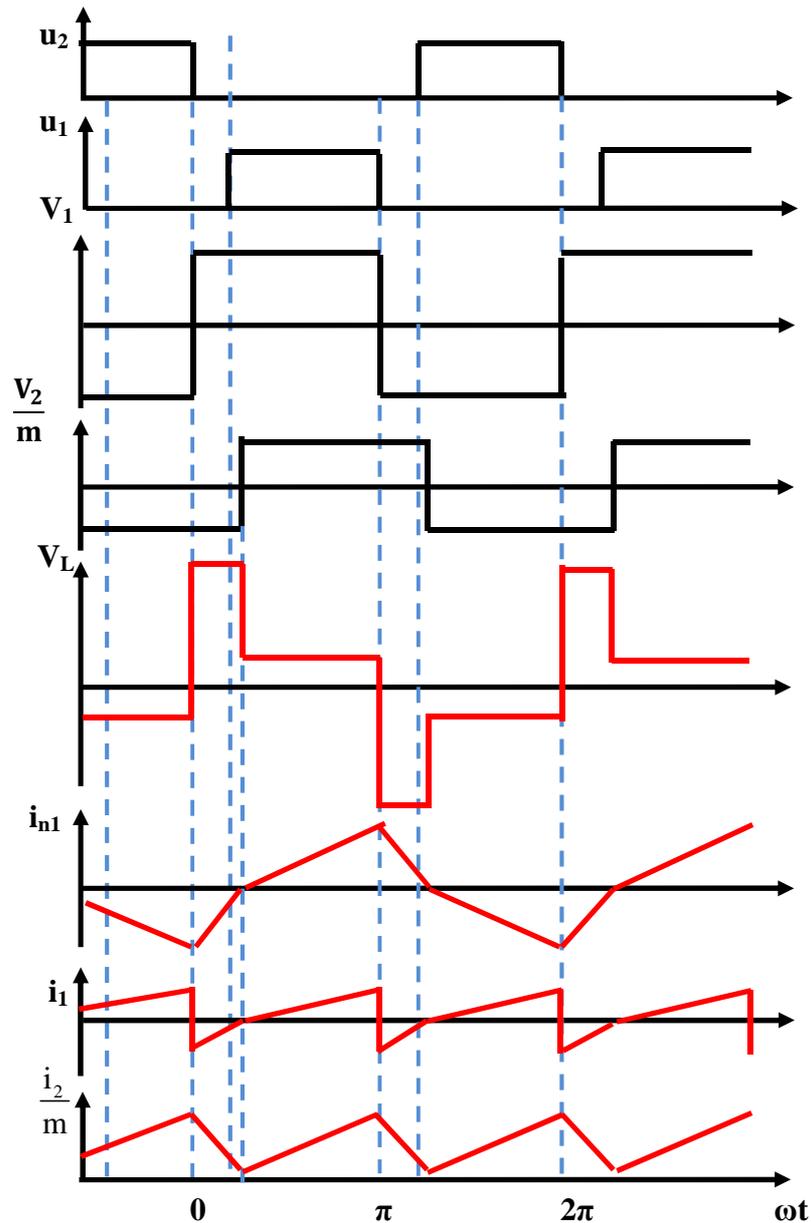


Figure 2-5 Formes d'ondes d'un convertisseur en demi-pont.

Le rapport de transformation du convertisseur s'écrit sous la forme :

$$\frac{V_s}{V_e} = \left(\frac{1}{2} - D \right) . m \quad (2-5)$$

Le convertisseur DC / DC en pont complet(Figure 2.4 b) est un convertisseur à deux étages avec un transformateur intermédiaire à haute fréquence. Le premier étage contient un seul onduleur monophasé avec quatre interrupteurs associés à une loi de commande appropriée. Le transformateur intermédiaire à haute fréquence assure le gain de tension et transmet la puissance de l'étage primaire à l'étage secondaire. Le deuxième étage contient à son tour, un seul redresseur monophasé associé à un filtre LC, afin d'alimenter le bus continu[42]. Le réglage de la tension de sortie V_s est obtenue par le déphasage de la commande des deux bras de l'onduleur. Les différentes formes d'onde sont représentées sur la figure 2-6.

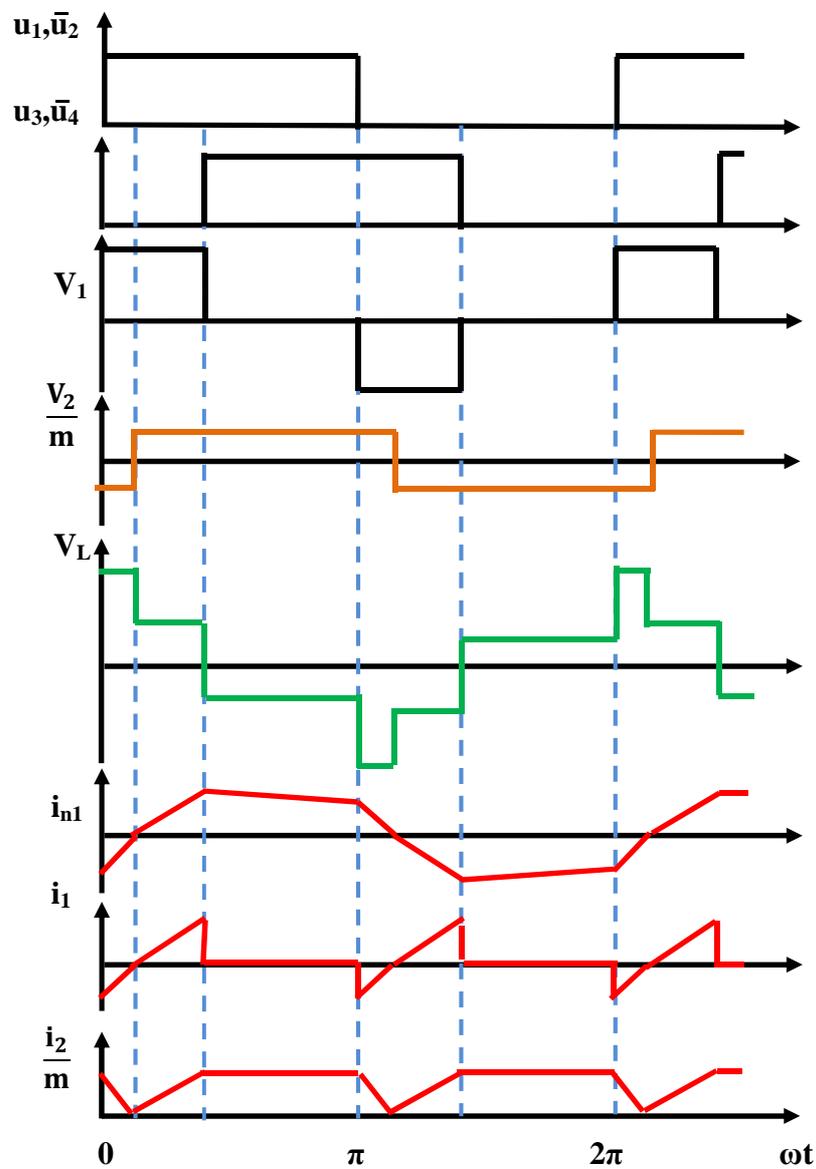


Figure 2-6 Formes d'ondes d'un convertisseur en pont complet.

la relation suivante représente le rapport des tensions :

$$\frac{V_s}{V_e} = D.m \quad (2-6)$$

Cette structure présente les principaux avantages suivants :

- Ne nécessite pas d'inductance à courant élevé à l'étage primaire.
- Les contraintes de commutation sont réduites.
- Les deux étages sont isolés.

Le principal inconvénient de cette structure, sont les pertes de commutation élevées.

Dans notre cas, comme la source est une pile à combustible, donc le courant d'entrée est pollué, un filtre d'entrée LC peut être utilisé pour diminuer les ondulations du courant d'entré.

Une autre structure isolé intéressante est le convertisseur « push-pull ». Ce convertisseur est présenté sur la figure 2.4.c. Cette structure qui contient seulement deux interrupteurs dans l'étage primaire, est caractérisée par l'utilisation d'un transformateur à point milieu, qui permet de transférer à tout instant l'énergie au secondaire.

Les formes d'onde de ce convertisseur sont données sur la figure 2-7. Chacun des interrupteurs est commandé pendant la même durée D.T, K_1 pendant la première demi période, K_2 pendant la deuxième et le rapport cyclique pouvant évoluer entre 0 et 0,5.

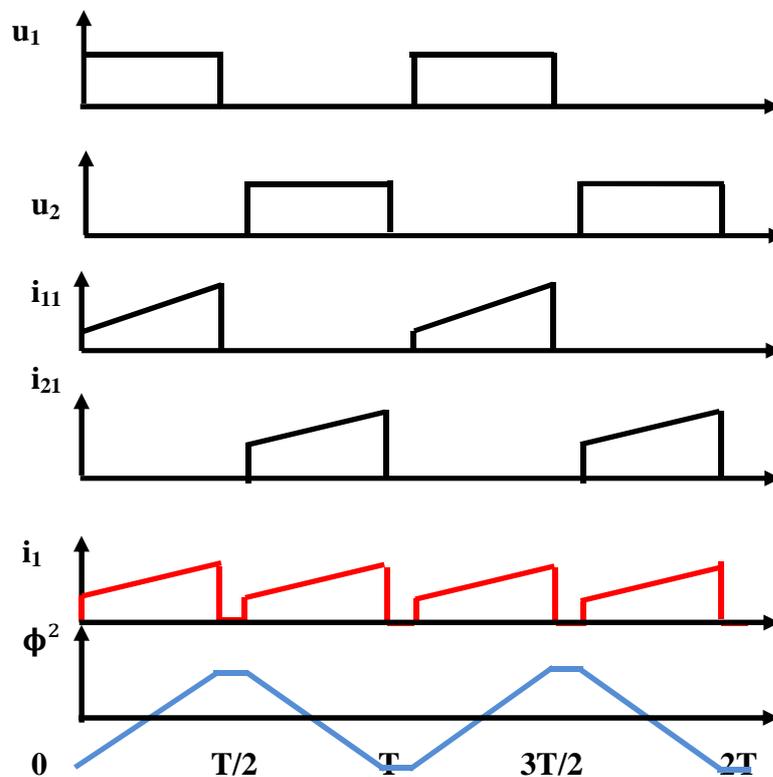


Figure 2-7 Formes d'ondes de convertisseur de type push-pull.

Le flux magnétique ϕ de ce convertisseur est alternatif et utilise l'ensemble de la courbe B-H du matériau magnétique.

Le rapport entre la tension V_2 et V_1 en grandeurs réduites de ce convertisseur est :

$$\frac{V_s}{V_e} = 2.D. \frac{n_2}{n_1} = 2.D.m \quad (2-7)$$

Les principaux inconvénients de cette structure sont :

1. Plus de contraintes de tension sur les interrupteurs, qui doivent soutenir un niveau de tension deux fois plus élevée que la tension de sortie de la pile[43]
2. Comme pour le « Flyback », les inductances de fuite du transformateur induisent des contraintes lors du blocage des interrupteurs et diminuent le rendement [44].

2.2.3 Convertisseur isoléen demi pont avec circuit passive commun de Clamping (Common Passive-Clamp)

Le convertisseur DC-DC isolé en demi pont avec circuit passive commun de Clamping avec une inductance série, est représenté sur la Figure2.5[40]. Le volume d'inductance d'entrée peut être réduit et le convertisseur diminue l'ondulation du courant.

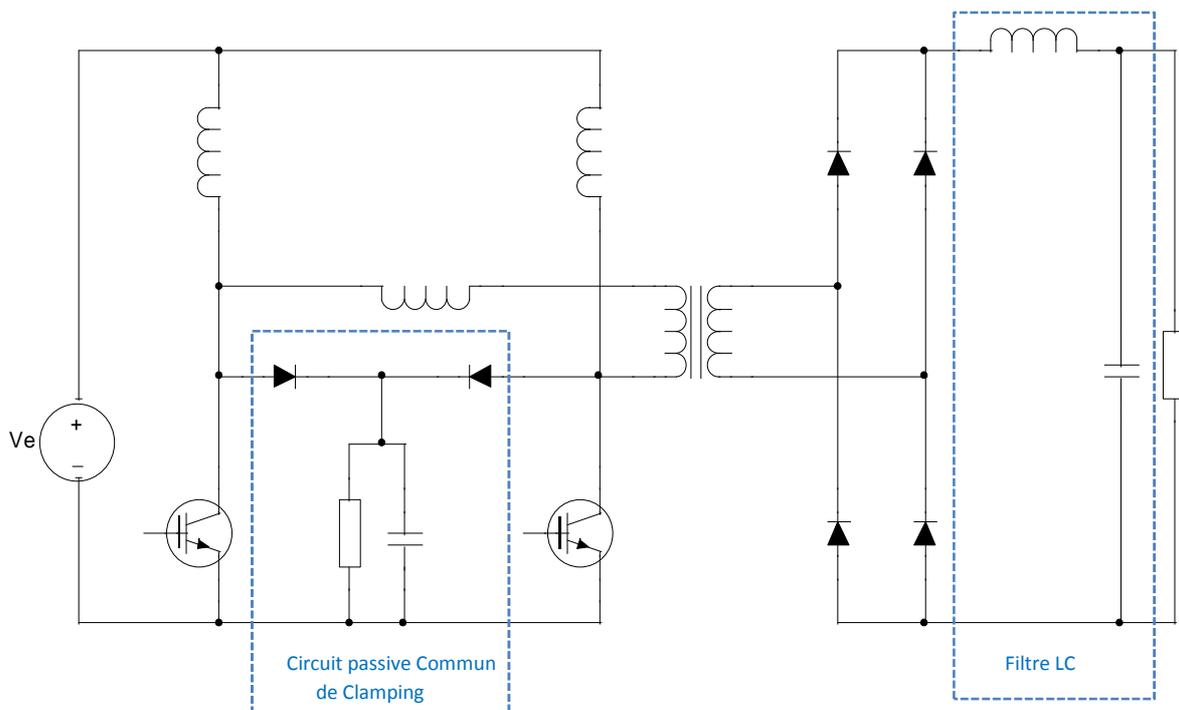


Figure 2-8 Convertisseur isolé en demi pont avec Circuit passive Commun de Clamping.

Un circuit de clamping auxiliaire est utilisé pour réduire les contraintes principales de tension des semi-conducteurs ; en raison de la décharge d'inducteurs pendant la commutation. D'une part le circuit auxiliaire augmente la complexité et introduit des pertes supplémentaires (l'énergie perdue dans le circuit de verrouillage) dans le convertisseur. D'autre part la conception du convertisseur montre que le volume de l'inductance reste dominant et l'efficacité du convertisseur n'est pas satisfaisante[45].

2.2.4 Convertisseur Isolé bidirectionnel avec circuit passive commun de Clamping

Connu sous le nom de convertisseur « Boost isolé », sa structure présentée sur la figure 2.9 est composée de deux onduleurs monophasé connectés au primaire et au secondaire et un transformateur haute fréquence au milieu. Un circuit de clamping auxiliaire est souvent nécessaire pour limiter les surtensions provoquées par l'inductance de fuite du transformateur. Un autre circuit auxiliaire (circuit de charge) connecté avec la capacité de sortie est aussi nécessaire pour éliminer les appels de courant lors du démarrage du dispositif. La fréquence apparente de découpage vue par la source est égale au double de celle des semi-conducteurs. Ce convertisseur est approprié pour des applications de moyenne puissance de quelque kW [46].

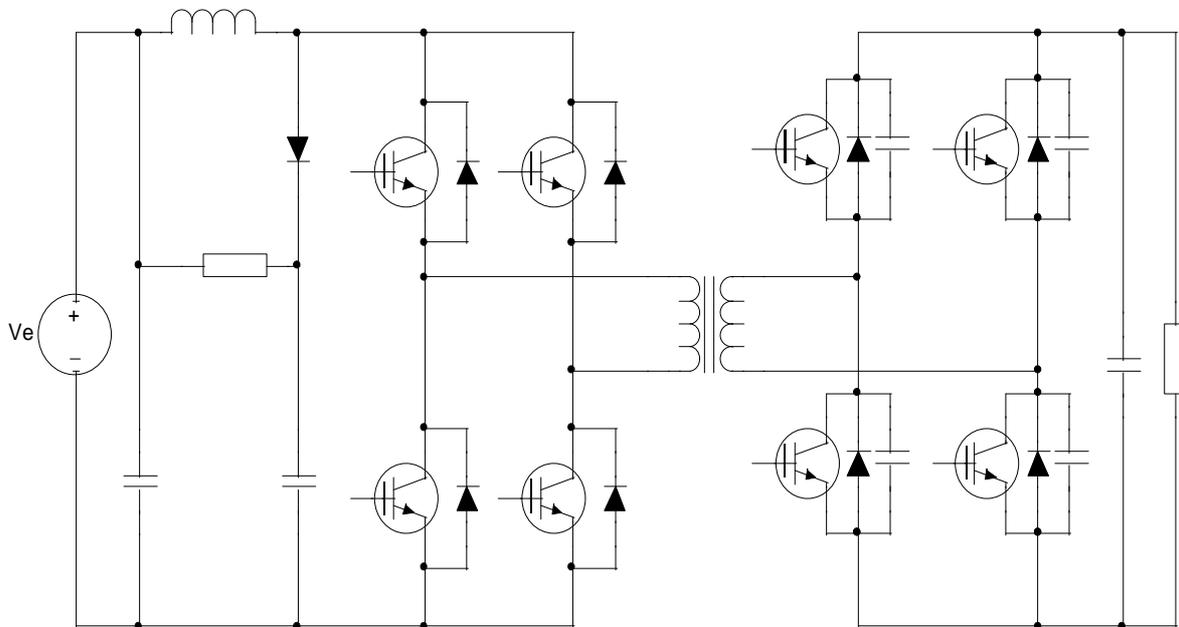


Figure 2-9 Convertisseur Isolé Bidirectionnel avec Circuit passive Commun de Clamping.

2.2.5 Convertisseur « Flyback » avec Interrupteur Résonant

Le convertisseur « Flyback » avec Interrupteur Résonant est représenté sur la Figure 2.10 ci-dessous.

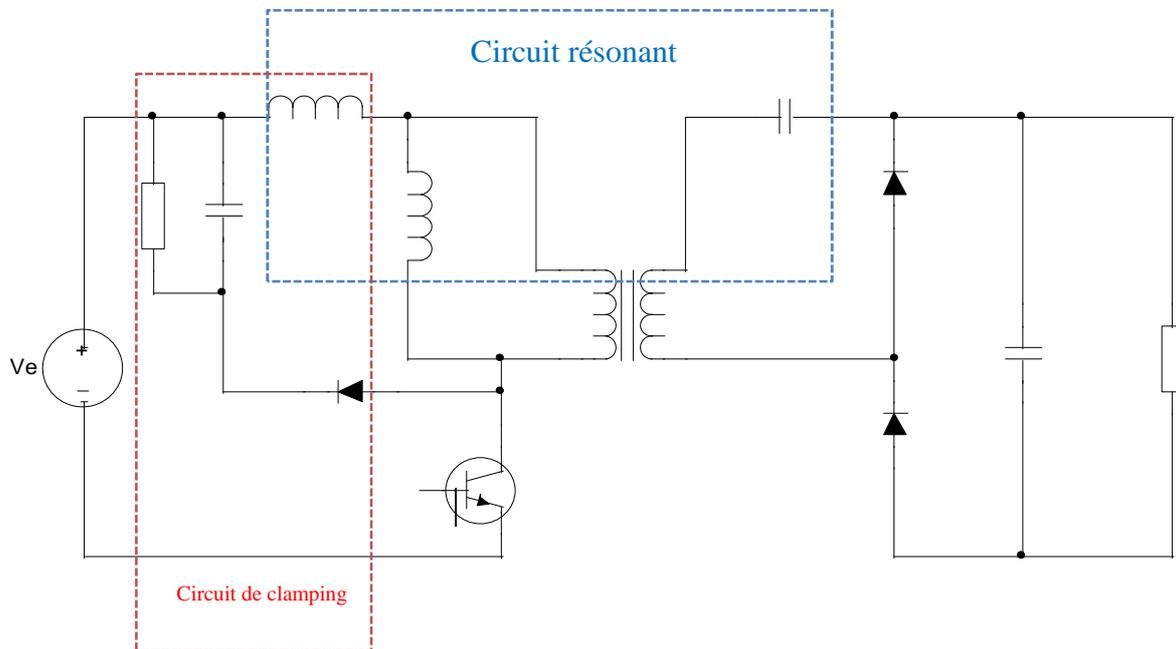


Figure 2-10 Convertisseur « Flyback » avec Interrupteur Résonant.

Ce convertisseur est dimensionné pour pallier les inconvénients du convertisseur « Flyback » classique, nous citons (à savoir) les contraintes élevées de l'interrupteur de puissance, le circuit magnétique assez volumineux et le flux unipolaire dans le matériau magnétique.

Pour cela on remplace l'interrupteur principal par un interrupteur résonnant, qui intègre l'inductance de fuite du système permettant d'obtenir des commutations douces et de rajouter un circuit de clamping [47]. Bien que ces circuits auxiliaires permettent d'améliorer le rendement du dispositif de conversion, mais son domaine d'utilisation reste dans les applications basse puissance.

2.2.6 Convertisseur isolé en pont complet avec circuit actif commun de Clamping (Common Active-Clamp)

Le convertisseur isolé en pont complet, avec circuit actif commun de Clamping, connu aussi sous le nom de convertisseur source de courant en pont complet, est représenté sur la fig. 2.11. La structure présentée est composée d'un convertisseur isolé en pont complet avec un circuit active de clamping, afin de réduire le nombre d'inductances d'entrée et d'éviter les contraintes de tension des principaux interrupteurs au cours de la commutation.

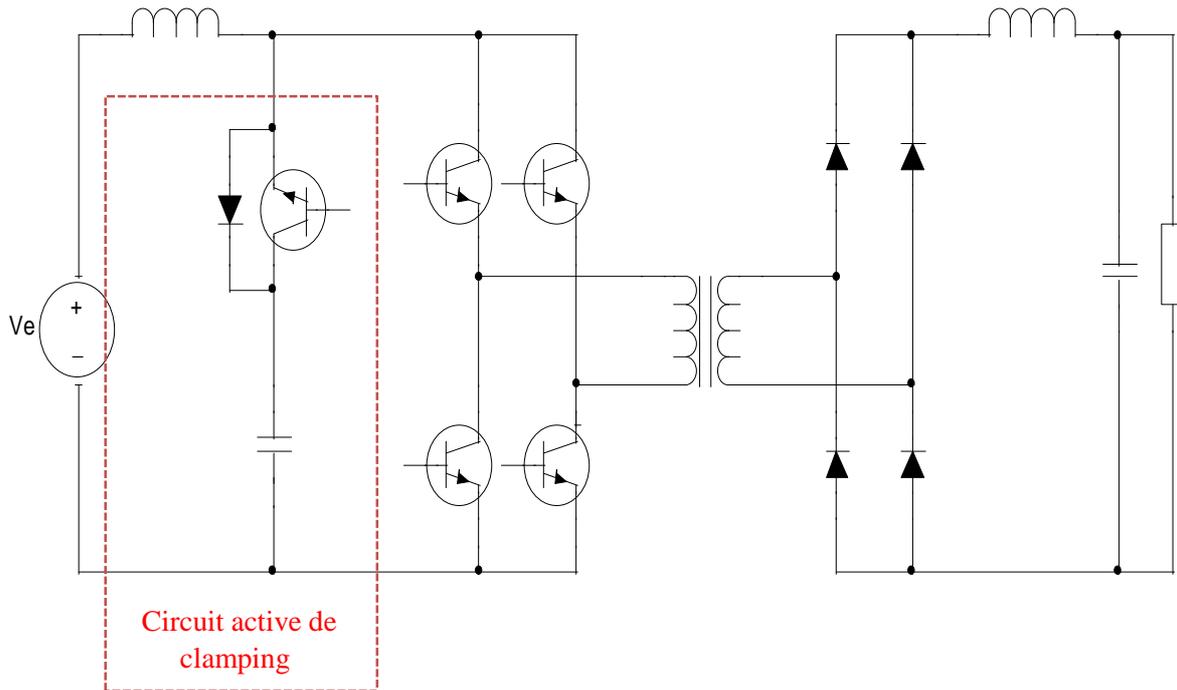


Figure 2-11 Convertisseur isolé en pont complet avec Circuit actif Commun de Clamping.

2.2.7 Convertisseurs Continu-Continu Isolés à résonance

La figure 2.12 ci-dessous présente une structure de convertisseurs à résonance, proposée dans [48] qui associe un mode de commutation à zéro de tension et à zéro de courant. L'auteur présente un convertisseur élévateur constitué d'un transformateur haute fréquence ayant ses enroulements primaire et secondaire connectés à un onduleur monophasé et à un redresseur double alternance avec quatre diodes. L'onduleur est commandé à un rapport cyclique fixe. Il est à noter que pour ce type de structure, la commutation est douce pour certaines plages de fonctionnement, ce qui réduit les pertes de commutation de ce convertisseur. Par ailleurs, le niveau maximum de puissance dépend de la valeur de l'inductance de fuite du transformateur. Une bonne maîtrise dans la conception du circuit magnétique est donc requise pour réaliser ce type de convertisseur.

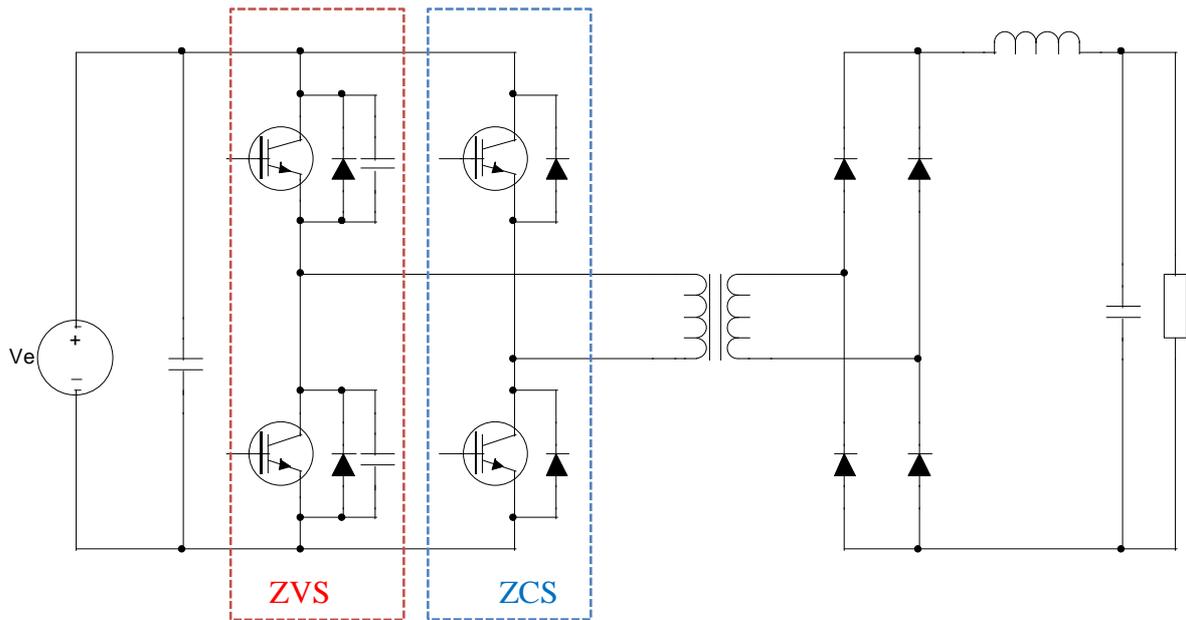


Figure 2-12 Convertisseurs Continu-Continu Isolés à résonance.

2.2.8 Convertisseurs Continu-Continu Isolés V_6

Un convertisseur à trois phases avec six bras, est représenté sur la figure 2.13 [49], ce convertisseur est connu sous le nom de « V_6 ». La modulation par déplacement de phase (PSM) peut être utilisée pour atteindre la commutation douce[39]. Les trois phases sont contrôlées avec décalage de 120 degrés l'une par rapport à l'autre, donc l'ondulation peut être éliminée. Sachant que la tension de transformation du V_6 est fixée, il peut, par ailleurs utiliser un grand nombre de dispositifs actifs et exiger une conception complexe du transformateur.

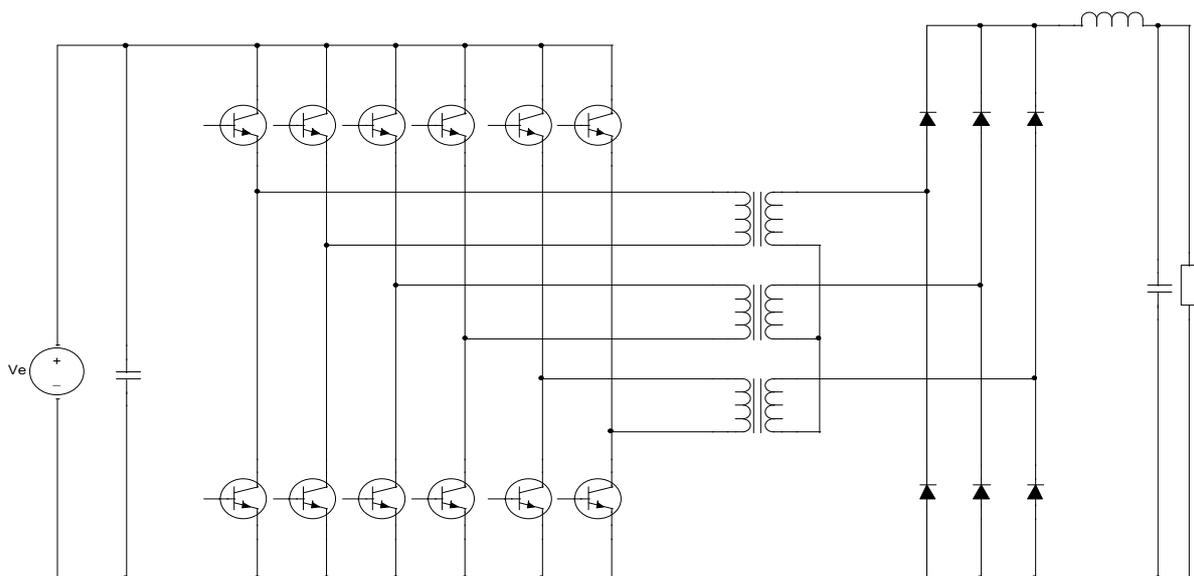


Figure 2-13 Convertisseurs Continu-Continu Isolés V_6 .

En raison de contraintes non négligées du poids, du volume et des pertes dans le transformateur de puissance des convertisseurs isolés, nous nous sommes orientés vers les convertisseurs non isolés comme une solution alternative, afin de surmonter les contraintes citées précédemment.

2.3 Convertisseurs statiques basse tension continu-continu non-isolé

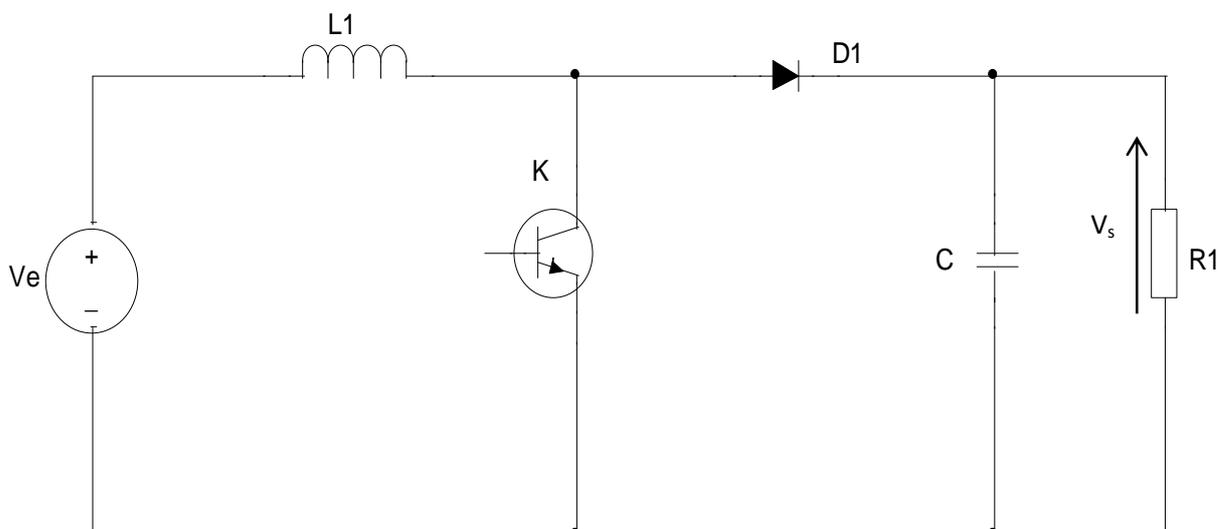
Nous allons nous intéresser dans cette partie de travail, aux structures élévatrices non isolées que l'on retrouve sous le nom de « BOOST ». Plusieurs variantes existent à savoir:

1. Le « BOOST » classique,
2. le « BUCK- BOOST »,
3. le « BOOST » entrelacé,
4. le « BOOST » à trois niveaux et
5. le double « BOOST » dual entrelacé, etc...

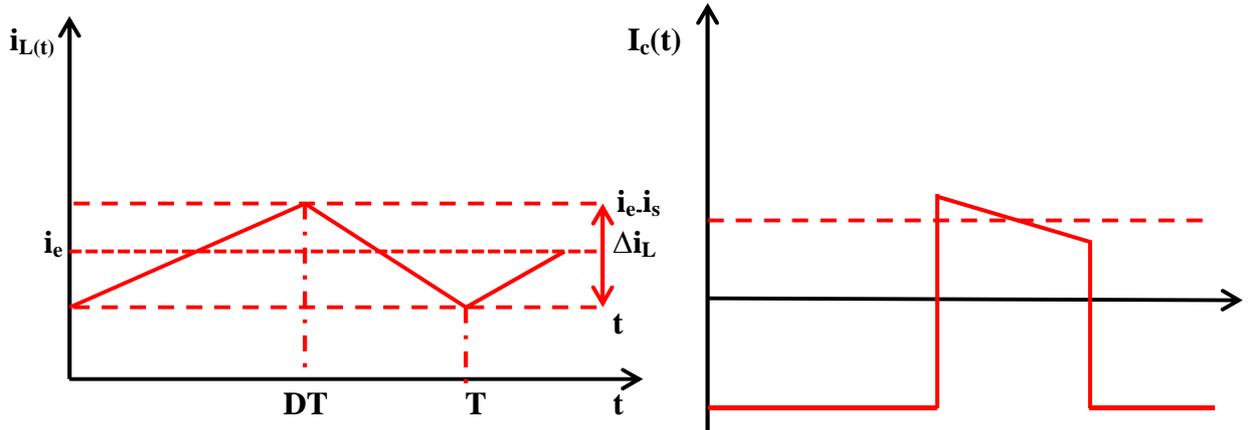
Ces structures, quant à elles, répondent bien aux contraintes de gamme de puissance de PAC.

2.3.1 Convertisseur élévateur BOOST

La première topologie est un convertisseur élévateur de tension « Boost », la tension de sortie est supérieure à sa tension d'entrée. Le convertisseur élévateur conventionnel est largement employé dans la correction du facteur de puissance (PFC) en raison de sa simple structure. La figure 2.14 ci-dessous, montre le convertisseur élévateur avec son taux de conversion et ses formes d'onde de l'état d'équilibre en mode de conduction continue (CCM).

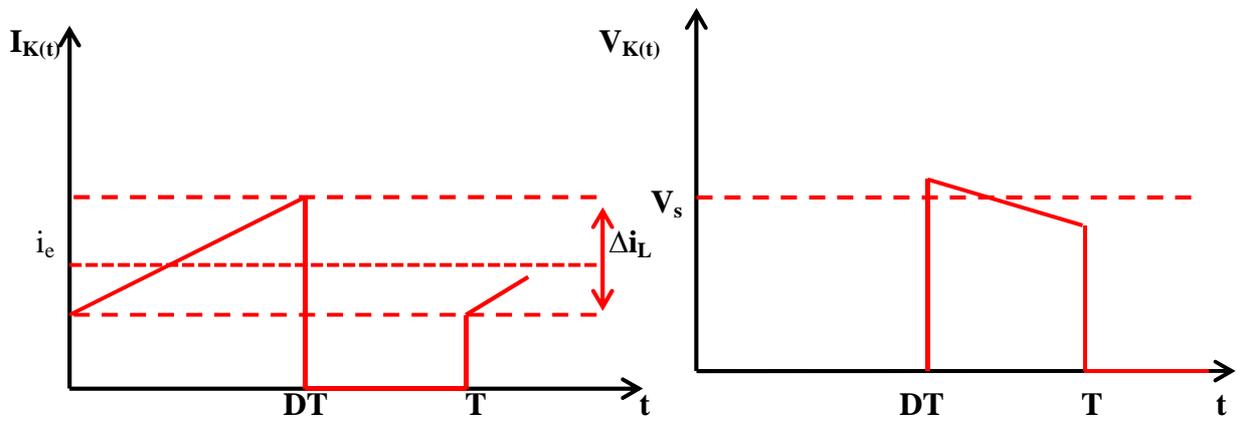


(a) Convertisseur BOOST.



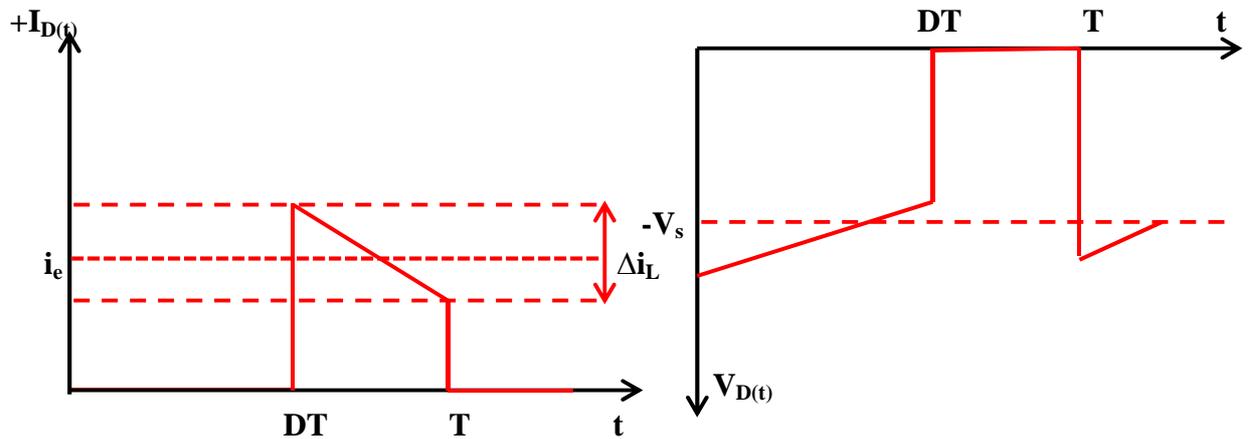
(b) Courant d'inductance.

(c) Courant de capacité.



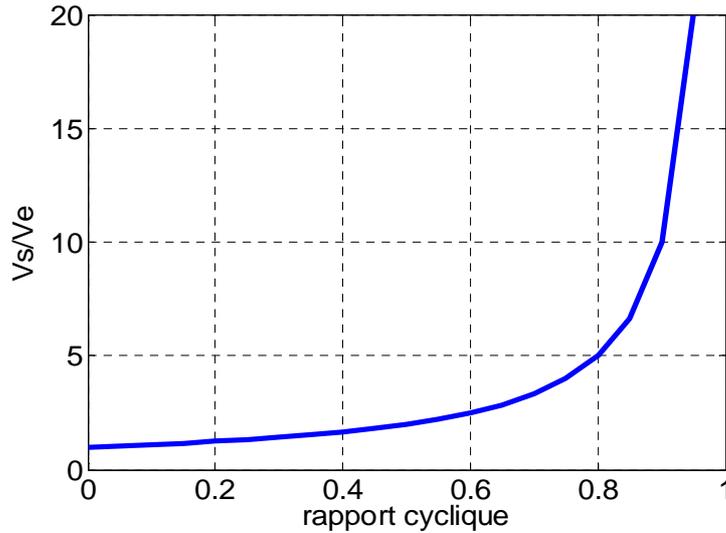
(d) courant d'interrupteur.

(e) tension d'interrupteur.



(f) courant de diode

(g) tension de diode.



(h) rapport de tension.

Figure 2-14 Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur BOOST en CCM.

Le gain en tension du convertisseur élévateur, l'ondulation de courant d'inductance et l'ondulation de tension de sortie sont définis par les relations suivantes :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (2-8)$$

$$\Delta i_L = \frac{D \cdot V_e}{L \cdot f} \quad (2-9)$$

$$\Delta V_s = \frac{D \cdot I_s}{C \cdot f} = \frac{D \cdot V_e}{(1-D) \cdot R \cdot C \cdot f} \quad (2-10)$$

D'où D est le rapport cyclique, f est la fréquence de découpage et R est la charge équivalente. Par définition, D est compris entre 0 et 1, la tension de sortie est toujours supérieure à la tension d'entrée V_e , le montage est élévateur en tension.

Le courant dans l'inductance est fonction de la puissance débitée par la source. On peut exprimer sa valeur moyenne en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{I_s}{1-D} \quad (2-11)$$

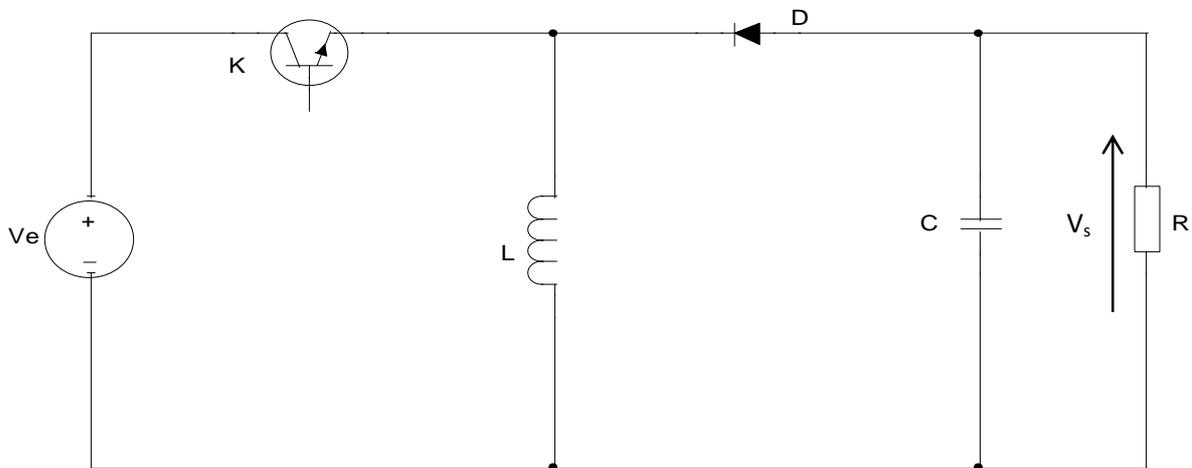
les contraintes de courant et de la tension des interrupteurs et diode de puissance peuvent être calculées comme suit:

$$I_{D_{\max}} = I_{K_{\max}} = \frac{I_s}{1-D} + \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_s}{2 \cdot L \cdot f} \quad (2-12)$$

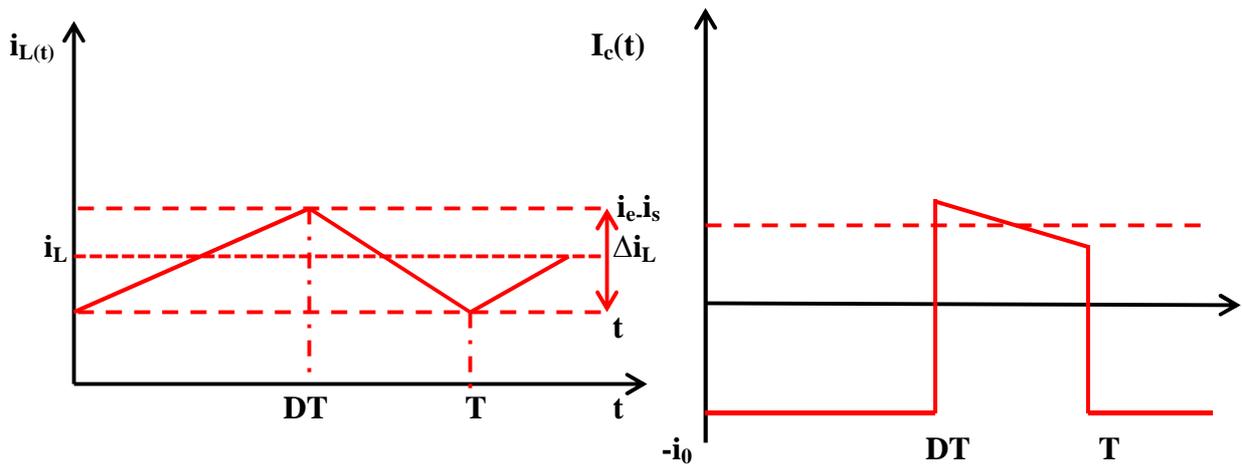
$$V_{D_{\max}} = V_{K_{\max}} = \frac{V_e}{1-D} + \frac{D \cdot V_e}{2 \cdot (1-D) \cdot R \cdot C \cdot f} \quad (2-13)$$

2.3.2 Convertisseur abaisseur-élevateur « BUCK-BOOST »

Ce convertisseur est appelé abaisseur-élevateur par son aptitude à fournir une tension plus faible ou plus élevée que celle appliquée à son entrée, cette valeur de tension dépend de la valeur du rapport cyclique. La figure 2.15 ci-dessous, montre le convertisseur « buck-boost », son gain en tension et les formes d'onde de l'état d'équilibre de CCM.

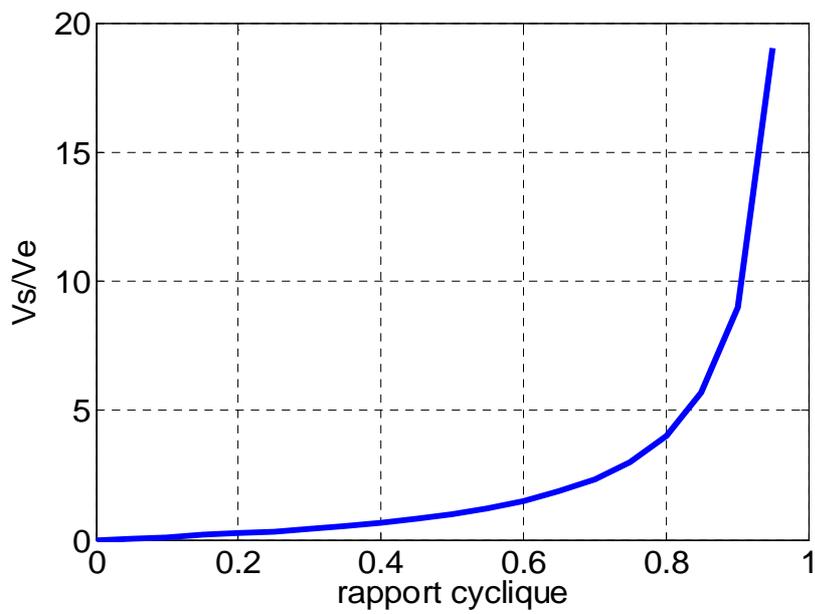
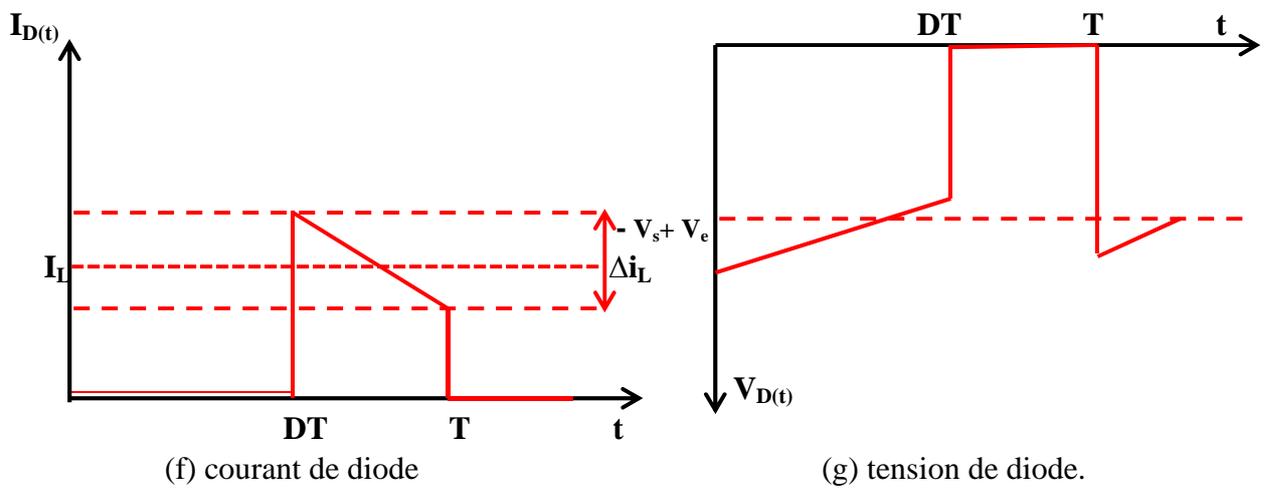
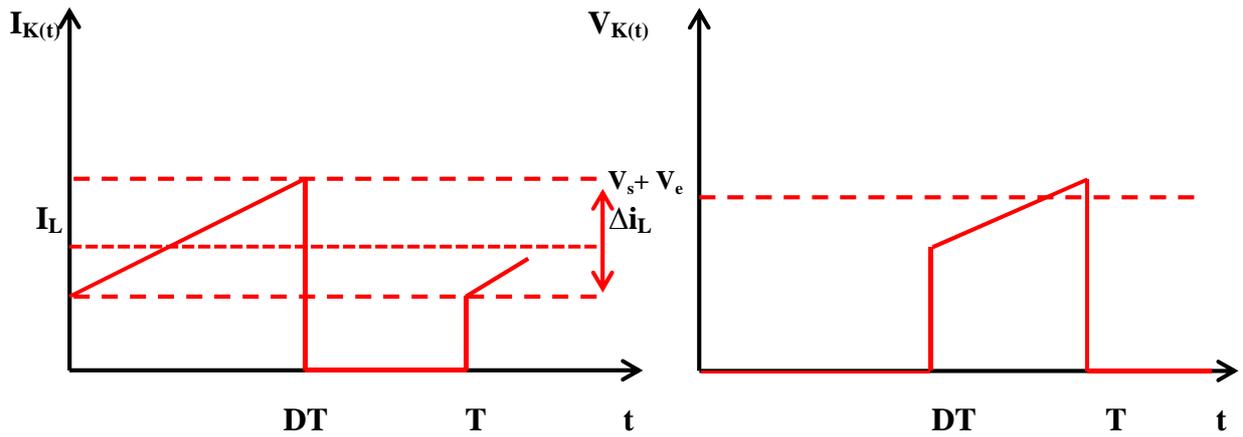


(a) Convertisseur BUCK-BOOST.



(b) Courant d'inductance.

(c) Courant de capacité.



(h) rapport de tension.

Figure 2-15 Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur BUCK-BOOST en CCM.

Le gain en tension du convertisseur abaisseur-élevateur, l'ondulation de courant d'inductance et l'ondulation de tension de sortie sont définis par les relations suivantes :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D}{1-D} \quad (2-14)$$

$$\Delta i_L = \frac{D \cdot V_e}{L \cdot f} \quad (2-15)$$

$$\Delta V_s = \frac{D \cdot I_s}{C \cdot f} = \frac{D^2 \cdot V_e}{(1-D) \cdot R \cdot C \cdot f} \quad (2-16)$$

D'où D est le rapport cyclique, f est la fréquence de découpage et R est la charge équivalente. Par définition, D est compris entre 0 et 1, et si le rapport cyclique est supérieur à 0,5 ; la tension de sortie est toujours supérieure à la tension Ve d'entrée.

Le courant dans l'inductance est fonction de la puissance débitée par la source. On peut exprimer sa valeur moyenne en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{I_s \cdot D}{1-D} \quad (2-17)$$

les contraintes de courant et de tension des interrupteurs et diodes de puissance peuvent être calculées comme suit:

$$I_{D_{\max}} = I_{K_{\max}} = \frac{I_s}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2-18)$$

$$|V_{D_{\max}}| = V_{K_{\max}} = \frac{V_e}{1-D} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad (2-19)$$

2.3.3 Convertisseur « BOOST » en cascade

Le gain en tension du convertisseur « BOOST » peut être augmenté pour satisfaire la condition de haut gain en tension en utilisant une structure en cascade. Le convertisseur « BOOST » en cascade est représenté sur la figure 2.16 .

D'où n est le nombre de « BOOST » connectés en série (nombre d'étages). Les contraintes de tension du premier étage sont faibles, donc il peut fonctionner avec une fréquence de découpage élevée afin d'améliorer la densité de puissance. Le second étage peut travailler avec une fréquence de découpage faible pour réduire les pertes de commutation[50, 51].

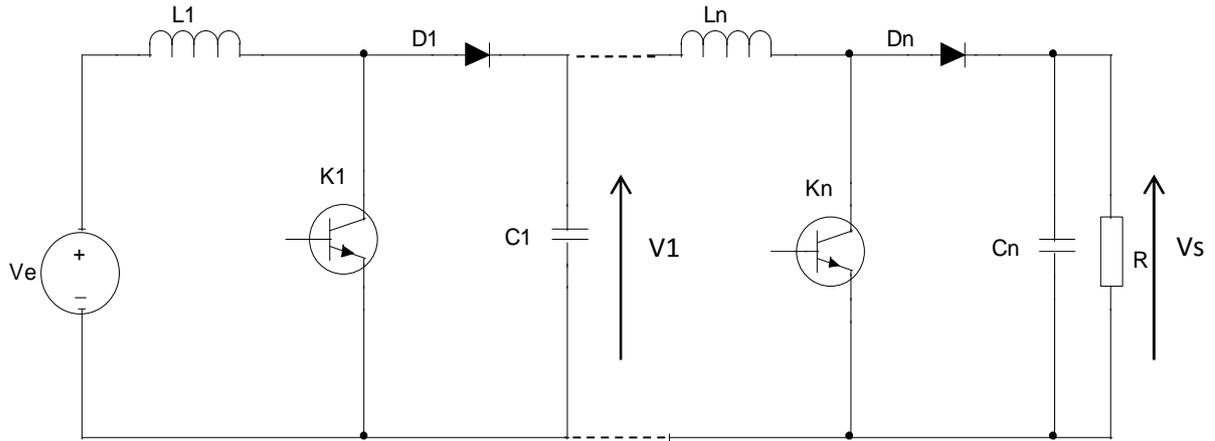


Figure 2-16 Convertisseur BOOST en cascade.

Le rapport de tension du convertisseur correspond au produit du rapport de tension des n « BOOST » élémentaires. On peut donc obtenir ainsi un rapport de tension très élevé. le rapport de tension théorique ainsi réalisé est défini par la relation suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \prod_{j=1}^n \frac{1}{1-D_j} \quad (2-20)$$

Le rapport de transformation peut donc être élevé. Cependant, l'augmentation du nombre de convertisseurs en cascade augmente l'ordre du système et augmente la difficulté de contrôle de celui-ci.

2.3.4 Convertisseur « BOOST » entrelacé (IBC)

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs basse tension. Il consiste en la mise en parallèle de cellules « BOOST » dont les commandes sont régulièrement décalées entre elles. Ainsi, ce principe permet, outre la réduction du courant dans chaque branche, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie[52-54]. L'analyse sera faite sur le « BOOST » entrelacé à 2 branches, mais les résultats sont valables pour les autres structures entrelacées.

La technique de l'entrelacement est réalisée par « 2 » branches ; L (inductance) – T (transistor) – D (diode) identiques (Figure 2.17 : Hacheur entrelacé à 2 branches). Les commandes des transistors de chaque branche sont décalées de $T/2$ de façon régulière avec un même rapport cyclique pour chaque branche.

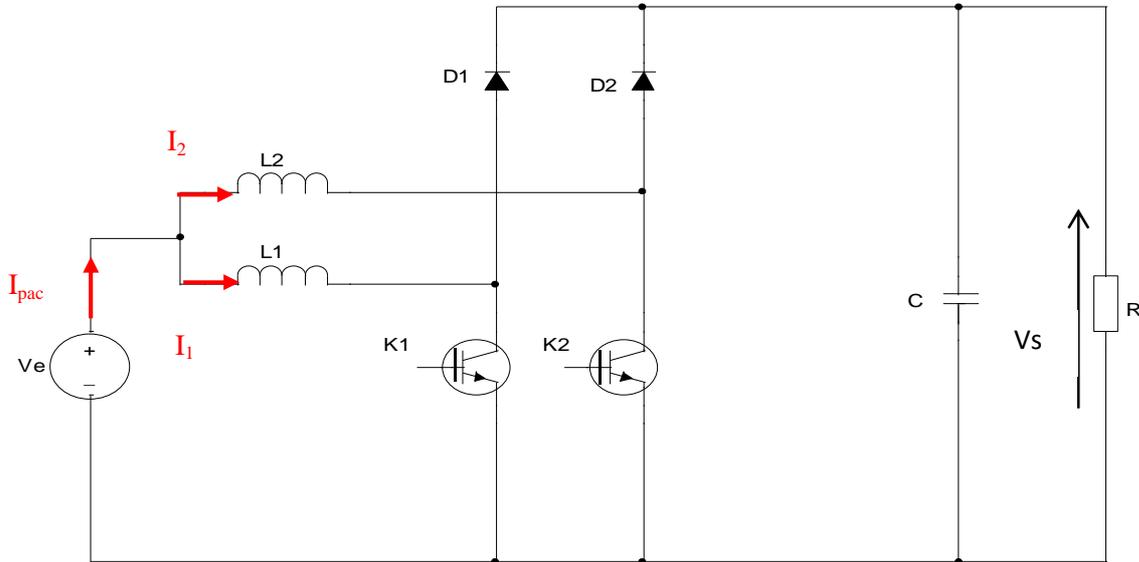


Figure 2-17 Convertisseur BOOST entrelacé à 2 branches.

Nous distinguons deux cas de fonctionnement correspondant avec $D > 0,5$ et $D < 0,5$.

Lorsque le rapport cyclique D est inférieur à $0,5$, les formes d'ondes simulées des tensions et courants de cette structure sont représentées dans les figures suivantes :

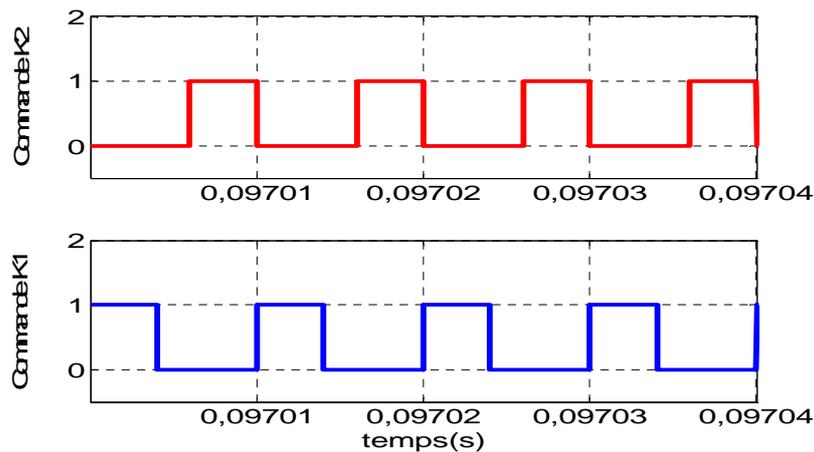


Figure 2-18 Commande des transistors de IBC.

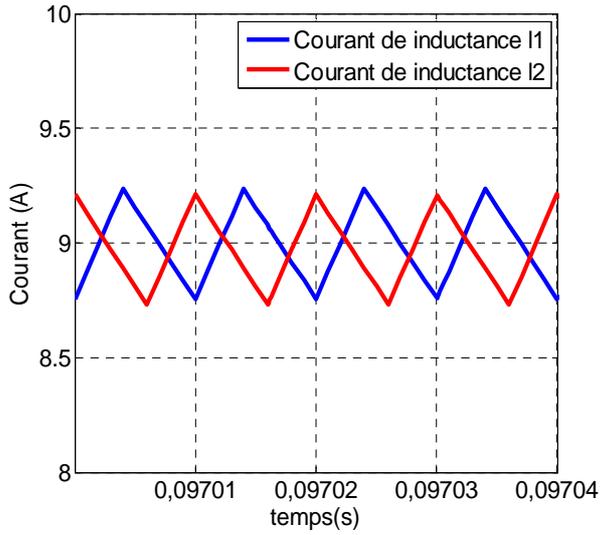


Figure 2-19 Courants dans les inductances de IBC.

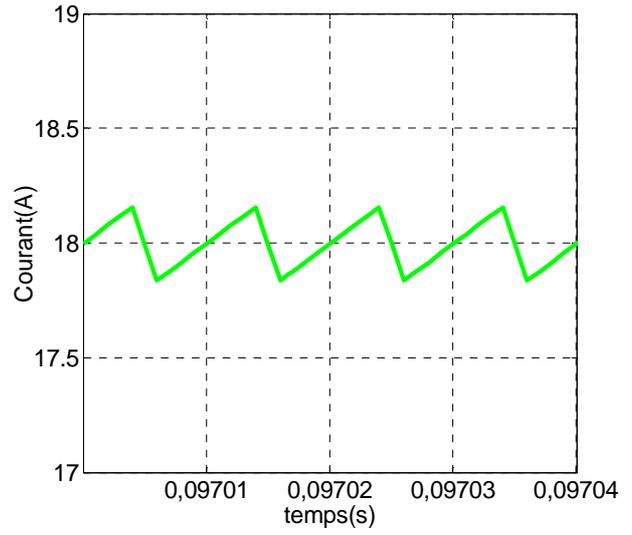


Figure 2-20 Courant de la source de IBC.

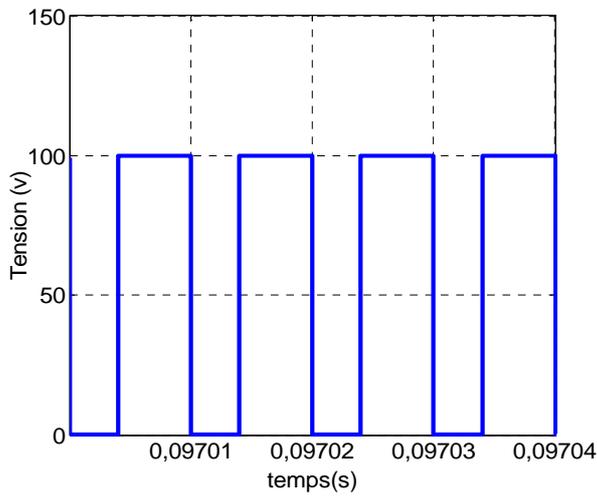


Figure 2-21 Tension aux bornes d'un transistor de IBC.

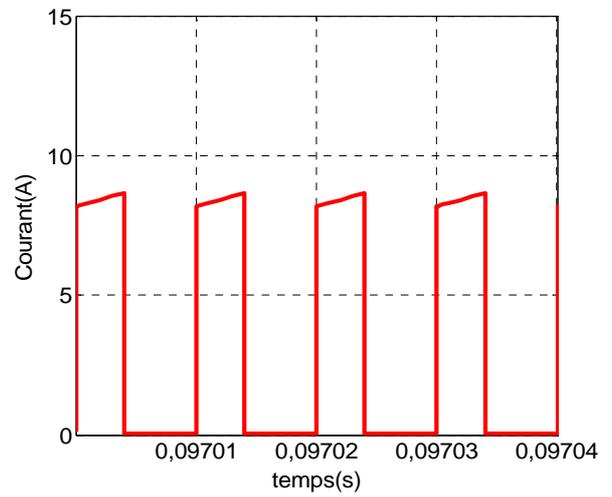


Figure 2-22 Courant aux bornes d'un transistor de IBC.

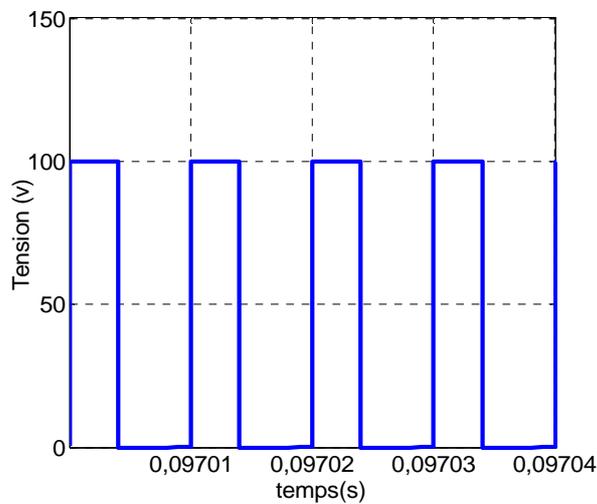


Figure 2-23 Tension aux bornes d'un diode de IBC.

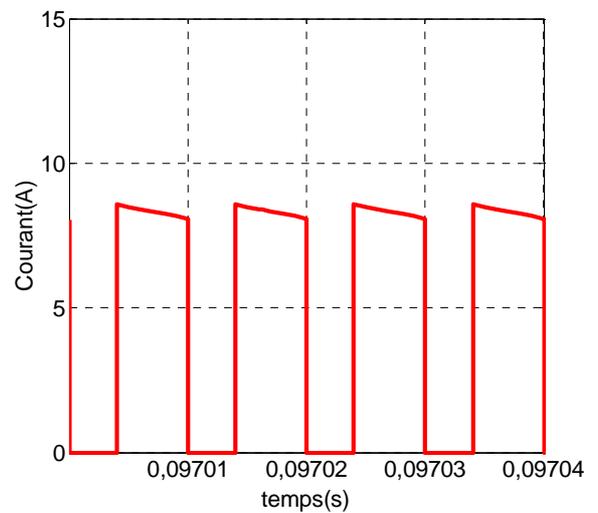


Figure 2-24 Courant aux bornes d'un diode de IBC.

Pour D supérieur à 0.5 :

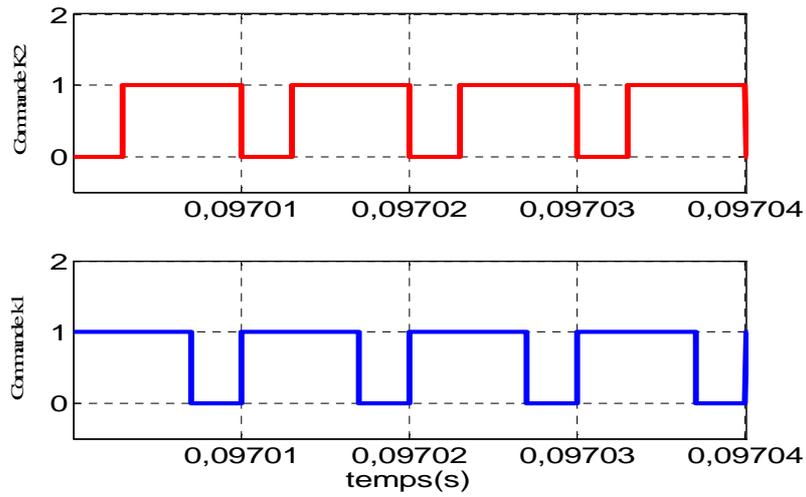


Figure 2-25 Commande des transistors de IBC.

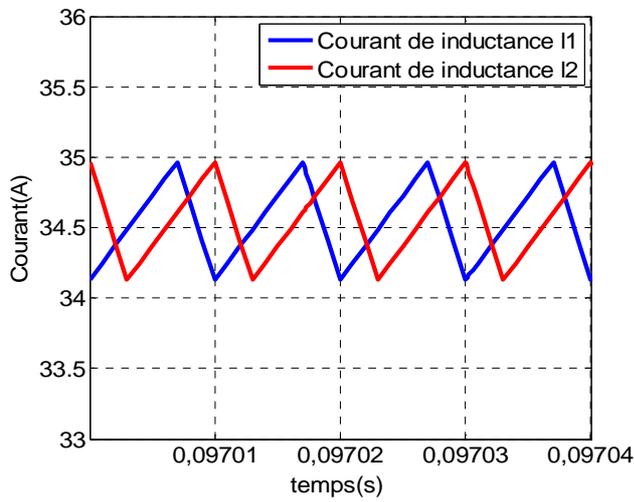


Figure 2-26 Courants dans les inductances de IBC.

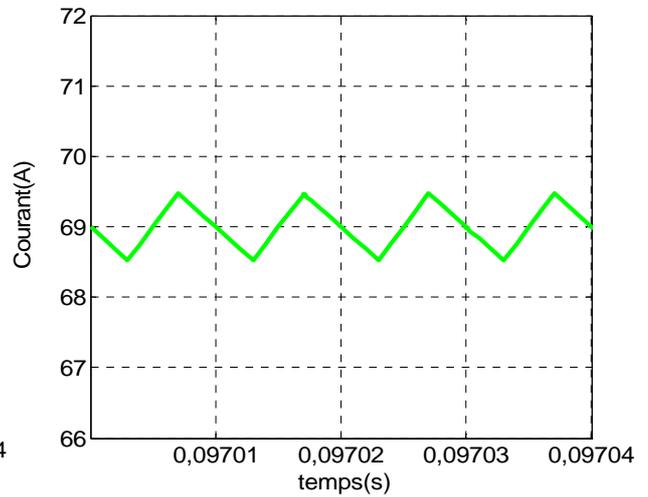


Figure 2-27 Courant de la source de IBC.

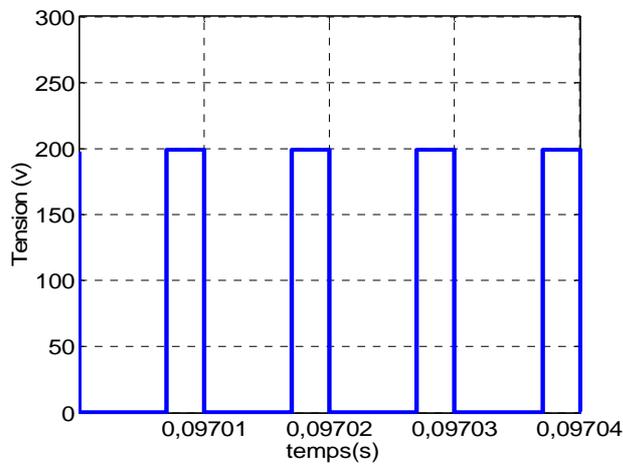


Figure 2-28 Tension aux bornes d'un transistor de IBC.

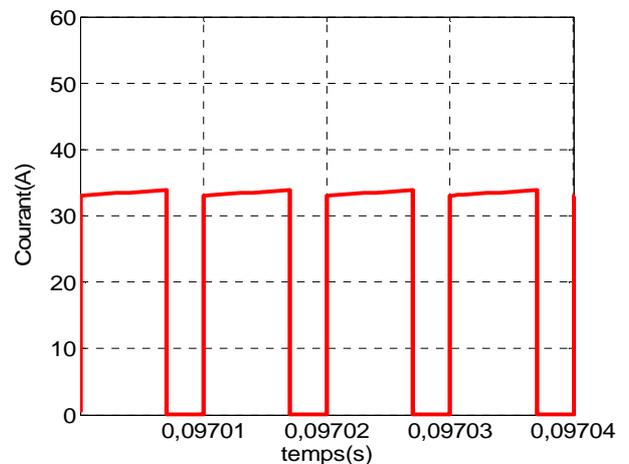


Figure 2-29 Courant aux bornes d'un transistor de IBC.

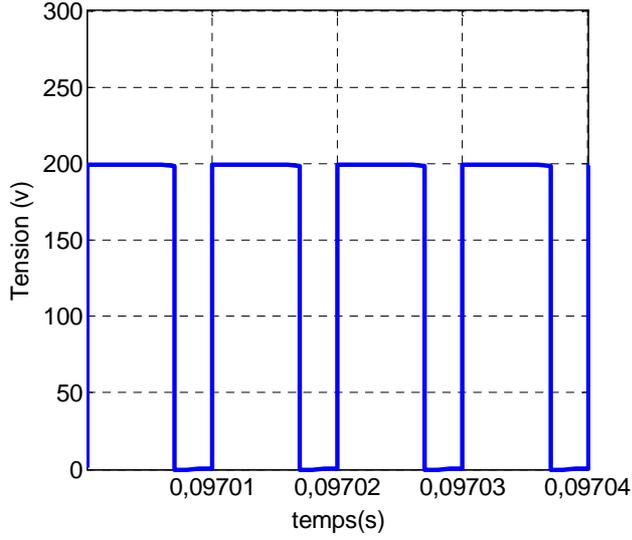


Figure 2-30 Tension aux bornes d'un diode de IBC.

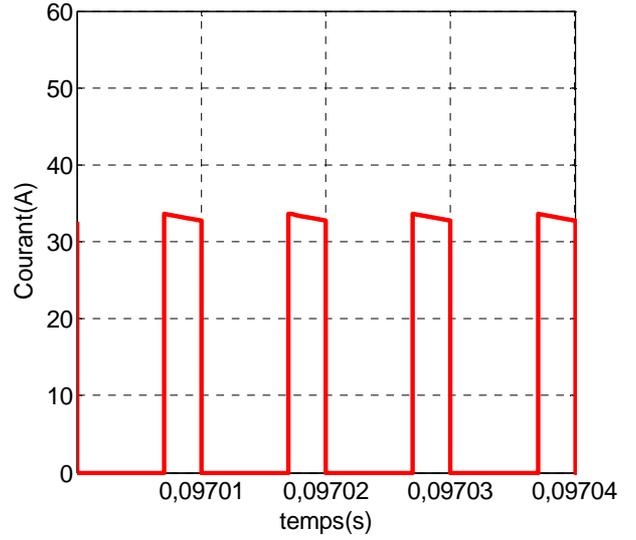


Figure 2-31 Courant aux bornes d'un diode de IBC.

Le rapport cyclique D et le gain en tension sont :

$$D = 1 - \frac{V_e}{V_s} \quad (2-21)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (2-22)$$

Tant que la valeur des inductances des deux convertisseurs élémentaires sont identiques, les courants dans les inductances sont de la même forme, mais sont décalés d'une demi période entre eux. Les ondulations de courant dans chaque inductance sont toujours égales à :

$$\Delta i_L = \Delta i_1 = \Delta i_2 = \frac{D \cdot V_e}{L \cdot f} \quad (2-23)$$

Pour un rapport cyclique D inférieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_{pac} = \frac{1-2 \cdot D}{1-D} \cdot \frac{D \cdot V_e}{L \cdot f} = \frac{1-2 \cdot D}{1-D} \cdot \Delta i_L \quad (2-24)$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s - (0.5 - D)}{C \cdot f} = \frac{V_e \cdot (0.5 - D)}{(1-D) \cdot R \cdot C \cdot f}$$

Et pour un rapport cyclique D supérieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_{pac} = \frac{2.D-1}{D} \cdot \frac{D.V_e}{L.f} = \frac{2.D-1}{D} \cdot \Delta i_L \quad (2-25)$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s - (D-0.5)}{C.f} = \frac{V_e \cdot (D-0.5)}{(1-D).R.C.f}$$

Le courant moyen qui traverse les interrupteurs et les diodes est :

$$I_{K_{moy}} = D \cdot \frac{I_{pac}}{2} \quad (2-26)$$

$$I_{D_{moy}} = (1-D) \cdot \frac{I_{pac}}{2} \quad (2-27)$$

On remarque que les courants dans les interrupteurs et les diodes sont divisés par deux.

Pour la capacité, la fréquence de l'ondulation du courant de sortie est doublée donc la capacité de sortie peut être divisée par deux par rapport au cas du « BOOST » à une branche :

$$C_s = \frac{D.V_e}{2.(1-D).R.\Delta V_s.f} = \frac{D.V_s}{2.R.\Delta V_s.f} \quad (2-28)$$

Cette structure entrelacée est une solution efficace pour augmenter le niveau de puissance, car elle permet le partage du courant entre les phases. Cette structure permet de minimiser l'ondulation du courant et la taille des composants passifs[55]. Mais, les contraintes de tension sur l'interrupteurs et diodes sont encore importantes, ce qui conduit à l'efficacité limitée en raison de pertes de commutation dans les applications à haute puissance. De plus, le convertisseur entrelacé souffre du gain en tension limité, ce qui est identique à celui de « BOOST » conventionnel.

2.3.5 Convertisseur « BOOST » à trois niveaux

Ce montage est la combinaison de deux « BOOST » ayant les points milieux des transistors et des condensateurs de filtrage, reliés à la sortie (figure 2.32) . Les commandes des transistors étant décalées de T/2[56]. Ce convertisseur est capable de diminuer par deux la contrainte en tension sur les semi-conducteurs par rapport à la tension de sortie V_s , et est imposée par la tension des condensateurs de sortie C_1 et C_2 . C'est l'une des caractéristiques les plus intéressantes de cette structure par rapport au « BOOST » entrelacé.

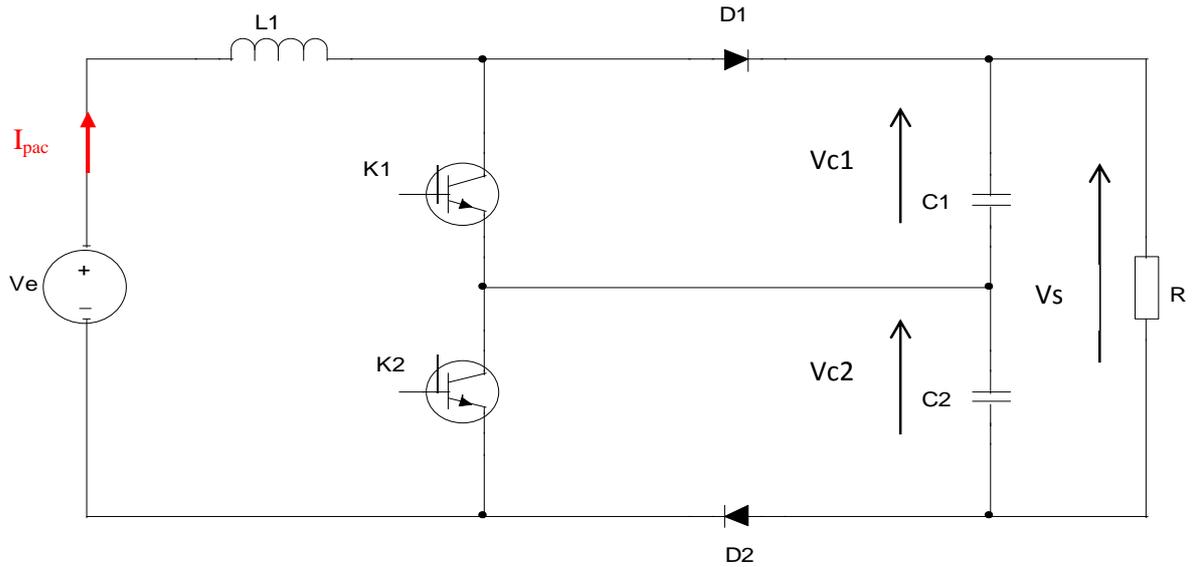


Figure 2-32 Convertisseur BOOST à trois niveaux.

Pour le rapport cyclique D , inférieur à 0,5, les formes d'ondes simulées des tensions et courants de cette structure sont représentées sur les figures suivantes :

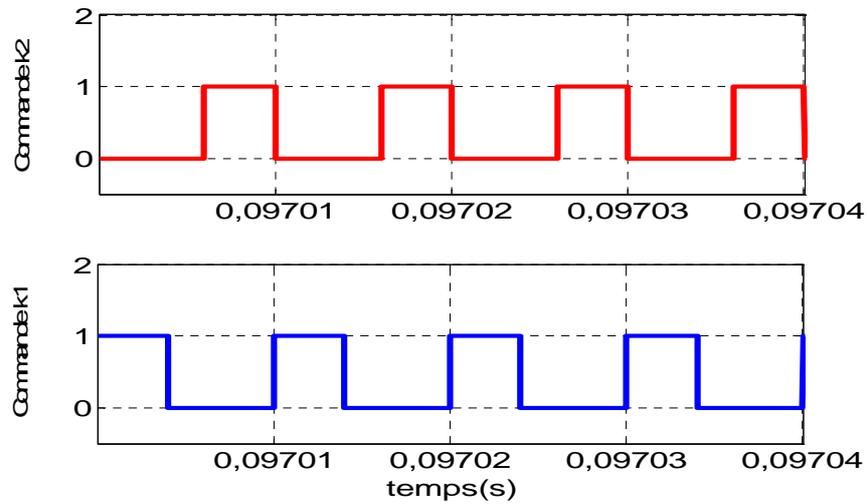


Figure 2-33 Commande des transistors de BOOST à trois niveaux.

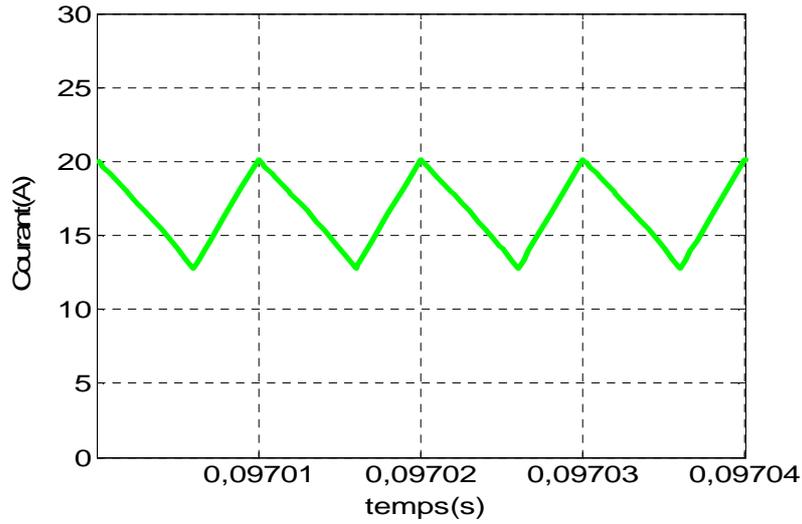


Figure 2-34 Courants dans l' inductances de BOOST à trois niveaux.

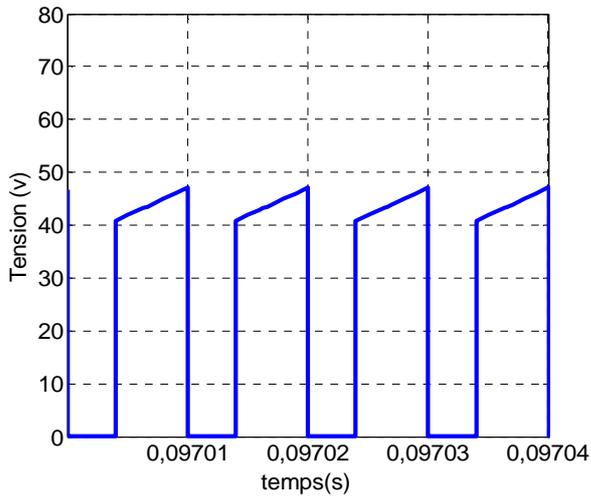


Figure 2-35 Tension aux bornes d'un transistor de BOOST à trois niveaux.

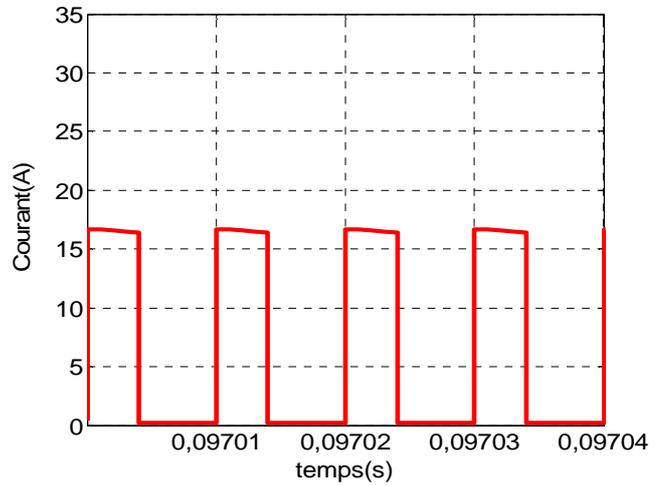


Figure 2-36 Courant aux bornes d'un transistor de BOOST à trois niveaux.

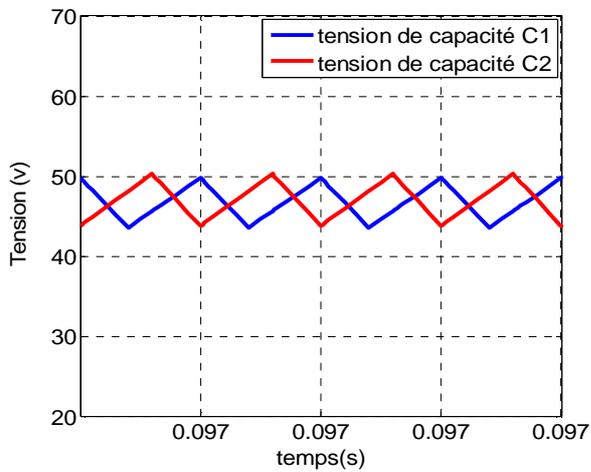


Figure 2-37 Tension aux bornes des capacité de BOOST à trois niveaux.

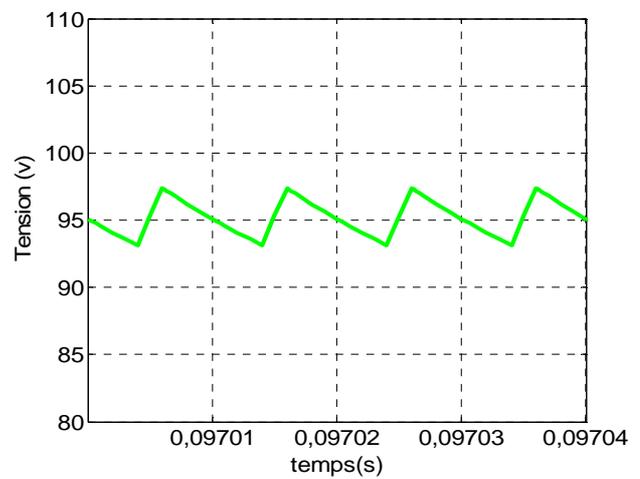


Figure 2-38 Tension de sortie de BOOST à trois niveaux.

Pour D supérieur à 0.5 :

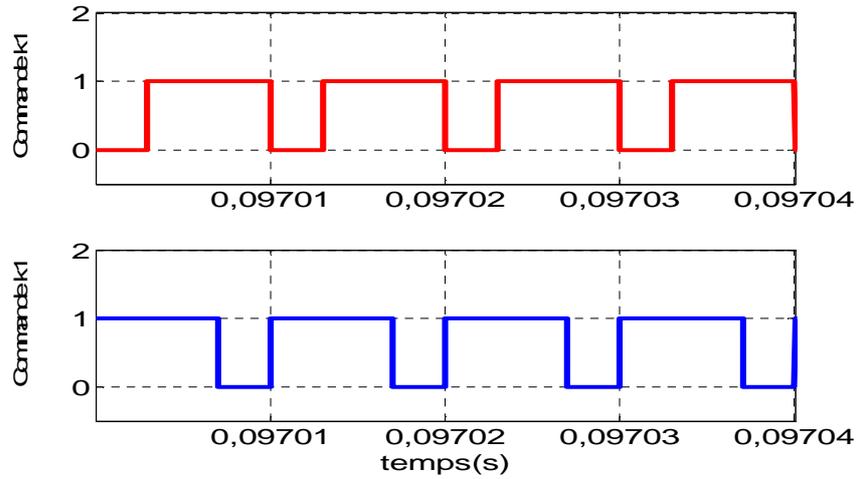


Figure 2-39 Commande des transistors de BOOST à trois niveaux.

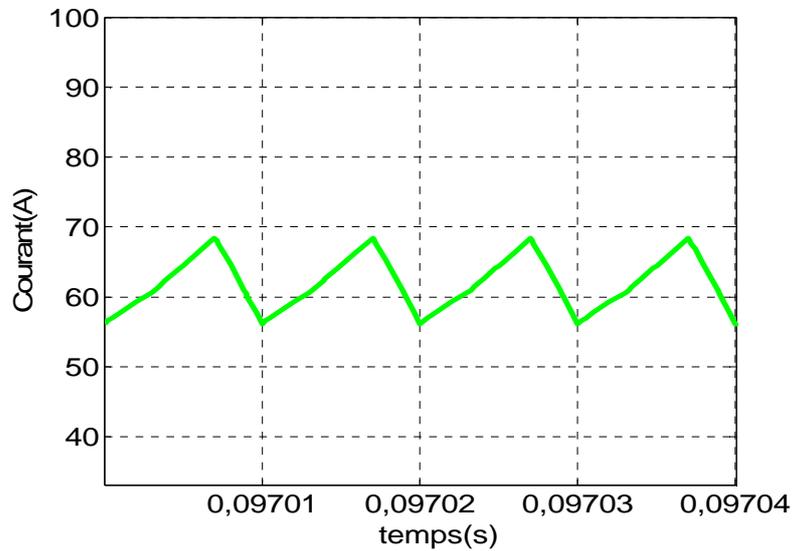


Figure 2-40 Courants dans l'inductances de BOOST à trois niveaux.

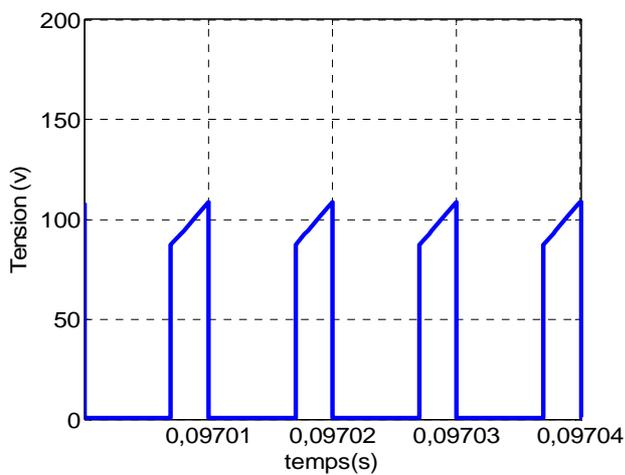


Figure 2-41 Tension aux bornes d'un transistor de BOOST à trois niveaux.

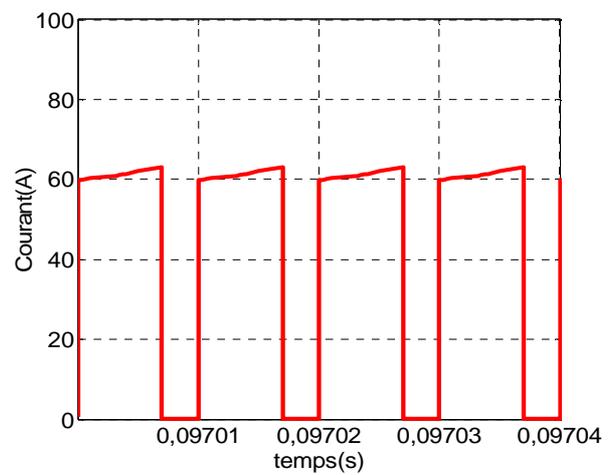


Figure 2-42 Courant aux bornes d'un transistor de BOOST à trois niveaux.

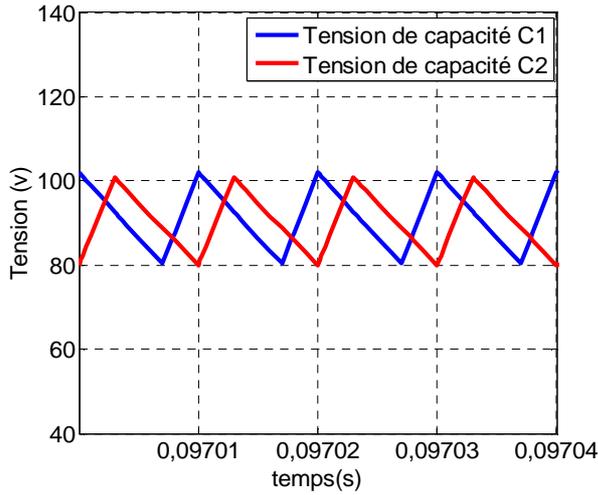


Figure 2-43 Tension aux bornes des capacité de BOOST à trois niveaux.

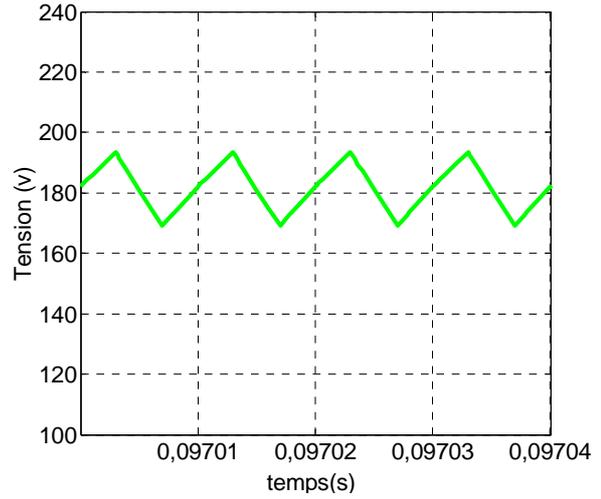


Figure 2-44 Tension de sortie de BOOST à trois niveaux.

Le rapport cyclique D et le gain en tension sont les mêmes que le « Boost » entrelacé:

$$D = 1 - \frac{V_e}{V_s} \quad (2-29)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (2-30)$$

Pour un rapport cyclique D inférieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_{pac} = \frac{D \cdot (1-2D)}{1-D} \cdot \frac{V_e}{2L \cdot f} \quad (2-31)$$

$$\Delta V_s = \frac{2I_s - (0.5-D)}{C \cdot f} = \frac{V_e \cdot (1-2D)}{(1-D) \cdot R \cdot C \cdot f}$$

Et pour un rapport cyclique D supérieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_{pac} = (2D-1) \cdot \frac{V_e}{2L \cdot f} \quad (2-32)$$

$$\Delta V_s = \frac{2I_s - (D-0.5)}{C \cdot f} = \frac{V_e \cdot (2D-1)}{(1-D) \cdot R \cdot C \cdot f}$$

Avec $C=C_1=C_2$

Le courant moyen qui traverse les interrupteurs et les diodes est :

$$I_{K\text{moy}} = I_{\text{pac}} + \frac{\Delta i}{2} \quad (2-33)$$

$$I_{D\text{moy}} = I_{\text{pac}} + \frac{\Delta i}{2} \quad (2-34)$$

On remarque que les courants dans les interrupteurs et les diodes sont les mêmes.

La tension des semi-conducteurs est divisée par deux grâce au diviseur de tension réalisé par les deux condensateurs de sortie :

$$V_K = V_D = \frac{V_s}{2} \quad (2-35)$$

Dans cette structure, V_s est égale à la somme de deux tensions aux bornes des deux condensateurs. Puisque les commandes des transistors sont décalées de $T/2$, les tensions partielles V_{C1} et V_{C2} sont aussi décalées de $T/2$. La capacité est calculée par :

$$C_1 = C_2 = \frac{2.D.V_s}{R.\Delta V_s.f} \quad (2-36)$$

Cette structure est capable de doubler la fréquence apparente du courant d'entrée comme le « BOOST » entrelacé . La structure à trois niveaux permet de réduire les contraintes en tension des composants semi-conducteurs de moitié, grâce aux deux condensateurs de sortie. Mais, les contraintes de courant sur les interrupteurs et diodes sont encore importante et identique à celle d'un « BOOST » classique.

2.3.6 Convertisseur Double « BOOST Dual » entrelacé (IDDB)

Le schéma électrique de principe de ce convertisseur est présenté sur la figure 2.45. Il est nommé aussi BOOST flottant entrelacé [57-59]. Il se compose de deux « BOOST » dont les entrées sont communes, mais dont les sorties sont séparées par la charge. Les commandes des interrupteurs sont retardées d'une demi-période de commutation l'une de l'autre.

Pour étudier les formes d'ondes, comme dans le « BOOST » entrelacé et à trois niveaux, nous distinguons deux cas pour le rapport cyclique $D < 0,5$ et $D > 0,5$.

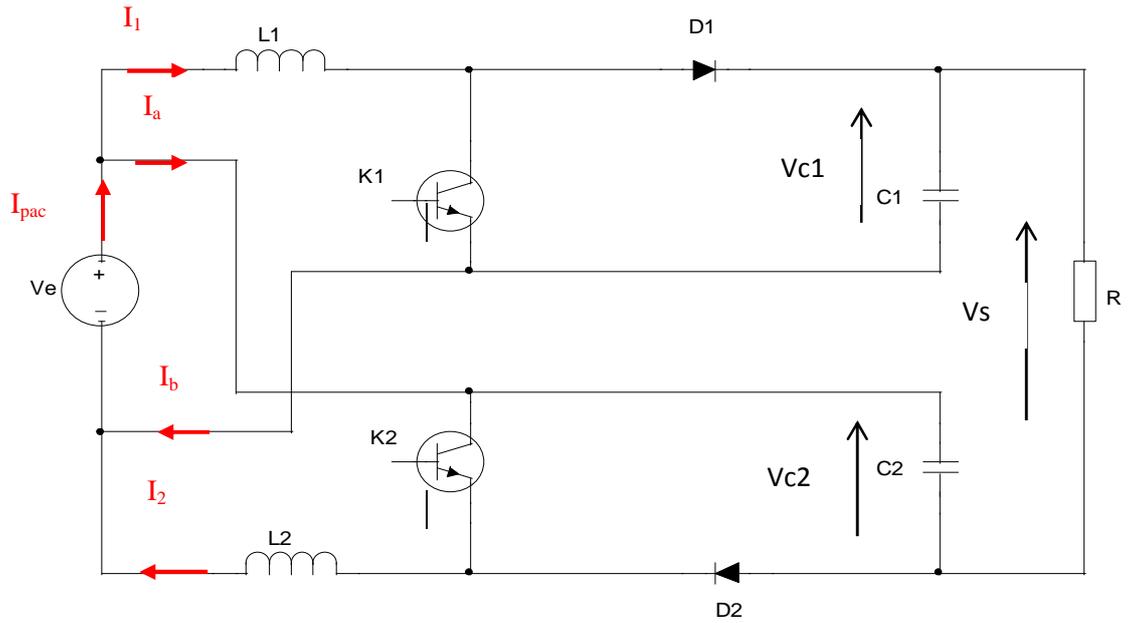


Figure 2-45 Convertisseur double BOOST dual entrelacé IDDB.

Pour $D < 0.5$:

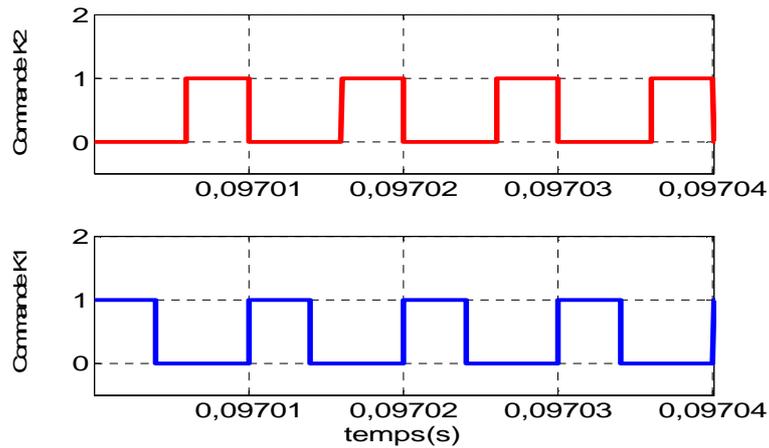


Figure 2-46 Commande des transistors de IDDB.

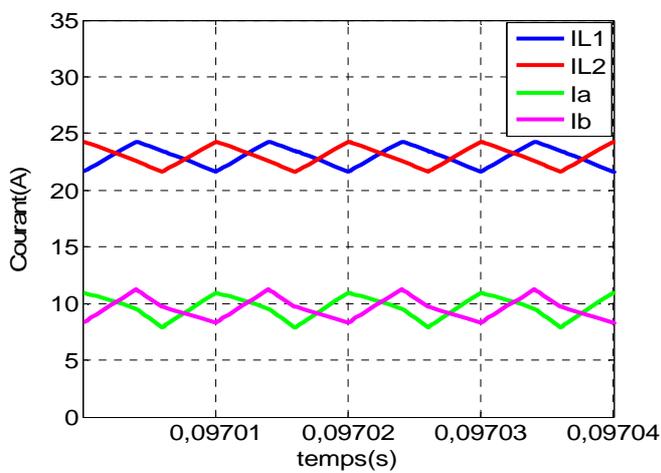


Figure 2-47 Courant dans le IDDB.

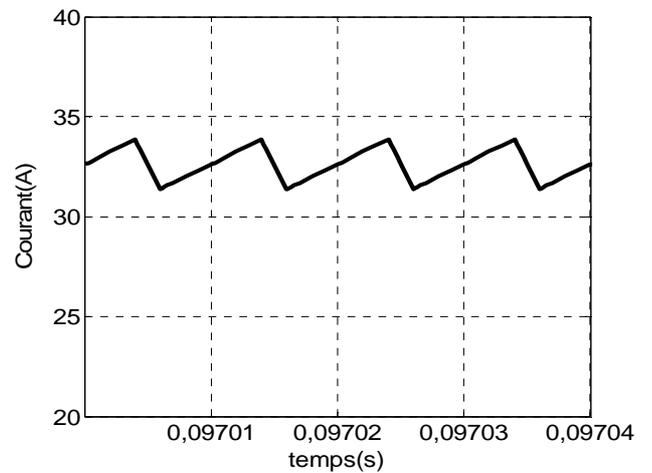


Figure 2-48 Courant de la source.

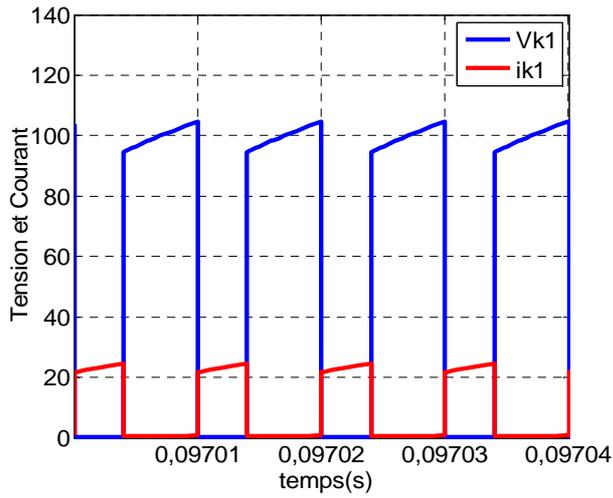


Figure 2-49 Tension et Courant d'un transistor de IDDB.

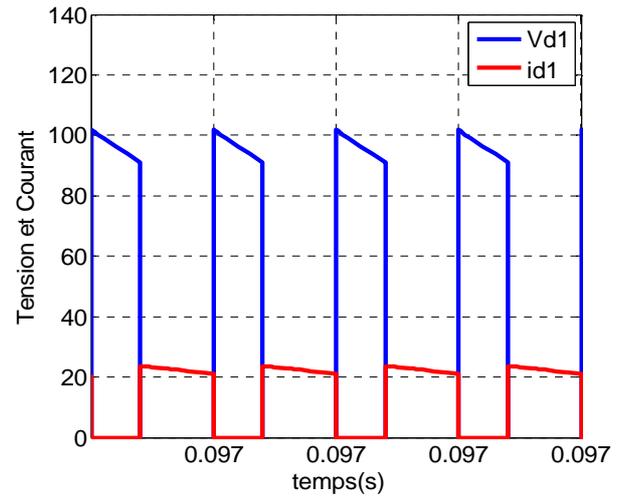


Figure 2-50 Tension et Courant d'un diode de IDDB.

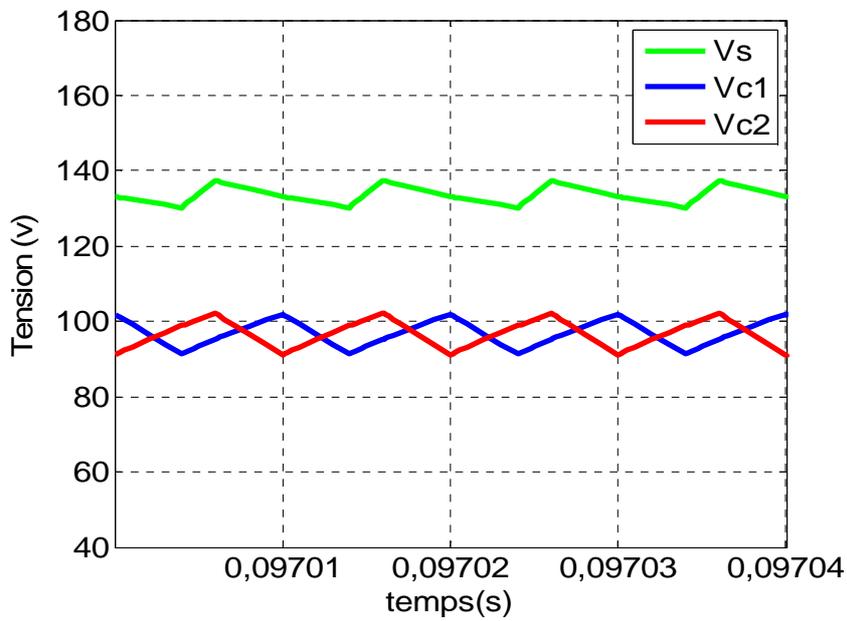


Figure 2-51 Tension de sortie et tension aux bornes les capacités.

Pour $D > 0.5$:

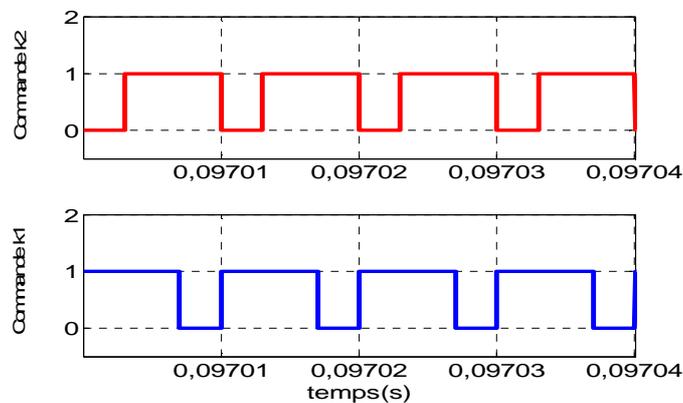


Figure 2-52 Commande des transistors de IDDB.

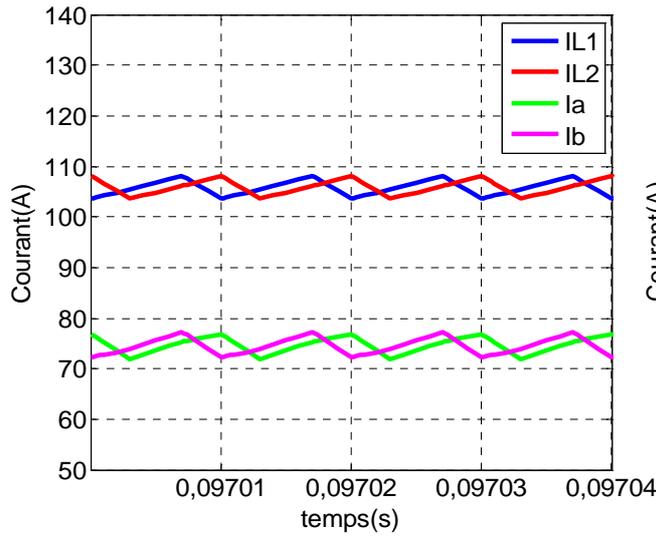


Figure 2-53 Courant dans le IDDB.

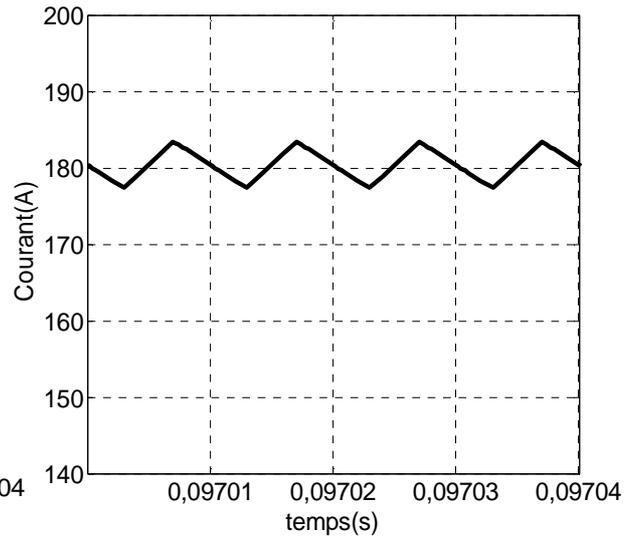


Figure 2-54 Courant de la source.

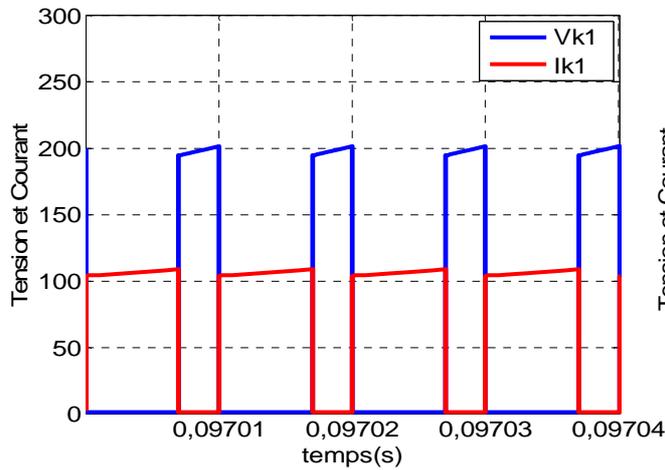


Figure 2-55 Tension et Courant d'un transistor de IDDB.

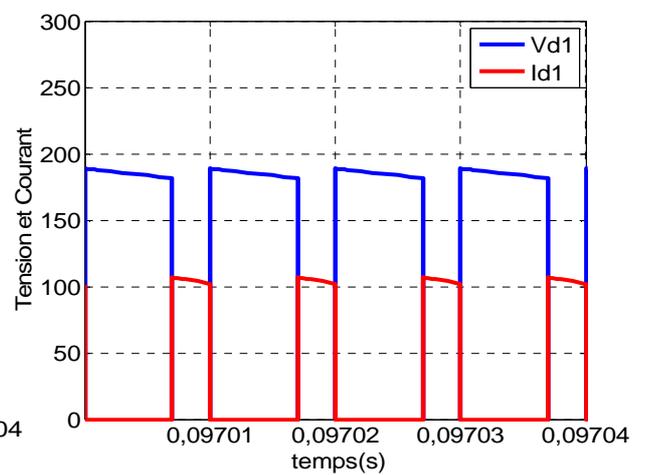


Figure 2-56 Tension et Courant d'un diode de IDDB.

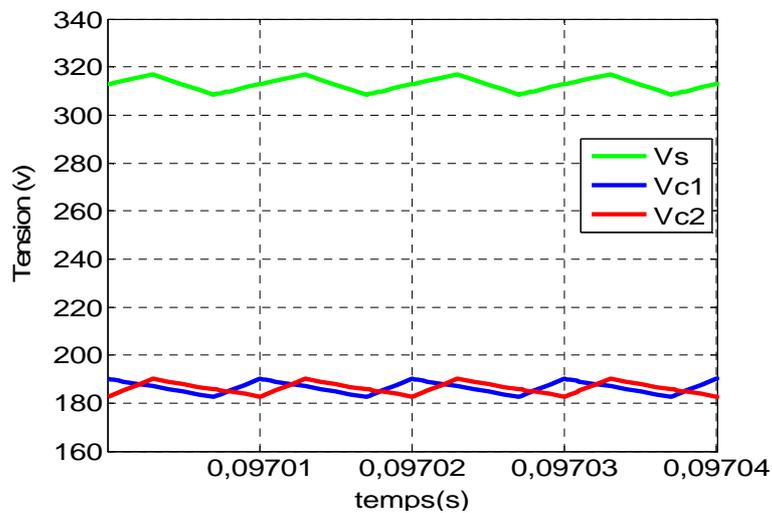


Figure 2-57 Tension de sortie et tension aux bornes les capacités.

La tension de sortie de chaque branche de IDDB peut être déterminée avec la relation suivante :

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_s + V_e}{2} = \frac{V_e}{1-D} \quad (2-37)$$

Donc la tension de sortie est :

$$V_s = V_{C1} + V_{C2} - V_e = -V_e + 2 \cdot \frac{V_e}{1-D} \quad (2-38)$$

En utilisant les deux relations précédentes, le rapport cyclique D et le gain en tension sont :

$$D = \frac{V_s - V_e}{V_s + V_e} \quad (2-39)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1+D}{1-D} \quad (2-40)$$

Le courant moyen fourni par la source est :

$$I_{pac} = \frac{V_s}{V_e} \cdot I_s = \frac{1+D}{1-D} \cdot I_s \quad (2-41)$$

Pour un rapport cyclique D inférieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_{pac} = \frac{D \cdot (1-2D)}{1+D} \cdot \frac{V_s}{L \cdot f} \quad (2-42)$$

$$\Delta V_s = \frac{V_s \cdot (1-2D)}{(1-D) \cdot R \cdot C \cdot f}$$

Et pour un rapport cyclique D supérieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_{pac} = \frac{(2D-1) \cdot (1-D)}{(1+D)} \cdot \frac{V_s}{L \cdot f} \quad (2-43)$$

$$\Delta V_s = \frac{V_s \cdot (2D-1)}{R \cdot C \cdot f}$$

Avec $C=C_1=C_2$

Le courant moyen et le tension qui traverse les interrupteurs et les diodes est :

$$I_{K\text{moy}} = \frac{D \cdot I_{\text{pac}}}{1 + D} \quad (2-44)$$

$$I_{\text{dmoy}} = \frac{(1 - D) \cdot I_{\text{pac}}}{1 + D} \quad (2-45)$$

$$V_K = V_D = V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_s + V_e}{2} \quad (2-46)$$

La capacité est calculée en fonction de l'ondulation de sortie par la relation suivante:

$$C_1 = C_2 = \frac{2 \cdot D \cdot V_s}{R \cdot \Delta V_s \cdot f} \quad (2-47)$$

Ce « BOOST » possède des caractéristiques meilleures par rapport aux structures précédentes, d'une part, parce que les contraintes de tension des semi-conducteurs sont réduites comme dans le cas du « BOOST » à trois niveaux et d'autre part, les contraintes de courants sont réduits comme pour le « BOOST » entrelacé ; en plus un gain en tension élevée.

Le tableau suivant représente une comparaison entre les différentes topologies des convertisseurs DC/DC basse tension non-isolé :

Structures	Complexité	Taille	Ondulation de courant	Gain en tension
BOOST	Basse	Moyenne	Elevée	Bas
BUCK BOOST	Basse	Moyenne	Elevée	Bas
BOOST en cascade	Moyenne	Moyenne	Elevée	Haut
IBC	Moyenne	Moyenne	Bas	Bas
BOOST à trois niveaux	Moyenne	Moyenne	Elevée	Bas
IDDB	Moyenne	Moyenne	Bas	Haut

Tableau 2-1 Comparaison entre les structures DC/DC basse tension non-isolé.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes structures des convertisseurs DC/DC isolé et non isolés pour les applications piles à combustible. Aussi nous avons présenté leurs principes de fonctionnement, leurs avantages et inconvénients.

Pour des raisons de sécurité, les convertisseurs basse tension isolés, sont recommandés pour toutes les applications où l'isolation électrique est nécessaire. Comme ils sont aussi recommandés pour les systèmes puissants raccordés au réseau. Sauf que le poids, le volume, les pertes dans le transformateur de puissance et la complexité de commande, s'avèrent des inconvénients majeurs quant à leurs utilisation.

Par contre, les convertisseurs non isolés, sont les plus prisés, vu leurs rendement important, leurs faible poids et surtout facile à commander . Ces convertisseurs généralement recommandés pour les applications moyenne puissance comme les véhicule électrique .

Ce chapitre présente les directives nécessaires, pour un concepteur, à choisir les topologies de convertisseurs appropriés en termes de rendement, la complexité, le coût et la fiabilité pour une application particulière.

Chapitre 3

Choix et dimensionnement du convertisseur

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent on a présenté les différentes structures des convertisseurs DC/DC isolés et non isolés pour les applications piles à combustible. En raison des différentes contraintes affectant les convertisseurs isolés, notre choix s'est porté donc directement sur les convertisseurs non isolés.

Dans ce travail de recherche, le convertisseur DC-DC non isolé, est utilisé pour coupler une pile PEMFC de 5 KW (42V/120A) avec un bus continu de 540V. A la sortie de ce convertisseur, est liée une charge résistive ; ce qui donne un rapport d'élévation d'environ 12.86. Une structure obtenue par la mise en cascade de deux convertisseurs basse tension DC/DC non isolés est retenue pour notre application. Dans ce qui suit, on va procéder au choix des deux convertisseurs pour notre application, ainsi que leurs dimensionnement.

3.2 Structure et caractéristiques du convertisseur proposé

La structure du convertisseur proposé est constituée par la mise en cascade de deux convertisseurs afin d'assurer un haut rapport d'élévation et permettre d'apporter les avantages suivants :

- limiter les pertes à puissance élevée.
- Minimiser l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie.
- l'augmentation de la fréquence apparente du courant d'entrée.

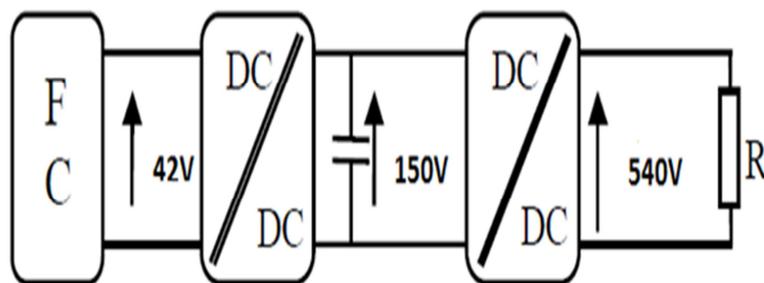


Figure 3-1 Structure de convertisseur en cascade proposé.

Les caractéristiques de notre système sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeur
Puissance de la pile	5[kW]
Tension de la pile	42[V]
Courant de la pile	120[A]
Tension intermédiaire	150[V]
Tension de sortie	540[V]
Fréquence de découpage	10[kHz]

Tableau 3-1 caractéristiques du système.

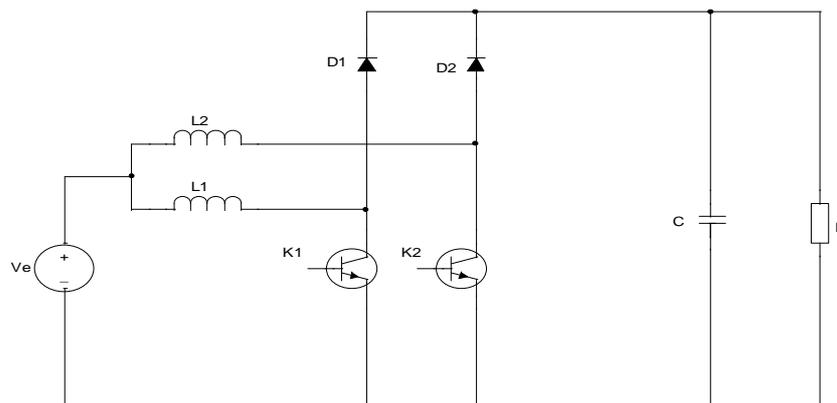
3.3 Choix de la structure du deux Convertisseurs

Trois topologies DC/DC non isolés ont été présentées dans le chapitre précédent, ces topologies ont été sélectionnées, afin de choisir parmi elles, deux, qui représentent le plus d'avantages. Les deux topologies choisies, seront utilisées pour former la structure en cascade proposée.

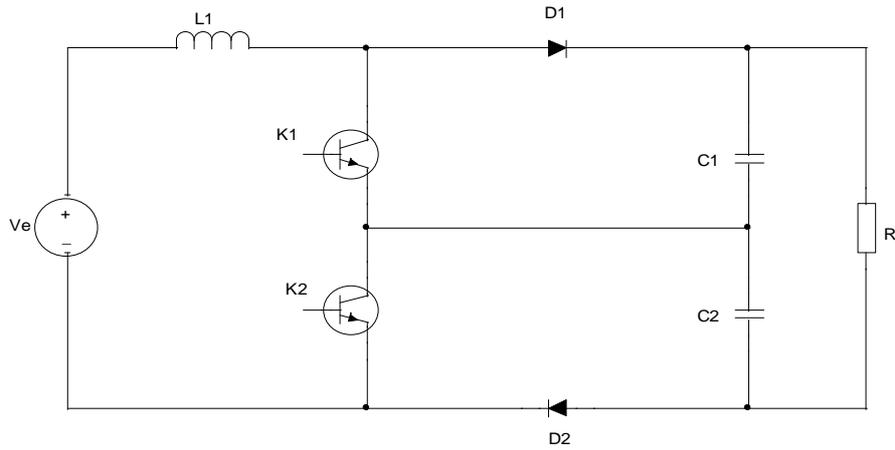
Les trois topologies sélectionnées sont : le « BOOST » entrelacé, le « BOOST » à trois niveaux et le double « dual BOOST » entrelacé ou « BOOST » flottant entrelacé. Il est clair que ces topologies présentes plusieurs avantages comparées aux autres, donc ils incluent la compacité, possèdent un rendement élevé, fiable, les ondulations de courants et tensions sont réduites [37].

Les trois topologies de base retenues sont représentées sur la figure 3.1.

(a)



(b)



(c)

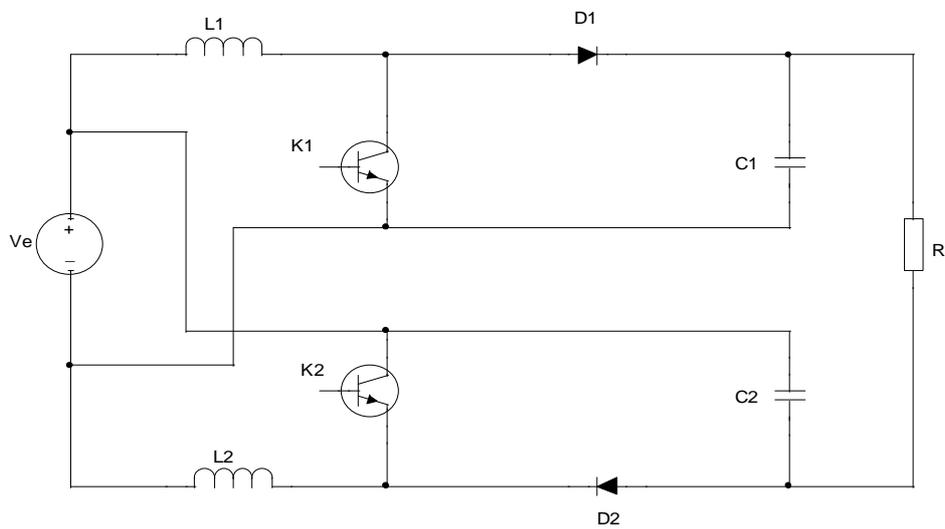


Figure 3-2 (a) structures BOOST entrelacé, (b) structure BOOST à trois niveaux, (c) structure double dual BOOST entrelacé.

Les deux topologies retenues sont choisies d'après le critère d'efficacité, autrement dit d'après leurs rendements. Pour calculer ce rendement, on détermine la topologie minimisant les pertes pour chaque étage du convertisseur en cascade proposé.

Nous allons détailler dans la prochaine section les pertes du convertisseur dans les différentes gammes de tension. La fréquence des signaux de commande est choisie égale à 10 kHz.

3.3.1 Les pertes dans les convertisseurs DC/DC

Les pertes dans les composants d'un convertisseur ont toujours été l'une des préoccupations majeure des concepteurs lors de la phase de dimensionnement, puisqu'elles affectent directement le rendement du système. Ces pertes n'affectent pas seulement le rendement, mais aussi les dimensions ; puisque une augmentation de celles-ci se traduit par la mise en place d'un système de refroidissement plus important et donc par une augmentation du volume et du poids[57]. Les pertes dans le convertisseur que nous allons calculer se divisent en trois parties : les pertes dans les inductances, les pertes dans les composants semi-conducteurs et les pertes dans les capacités.

Le choix entre les trois structures peut conduire à un changement de technologie des semi-conducteurs permettant ainsi de réduire les pertes dans le convertisseur, en diminuant les pertes dans les semi-conducteurs. Dans notre type d'application les interrupteurs les plus souvent utilisés sont les MOSFET et l'IGBT, grâce à leur rapidité et leur commande simple.

Le choix entre les MOSFET et l'IGBT est effectué selon le type d'application, les transistors MOSFET sont utilisés pour des applications basse tension (inférieur à 200V) à cause de leur faible chute de tension à l'état passant [60]. Par contre l'IGBT sont utilisés pour les applications haute tension (supérieur à 300V) . Sans oublier que le choix du transistor est basé toujours sur les caractéristiques donnant une faible résistance $R_{DS(on)}$, un faible temps de commutation et un coût minime ainsi qu'un bon boîtier[61].

Pour les diodes, celles « Schottky » ou « celles recouvrements libre » de puissance sont bien adaptées à notre application. Les diodes Schottky sont utilisées pour les applications ayant une tension inférieure à 200 V et un calibre en courant supérieur à 100 A. Pour les diodes à recouvrements libre, et vu la faible chute de tension à leurs bornes à l'état passant et aux pertes de commutation quasi nulles, elles sont utilisées lorsque la contrainte en tension maximale est supérieur à 200V[62].

Généralement les inductances sont dimensionnées avec des circuits magnétiques de type ferrite ou fer-silicium [22] ; pour notre cas on a utilisé des circuits magnétiques POWERLITE C-Cores de chez Metglas ; ce type de circuit magnétique est fabriqué dans un alliage à base de fer, ayant des propriétés de haute densité de saturation (1,56 T), une réduction de poids et de volume jusqu'à 50%, une faible augmentation de température, une faible perte et une large fréquence de fonctionnement avec performance élevée ainsi qu'avec

des matériaux ferromagnétiques conventionnels[63]. Les condensateurs utilisés sont de type électrolytique ou polypropylène.

3.3.1.1 Pertes dans les inductances

Les pertes dans les inductances sont égales à la somme des pertes Joule et des pertes dans les circuits magnétiques.

Les pertes Joule sont définies par :

$$P_{\text{cop}} = R_L \left(\int_t^{t+T} (I_L^2)(t) dt \right) \quad (3-1)$$

R_L est la résistance équivalente série de l'inductance.

Les pertes dans les circuits magnétiques sont les pertes par hystérésis et par courant de Foucault. Ces pertes sont calculées à l'aide de la fréquence du courant, de l'amplitude de l'ondulation d'induction et du poids du circuit magnétique :

$$P_{\text{cor}} = 6.5.f^{1.51} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} \cdot m \quad (3-2)$$

Où f est la fréquence des ondulations du courant en kHz ; ΔB est l'ondulation de l'induction(en Tesla); et m la masse du circuit magnétique en kg.

3.3.1.2 Les pertes dans les interrupteurs

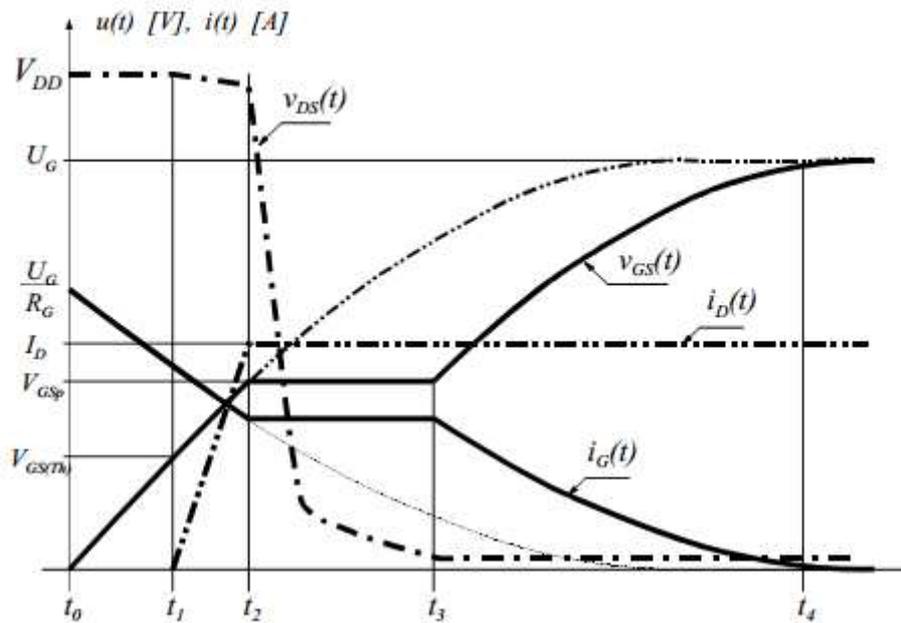
Les pertes dans les composants semi-conducteurs sont composées de pertes de conduction P_{kcond} et de pertes de commutation P_{kcom} .

Les pertes de conduction de l'interrupteur durant l'état passant (l'état ON) peuvent être calculées en tant que:

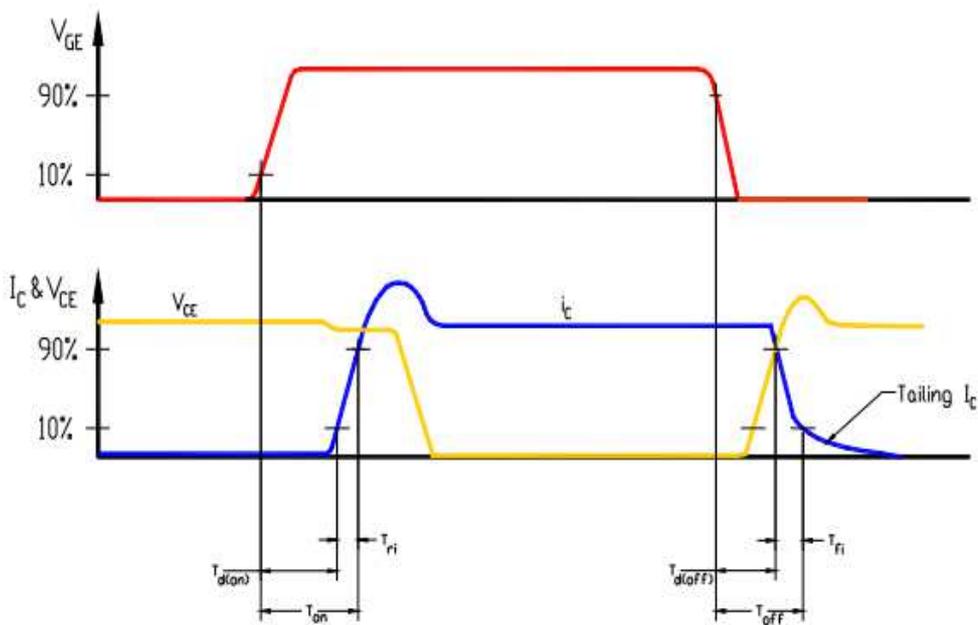
$$P_{\text{kcond}} = \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (i_{\text{kw}}^2)(t) dt \right) \cdot R_k + \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (i_{\text{kw}})(t) dt \right) \cdot V_k \quad (3-3)$$

V_k est R_k sont la chute de tension et la résistance dans l'état « ON » de interrupteur, respectivement. i_{kw} courant circulant au borne de l'interrupteur lors de la commutation.

Les pertes de commutation sont la puissance dissipée pendant la fermeture (l'état ON) et l'ouverture (l'état OFF) de l'interrupteur. Pour calculer les pertes de commutations des interrupteurs, il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. La figure 3.3 représente un exemple des formes d'ondes de tensions et de courant pendant la commutation pour un MOSFET et un IGBT.



(a) Commutation de MOSFET [64].



(a) Commutation de IGBT [65].

3-4 Commutation : (a) MOSFET , (b) IGBT.

Les pertes de commutations dans les IGBT peuvent être définies par[66]:

$$P_{kcom_igbt} = \frac{1}{2} I_{kw} \cdot V_{kw} (t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f) \cdot f \quad (3-4)$$

I_{kw} et V_{kw} sont le courant et la tension aux bornes du transistor durant la commutation.

$t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$ et t_f Sont, temps de retard à l'état « ON », temps de montée, temps de retard à l'état « OFF », temps de descente respectivement. Ils peuvent être obtenus à partir de la fiche technique du fabricant.

Les pertes de commutations du MOSFET sont :

$$P_{kcom_mosfet} = (W_{on} + W_{off}) \cdot f \quad (3-5)$$

W_{on} et W_{off} sont l'énergie à la fermeture et l'énergie à l'ouverture respectivement et sont calculées par les relations suivantes :

$$W_{on} = \frac{V_{DS}^2 \cdot I_{DS}^2}{2 \cdot V_{DS,test} \cdot I_{DS,test}} \cdot (t_1 + t_2) \quad (3-6)$$

$$W_{off} = \frac{V_{DS}^2 \cdot I_{DS}^2}{2 \cdot V_{DS,test} \cdot I_{DS,test}} \cdot (t_3 + t_4)$$

Avec :

V_{DS} et I_{DS} sont la tension et le courant drain-source.

$V_{DS,test}$ et $I_{DS,test}$: la tension et le courant drain-source, respectivement, sous lequel l'interrupteur a été testé pour déterminer sa fiche technique.

t_1 : la durée de la croissance du courant drain-source de zéro à I_{DS} (valeur à l'état « ON »).

t_2 : la durée de décroissance de la tension V_{DS} (valeur de la tension drain source à l'état « OFF »)

t_3 : la durée de la décroissance du courant drain-source (valeur à l'état « OFF »).

t_4 : la durée de la croissance de la tension V_{DS} (valeur de la tension drain source à l'état « ON »)

3.3.1.3 Les pertes dans les diodes

les pertes de conduction des diodes peuvent être calculées par :

$$P_{dcond} = \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (i_d^2)(t) dt \right) \cdot R_d + \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (i_d)(t) dt \right) \cdot V_d \quad (3-7)$$

V_d et R_d sont respectivement, la chute de tension et la résistance à l'état « ON » de diode.

Les pertes de commutations des diodes varient selon le type de diode. Pour les diodes Schottky, ces pertes sont négligeables. Les pertes de commutations des diodes à recouvrement libre peuvent être calculées par [66] :

$$P_{dcom} = Q_{rr} \cdot V_d \cdot f \quad (3-8)$$

Q_{rr} représente la charge de recouvrement inverse et peut être obtenue à partir de la fiche technique de fabricant .

3.3.1.4 Pertes dans les condensateurs

Le schéma équivalent d'un condensateur est représenté dans la figure 1. Les composants L_s , R_s , R_f , R_p sont dus aux imperfections du condensateur :

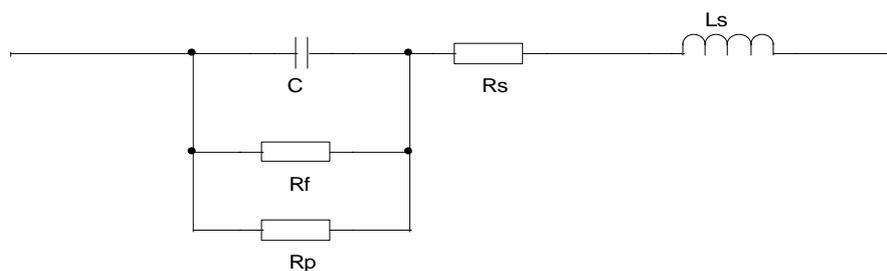


Figure 3-3 Schéma équivalent série – parallèle de condensateur.

C : capacité propre

R_f : résistance de fuite

R_p : résistance correspondant aux pertes diélectriques sous tension variable

R_s et L_s : résistance et inductance série des armatures et des connexions.

les pertes dans les condensateurs sont calculées par :

$$P_{\text{cap}} = R_{\text{eq}} * I_{\text{eff}}^2 \quad (3-9)$$

3.3.1.5 Pertes dans le convertisseur « BOOST » classique

Pertes dans les inductances :

Les pertes Joule sont définies par

$$P_{\text{cop}} = R_L \left(I_{\text{fc}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{fc}}^2}{12} \right) \quad (3-10)$$

R_L est la résistance équivalente série de l'inductance

Les pertes dans les circuits magnétiques sont :

$$P_{\text{cor}} = 6.5.f^{1.51} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} \cdot m \quad (3-11)$$

Ou f est la fréquence des ondulations de courant en kHz, ΔB est l'ondulation de l'induction (en Tesla) et m la masse du circuit magnétique en kg.

Les pertes dans les interrupteurs :

Les pertes de conduction P_{kcond} et des pertes de commutation P_{kcom} dans les interrupteurs sont :

$$P_{\text{kcond}} = D \left(R_k \left(I_{\text{fc}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{fc}}^2}{12} \right) + V_k \cdot I_{\text{fc}} \right) \quad (3-12)$$

$$P_{\text{kcom}} = \frac{I_{\text{fc}}^2 \cdot V_s^2 \cdot t_f}{2 \cdot I_{\text{test}} \cdot V_{\text{test}}} \quad (3-13)$$

$$t = t_{\text{d(on)}} + t_r + t_{\text{d(off)}} + t_f \cdot$$

Les pertes dans les diodes:

Ces pertes incluent les pertes de conduction P_{dcond} et les pertes de recouvrements inverse P_{dcom} :

$$P_{\text{dcond}} = (1-D) \cdot \left(R_d \cdot \left(I_{\text{fc}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{fc}}^2}{12} \right) + V_d \cdot I_{\text{fc}} \right) \quad (3-14)$$

$$P_{\text{dcom}} = \frac{I_{\text{fc}} \cdot I_{\text{RM}} \cdot V_s^2 \cdot t_{\text{rr}} \cdot f}{2 \cdot I_{\text{test}} \cdot V_{\text{test}}} \quad (3-15)$$

V_s est R_s sont respectivement, la chute de tension et la résistance à l'état « ON » de la diode.

I_{RM}, t_{rr} Sont respectivement le courant et le temps de recouvrement. Ils peuvent être obtenus à partir de la fiche technique du fabricant.

Pertes dans les condensateurs:

les pertes dans les condensateurs sont calculées par :

$$P_{cap} = R_{eq} \cdot I_{eff}^2$$

$$I_{eff}^2 = I_{fc}^2 + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12} \quad (3-16)$$

R_{eq} est donnée par le constructeur .

3.3.1.6 Pertes dans le convertisseur « BOOST » entrelacé IBC

La tension et le courant nominal de la N-phase d'IBC sont :

$$V_s \text{ et } \frac{I_{fc}}{N} .$$

Pertes dans les inductances d'IBC :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque inductance de N phases d'IBC, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{Ncop} = R_L \left(\frac{I_{fc}^2}{N} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3-17)$$

$$P_{Ncor} = N \cdot 6.5 \cdot I^{1.51} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} .m \quad (3-18)$$

Les pertes dans les interrupteurs d'IBC :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque interrupteur de N phases d'IBC, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{Nkcond} = D \cdot (R_k \cdot (A) + V_s \cdot I_{fc}) \quad (3-19)$$

$$A = \frac{I_{fc}^2}{N} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12}$$

$$P_{Nkcom} = \frac{I_{fc}^2 \cdot V_s^2 \cdot t \cdot f}{2 \cdot N \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \quad (3-20)$$

$$t = t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f .$$

Les pertes dans les diodes D'IBC :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque diode de N phases d'IBC, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{Ndcond} = (1-D) \cdot (R_d \cdot A + V_s \cdot I_{fc}) \quad (3-21)$$

$$A = \frac{I_{fc}^2}{N} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12}$$

$$P_{Ndcom} = \frac{I_{fc} \cdot I_{RM} \cdot V_s^2 \cdot t_{rr} \cdot f}{N \cdot 2 \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \quad (3-22)$$

Pertes dans les condensateurs d'IBC :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque condensateur de N phases d'IBC, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{cap} = R_{eq} \cdot A \quad (3-23)$$

$$A = \frac{I_{fc}^2}{N} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12}$$

3.3.1.7 Pertes dans le convertisseur « BOOST » à trois niveaux

La tension et le courant nominal de la N-phase d'IBC sont :

$$V_s / 2 \text{ et } I_{fc} .$$

Pertes dans les inductances du « BOOST » à trois niveaux :

les pertes de l'inductance du « BOOST » à trois niveaux sont :

$$P_{cop} = R_L \left(I_{fc}^2 + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12} \right) \quad (3-24)$$

$$P_{cor} = 6.5 \cdot f^{1.51} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} \cdot m \quad (3-25)$$

Les pertes dans les interrupteurs du « BOOST » à trois niveaux :

Ces pertes sont la somme des pertes de 2 interrupteurs de « BOOST » à trois niveaux, et elles sont définies comme:

$$P_{Kcond} = 2.D.\left(R_k\left(I_{fc}^2 + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12}\right) + \frac{V_s}{2}.I_{fc}\right) \quad (3-26)$$

$$P_{kcom} = \frac{I_{fc}^2.V_s^2.t.f}{4.I_{test}.V_{test}} \quad (3-27)$$

$$t = t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f .$$

Les pertes dans les diodes du « BOOST » à trois niveaux :

Ces pertes sont la somme des pertes de 2 diodes de BOOST à trois niveaux, et elles sont égales à :

$$P_{dcond} = 2.(1-D).\left(R_d.A + \frac{V_s}{2}.I_{fc}\right) \quad (3-28)$$

avec

$$A = I_{fc}^2 + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12}$$

$$P_{dcom} = \frac{I_{fc}.I_{RM}.V_s^2.t_{rr}.f}{4.I_{test}.V_{test}} \quad (3-29)$$

Pertes dans les condensateurs du « BOOST » à trois niveaux :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque condensateur de « BOOST » à trois niveaux :

$$P_{cap} = R_{eq}.I_{eff}^2 \quad (3-30)$$

$$I_{eff}^2 = I_{fc}^2 + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12}$$

3.3.1.8 Pertes dans le convertisseur Double « BOOST » dual entrelacé IDDB

Le courant et la tension nominal de N-phase d'IDDB sont :

$$\frac{V_s}{(D+1)} \text{ et } \frac{2.I_{fc}}{N.(D+1)}$$

Pertes dans les inductances d'IDDB :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque inductance de N phases d'IDDB, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{N_{\text{cop}}} = R_L \cdot \left(\frac{4 \cdot I_{fc}^2}{N \cdot (D+1)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3-31)$$

$$P_{N_{\text{cor}}} = N \cdot 6.5 \cdot f^{1.51} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} \cdot m \quad (3-32)$$

Les pertes dans les interrupteurs d'IDDB:

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque interrupteur de N phases d'IDDB, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{N_{\text{kcond}}} = D \cdot \left(R_k \cdot A + V_s \cdot \frac{2 \cdot I_{fc}}{(1+D)} \right) \quad (3-33)$$

$$A = \frac{4 \cdot I_{fc}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_{fc}^2}{12}$$

$$P_{N_{\text{kcom}}} = \frac{2 \cdot I_{fc}^2 \cdot V_s^2 \cdot t \cdot f}{N(1+D)^4 \cdot I_{\text{test}} \cdot V_{\text{test}}} \quad (3-34)$$

$$t = t_{d(\text{on})} + t_r + t_{d(\text{off})} + t_f \cdot$$

Les pertes dans les diodes D'IDDB

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque diode de N phases d'IDDB, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{d_{\text{cond}}} = (1-D) \cdot \left(R_d \cdot A + V_d \cdot \frac{2 \cdot I_{fc}}{(1+D)} \right) \quad (3-35)$$

$$A = \frac{4 \cdot I_{fc}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_{fc}^2}{12}$$

$$P_{d_{\text{com}}} = \frac{2 \cdot I_{fc} \cdot I_{RM} \cdot V_s^2 \cdot t_r \cdot f}{N \cdot (1+D)^4 \cdot I_{\text{test}} \cdot V_{\text{test}}} \quad (3-36)$$

Pertes dans les condensateurs d'IDDB :

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque condensateur de N phases d'IDDB, et elles sont exprimées en fonction du nombre de phases :

$$P_{cap} = R_{eq} \cdot A \tag{3-37}$$

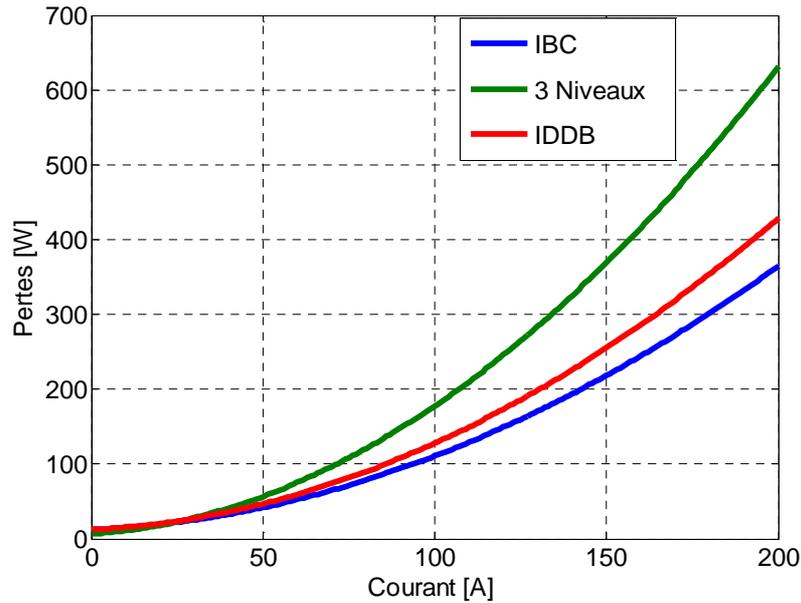
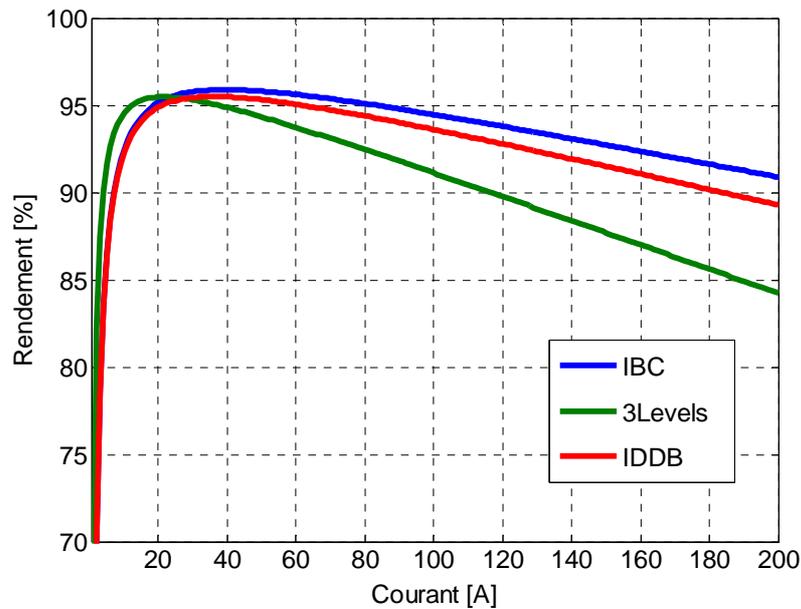
$$A = \frac{4 \cdot I_{fc}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_{fc}^2}{12}$$

Dans le premier cas, la tension d'entrée est égale à 20 v et la tension de sortie égale à 90v, la puissance maximale est de 4 kW, les inductances ont été dimensionnées avec ondulation de courant de 10A. Les composants utilisés sont de type MOSFET et diode Schottky pour les trois structures. Les différentes données sont présentées dans le tableau :

Structure	Interrupteur	Diode	inductance
BOOST entrelacée	Mosfet <u>IXTQ110N10P</u> 100V 110A	schottky <u>DSA50C100HB</u> 100 V 50A	L=108uH Amcc200 N=14 ;R=1mΩ
BOOST à trois niveaux	Mosfet <u>IXTQ200N06P</u> 60V 200A	schottky <u>DSS2x61-0045A</u> 45V -120A	L=54uH Amcc200 N=13 ;R=0.88mΩ
IDD BOOST	Mosfet <u>IOTP110N055P</u> 55V 110A	schottky <u>DSSK80-006B</u> 60V 80A	L=52uH Amcc3100A R=0.5m N=12 ;R=0.70mΩ

Tableau 3-2 Composant utilisé pour le premier cas.

Les courbes de simulation des pertes et le rendement des trois structures en fonction du courant avec une tension de sortie = 90v sont représentées dans les figure 3.4 et 3.5 :


 Figure 3-4 Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=20v$ et $V_s=90v$.

 Figure 3-5 Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=20v$ et $V_s=90v$.

D'après les courbes, on remarque que la structure entrelacée possède le moins de pertes et le meilleur rendement que la structure IDDB et la structure « trois niveaux » avec tension de sortie égale à 90V.

Le 2^{ème} cas, la tension d'entrée est égale à 90 v et la tension de sortie est égale à 250 v, la puissance maximale est de 4 kW, les inductances ont été dimensionnées en tenant compte de l'ondulation du courant de 5A. Les composants utilisés sont de type MOSFET et diode

Schottky pour, « IDDB » et « trois niveaux » et « IGBT » et diode de recouvrement libre pour l'entrelacé. Les différentes données sont regroupées dans le tableau 2 :

Structure	Interrupteur	Diode	inductance
Boost entrelacé	igbt <u>IXGH40N30</u> 300V 60A	Diode recouvrement libre <u>DPG20C300PB</u> 300V 20A	L=504uH Amcc63 N=27 ;R=6.7mΩ
Boost à trois niveaux	Mosfet <u>IXTH60N15</u> 150V 60A	schottky <u>DSA30C150HB</u> 150V 30A	L=252uH Amcc80 N=25 ;R=6.8mΩ
IDD BOOST	Mosfet <u>IOTP50N20PM</u> 200V 20A	schottky <u>DSSK30-018A</u> 180V 30A	L=95.7uH Amcc14s N=17 ;R=4.2mΩ

Tableau 3-3composant utilisé pour le deuxième cas.

Les courbes de simulation des pertes et le rendement des trois structures en fonction du courant avec une tension de sortie = 250v sont représentées sur les figure 3.6 et 3.7 :

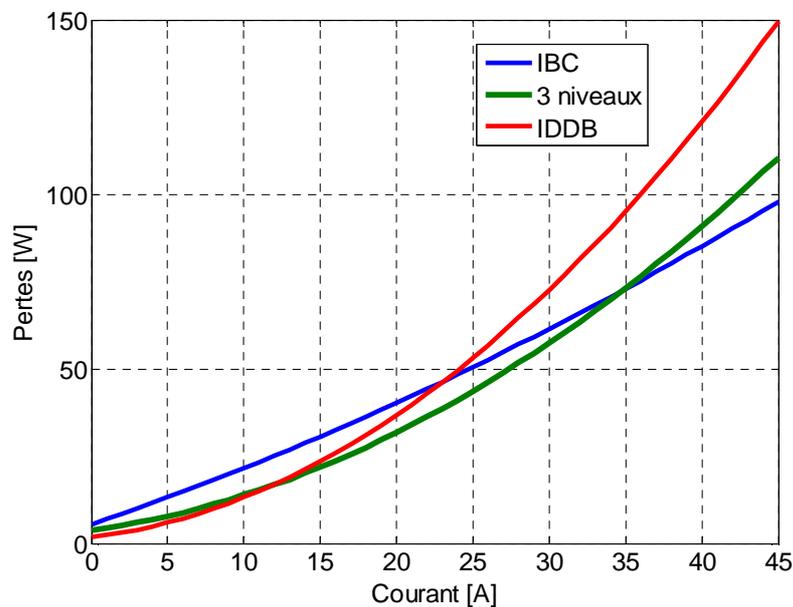
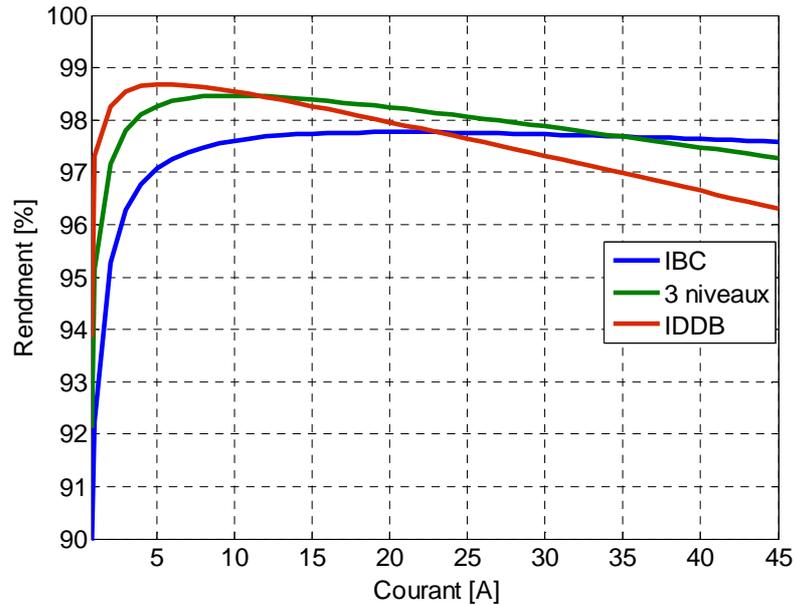


Figure 3-6Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=90v$ et $V_s=250v$.


 Figure 3-7 Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=90v$ et $V_s=250v$.

D'après les courbes ci-dessus, on remarque que la structure entrelacée, elle aussi possède moins de pertes et un meilleur rendement que les structures à trois niveaux et IDDB avec tension de sortie égale à 250V.

Le 3^{ème} cas, la tension d'entrée est égale à 200V et la tension de sortie est égale à 600 V, le courant d'entrée varie de 0 à 200A, les inductances ont été dimensionnées en tenant compte de l'ondulation du courant de 10A. Les composants utilisés sont de type IGBT et diode de recouvrement libre. Les différentes données sont présentées dans le tableau suivant:

Structure	Interrupteur	Diode	inductance
Boost entrelacée	igbt <u>IXGN60N60</u> 600V 100A	Diode recouvrement libre <u>DSEC59-06BC</u> 600V 60A	L=640uH Amcc664 N=28 ;R=2.09mΩ
Boost à trois niveaux	igbt <u>IXGX400N30A3</u> 300V 400A	Diode recouvrement libre <u>DPG120C300QB</u> 300V 120A	L=320uH Amcc664 N=26 ;R=1.9mΩ
IDD BOOST	igbt <u>IXGN60N60</u> 600V 100A	Diode recouvrement libre <u>DSEI2x60-04C</u> 400V 120A	L=80uH Amcc168s N=30 ;R=1.5mΩ

Tableau 3-4 composants utilisés pour le troisième cas.

Les courbes de simulation des pertes et le rendement des trois structures en fonction du courant avec un tension de sortie = 600 v sont représentés dans les figures suivantes:

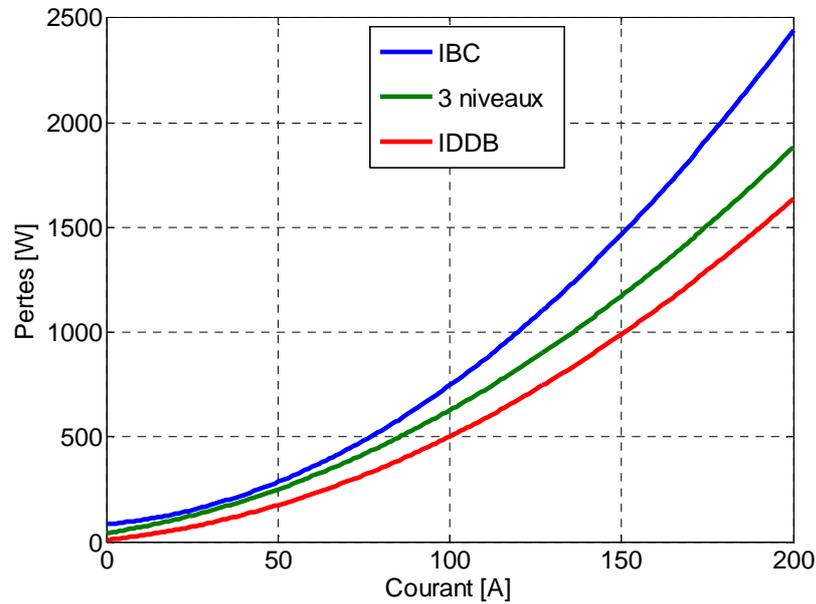


Figure 3-8 Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=200v$ et $V_s=600v$.

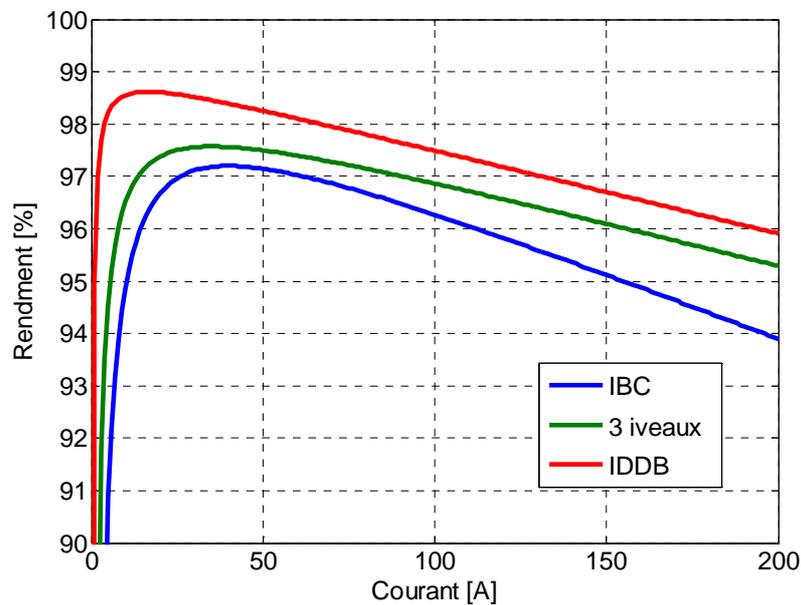


Figure 3-9 Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour $V_e=200v$ et $V_s=600v$.

D'après les courbes ci-dessus, on remarque que la structure IDDB, elle aussi possède moins de pertes et un meilleur rendement que les structures à trois niveaux et l'entrelacé avec tension de sortie égale à 600V.

Selon l'étude comparative précédente, il en résulte que la structure à IDDB possède moins de pertes et meilleur rendement que la structure entrelacée et à trois niveaux, lors d'une haute tension de sortie. Par contre, quand le convertisseur à une basse tension en sortie, c'est la structure entrelacée qui possède moins de pertes et meilleur rendement. Donc la structure de notre convertisseur proposé et comme suit :

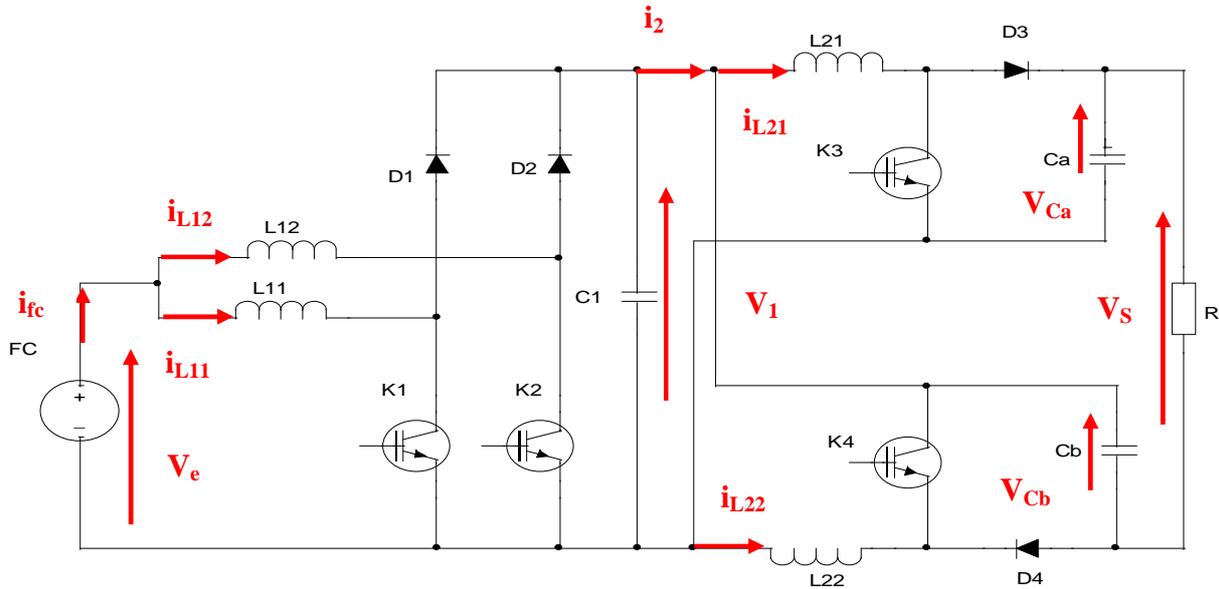


Figure 3-10 Structure du convertisseur proposé.

Le convertisseur proposé est obtenu par une cascade de 2 phases BOOST entrelacée pour le 1^{ère} étage avec le « dual double BOOST » entrelacé pour le 2^{ème} étage. Cette structure, nous assure la minimisation d'ondulation du courant d'entrée et celle de l'ondulation de tension de sortie.

3.4 Dimensionnement du convertisseur proposé

Le convertisseur proposé sera dimensionné selon une source de pile à combustible PEMFC 5kW. Les paramètres du convertisseur sont les suivants :

- Tension d'entrée : 42 V.
- Tension intermédiaire : 150V .
- Tension moyenne de sortie : 540 V .
- Fréquence de découpage des interrupteurs: 10 kHz.
- Charge résistif : 59 Ω.

La valeur de la tension intermédiaire a été fixée dans le but de répartir le rapport d'élévation de tension entre les deux étages du convertisseur proposé.

Les tensions de sortie de chaque étage ont été fixées respectivement à 150V et 540V.

D'après les équations 2-14 et 2-32, les rapports cycliques de chaque étage sont, $D_1 = 0.72$ et $D_2 = 0.56$.

Pour le premier étage :

les valeurs efficaces des courants circulant dans l'interrupteur et dans la diode sont données par :

$$I_{k_{1,2}\text{eff}} = \sqrt{D_1 \cdot \left(\frac{I_{fc}^2}{2^2} + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12} \right)} \quad (3-38)$$

$$I_{D_{1,2}\text{eff}} = \sqrt{(1-D_1) \cdot \left(\frac{I_{fc}^2}{2^2} + \frac{\Delta I_{fc}^2}{12} \right)} \quad (3-39)$$

Le courant efficace dans la capacité de sortie C_1 peut s'écrire, si l'on suppose constant le courant de sortie :

$$I_{C_1\text{eff}} = I_{fc} \cdot \sqrt{(1-D_1) \cdot (D_1 - 0.5)} \quad (3-40)$$

L'ondulation de la tension de sortie s'exprime en fonction de la capacité de sortie C_1 et de la fréquence de découpage f comme suit :

$$\Delta V_1 = \frac{I_2}{C_1 \cdot f} \cdot (D_1 - 0.5) \quad (3-41)$$

l'ondulation du courant Δi_{fc} étant donné en fonction de l'inductance $L = L_{11} = L_{12}$ et de la fréquence de découpage f par :

$$\Delta i_{fc} = \frac{2 \cdot D_1 - 1}{D_1} \cdot \frac{D_1 \cdot V_e}{L \cdot f} \quad (3-42)$$

Numériquement, pour le point de fonctionnement nominal de la pile, à savoir $i_{fc} = 120$ A et $V_e = 42$ V, on obtient, pour une ondulation de tension de 1 %, une ondulation de courant d'entrée de 5 %, et une fréquence de découpage de 10 kHz, les valeurs suivantes :

- courant de sortie : 33.33 A.
- rapport cyclique : 0,72.
- courant efficace de K_1 et K_2 : 50.93 A.
- courant efficace de D_1 et D_2 : 31.76 A.
- courant efficace de C_1 : 27.78 A.
- valeur de capacité C_1 : 488 μ F.
- courant maximal de L_{11} et L_{12} : 65 A.
- valeur d'inductance L_{11} et L_{12} : 308 μ H.

Pour le deuxième étage :

les valeurs efficaces des courants circulant dans l'interrupteur et dans la diode sont données par :

$$I_{k_{3,4}\text{eff}} = \sqrt{D_2 \cdot \left(\frac{4.I_2^2}{4.(D_2 + 1)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (3-43)$$

$$I_{D_{3,4}\text{eff}} = \sqrt{(1-D_2) \cdot \left(\frac{4.I_2^2}{4.(D_2 + 1)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (3-44)$$

Le courant efficace dans la capacité de sortie C_1 peut s'écrire, si l'on suppose constant le courant de sortie :

$$I_{C_{3,4}\text{eff}} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{D_2 \cdot (1-D_2)}{(1+D_2)^2}} \quad (3-45)$$

L'ondulation de la tension de sortie s'exprime en fonction de la capacité de sortie $C=C_a=C_b$ et de la fréquence de découpage f comme suit :

$$\Delta V_s = \frac{V_s \cdot (2.D_2 - 1)}{R.C.f} \quad (3-46)$$

l'ondulation de courant Δi_2 étant donnée en fonction de l'inductance $L=L_{21}=L_{22}$ et de la fréquence de découpage f par :

$$\Delta i_2 = \frac{(2.D_2 - 1) \cdot (1-D_2)}{(1+D_2)} \cdot \frac{V_s}{L.f} \quad (3-47)$$

Numériquement, pour le point de fonctionnement nominal du premier étage, à savoir $I_2=33.33\text{A}$ et $V_1=150\text{V}$ on obtient, pour une ondulation de tension de 1 %, une ondulation de courant d'entrée de 5 %, et une fréquence de découpage de 10 kHz, les valeurs suivantes :

- courant de sortie : 9,25 A.
- rapport cyclique : 0,56.
- courant efficace de K_3 et K_4 : 15.99 A.
- courant efficace de D_3 et D_7 : 14.17 A.
- courant efficace de C_a et C_b : 19,0 A.
- valeur de capacité C_a et C_b : 189.83 μF .
- courant maximal de L_{21} et L_{22} : 35 A.
- valeur d'inductance L_{21} et L_{22} : 1.62mH.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a déterminé la structure finale du convertisseur proposé. Il s'agit d'une mise en cascade de deux convertisseurs DC/DC basse tension non-isolé, dont le premier étage est un BOOST entrelacé et le deuxième étage est un double BOOST dual entrelacé. Cette structure assure la minimisation de l'ondulation du courant d'entrée , l'ondulation de tension de sortie et gain en tension élevé.

Le choix entre les convertisseurs pour chaque étage est basé sur le calcul des pertes et le rendement pour les différentes tensions de sortie, avec la même tension d'entrée. Ces comparaisons ont conduit à définir la structure de chaque étage du convertisseur proposé.

Finalement on a accompli le dimensionnement globale de notre convertisseur ayant un haut rapport d'élévation, ce qui nous a permis de faire les calculs exacte du courant , de tension et les calculs des valeurs de chaque composant de notre structure proposée.

Chapitre 4

Modélisation, commande du convertisseur proposé

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a déterminé et dimensionné la structure de convertisseur basse tension DC/DC (42/540V) non isolé pour les applications pile à combustible, il s'agit d'une mise en cascade de deux convertisseurs. Nous présentons dans ce chapitre la modélisation et la commande globale du convertisseur proposé, la modélisation « moyenne en petits signaux », bien connue sous le nom de « small-signal average model »[67], a été appliquée pour chaque étage, afin de prendre en considération leurs non-linéarités dues aux interrupteurs de puissance, inductances, etc...

Ce modèle « moyen en petits signaux » a été évalué en écrivant les équations des deux étages du convertisseur proposé dans les périodes de fonctionnement $D.T$ et $(1-D).T$. Pour la commande de notre structure, on présentera une commande basée sur une double boucle de régulation composée par une boucle de tension, avec un régulateur linéaire PI, et une boucle de courant basée sur un régulateur par mode glissant, de type non linéaire, pour les deux étages du convertisseur. Ensuite on a remplacé la boucle de tension du premier étage par une boucle d'énergie basée sur les propriétés de platitude du système ; elle permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques pour notre système. Les différentes commandes proposées sont réalisées par simulation et validées expérimentalement, en utilisant un prototype à échelle réduite, selon le matériel disponible au sein de notre laboratoire MSE (laboratoire de modélisation des systèmes énergétiques) de l'université Mohamed khider de Biskra, afin d'assurer le déroulement rationnel du contrôle proposé.

4.2 Modélisation de chaque étage du convertisseur proposé

Afin de concevoir nos commandes du convertisseur proposé, et pour des objectifs de performance, des modèles dynamiques appropriés sont nécessaires. Il existe différents types de modélisation électrique de convertisseurs ; ces types de modélisation, peuvent être classés par ordre décroissant de complexité comme suit : les modèles instantanés, les modèles moyens, et enfin les modèles « moyens en petits signaux » [6, 68]. Pour notre travail, nous avons opté pour le modèle « moyens en petits signaux », vu qu'il est -selon la littérature- le plus utilisé.

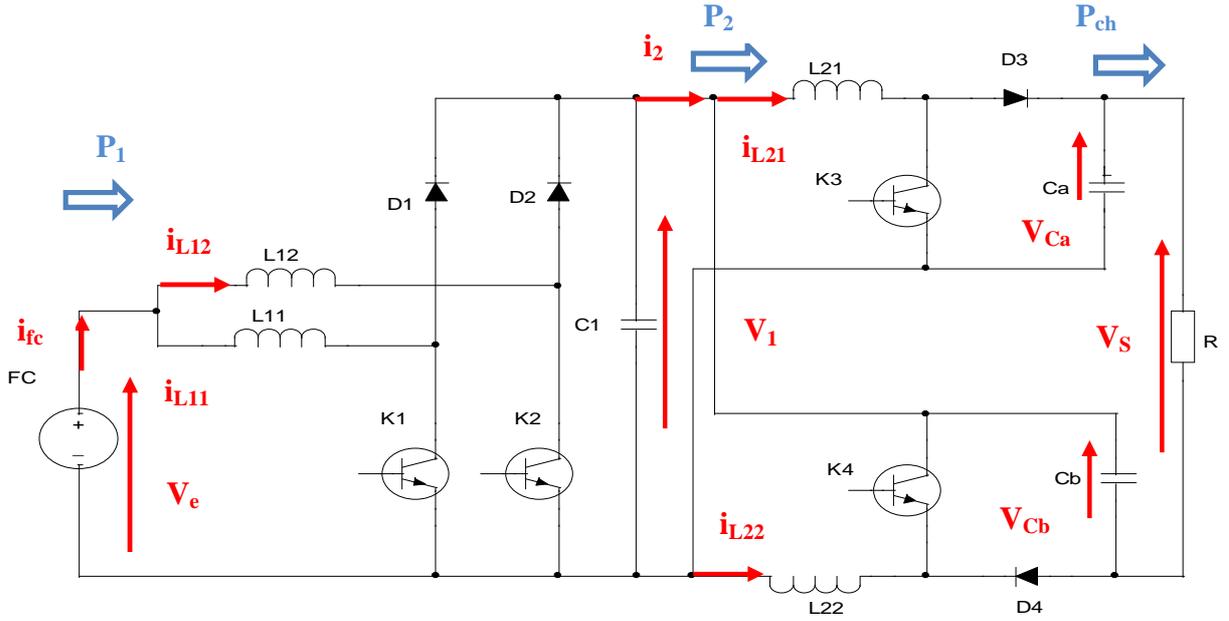


Figure 4-1 Structure du convertisseur étudié.

D'après le schéma de la structure étudiée ci-dessus, les équations différentielles du convertisseur IBC du premier étage s'écrivent, en valeur moyenne :

$$\begin{cases} L_{11} \cdot \frac{d\tilde{i}_{L11}(t)}{dt} = \tilde{v}_e(t) - (1 - D_1) \cdot \tilde{v}_1(t) - V_1 \cdot \tilde{d}_1(t) - R_{L11} \cdot \tilde{i}_{L11}(t) \\ L_{12} \cdot \frac{d\tilde{i}_{L12}(t)}{dt} = \tilde{v}_e(t) - (1 - D_2) \cdot \tilde{v}_1(t) - V_1 \cdot \tilde{d}_2(t) - R_{L12} \cdot \tilde{i}_{L12}(t) \\ C_1 \cdot \frac{d\tilde{v}_1(t)}{dt} = -\tilde{i}_2(t) + (1 - D_1) \cdot \tilde{i}_{L11}(t) + (1 - D_2) \cdot \tilde{i}_{L12}(t) + I_{L11} \cdot \tilde{d}_1(t) + I_{L12} \cdot \tilde{d}_2(t) \end{cases} \quad (4-1)$$

Où \tilde{v}_e , \tilde{v}_1 , \tilde{i}_{L11} , \tilde{i}_{L12} , \tilde{d}_1 et \tilde{d}_2 sont des petites perturbations autour de leurs points de fonctionnements.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte dans le domaine de Laplace du convertisseur IBC qui ont été obtenues à partir du modèle « moyen en petits signaux » sont :

$$G_{v,d}(s) = \frac{\tilde{v}_1(s)}{\tilde{d}} = G_{l,dv} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zv1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zv2}}\right)}{\Delta(s)} \quad (4-2)$$

$$G_{i,d}(s) = \frac{\tilde{i}_{L1x}(s)}{\tilde{d}} = G_{1,di} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zi1}}\right)}{\Delta(s)} \quad (4-3)$$

avec :

$$G_{1,dv} = \frac{V_1}{(1-D)} \left(\frac{2(1-D)^2 R - R_{L1x}}{2(1-D)^2 R + R_{L1x}} \right) \cong \frac{V_1}{(1-D)} \quad (4-4)$$

$$\omega_{zv1} = \frac{1}{C_1 R_C} \quad (4-5)$$

$$\omega_{zv2} = \frac{2R(1-D)^2 - R_{L1x}}{L_{1x}} \quad (4-6)$$

$$\Delta(s) = \frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1 \quad (4-7)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2(1-D)^2 R + R_{L1x}}{L_{1x} C_1 (R + R_{C1})}} \quad (4-8)$$

$$\xi = \frac{L_{1x} + C_1 (R_{L1x} (R + R_{C1}) + 2(1-D)^2 R R_{C1})}{2\sqrt{L_{1x} C_1 (R + R_{C1}) [2(1-D)^2 R + R_{L1x}]}} \quad (4-9)$$

$$Q = \frac{1}{2\xi}, G_{1,di} = \frac{2V_1}{2(1-D)^2 R + R_{L1x}} \quad (4-10)$$

$$\omega_{zi1} = \frac{1}{C_1 (R/2 + R_{C1})} \quad (4-11)$$

Les fonctions de transfert (4-2) et (4-3) sont des systèmes d'ordre deux, avec deux pôles à pulsation de coupure (4-8), et un zéro dans la partie droite de l'axe des imaginaires RHPZ (Right Half Plan Zero) (4-6) et enfin un zéro dans la partie gauche de l'axe des imaginaires LHPZ (4-5). La fréquence de coupure et la RHPZ sont en fonctions du rapport cyclique nominal D_1 . Dans un système en boucle fermée, les paramètres du système vont changer lorsque le rapport cyclique change, ce qui signifie que la fonction de transfert va changer en conséquence. Cela rend la conception du contrôleur pour le IBC beaucoup plus difficile du point de vue de la stabilité et de la bande passante.

Les équations différentielles du convertisseur IDDB du deuxième étage s'écrivent, en valeur moyenne:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{21} \cdot \frac{d\tilde{i}_{L21}(t)}{dt} = \tilde{v}_1(t) - D_3 \cdot \tilde{v}_{C_a}(t) + V_{C_a} \cdot \tilde{d}_3(t) - R_{L21} \cdot \tilde{i}_{L21}(t) - D_3 R_{C_a} C_a \frac{d\tilde{v}_{C_a}}{dt} \\ L_{22} \cdot \frac{d\tilde{i}_{L22}(t)}{dt} = \tilde{v}_1(t) - D_4 \cdot \tilde{v}_{C_b}(t) + V_{C_b} \cdot \tilde{d}_3(t) - R_{L21} \cdot \tilde{i}_{L21}(t) - D_4 R_{C_b} C_b \frac{d\tilde{v}_{C_b}}{dt} \\ C_a \cdot \frac{d\tilde{v}_{C_a}}{dt} = -\tilde{i}_{ch}(t) + D_3 \cdot \tilde{i}_{L21}(t) - I_{L21} \cdot \tilde{d}_3(t) \\ C_b \cdot \frac{d\tilde{v}_{C_b}}{dt} = -\tilde{i}_{ch}(t) + D_4 \cdot \tilde{i}_{L22}(t) - I_{L22} \cdot \tilde{d}_4(t) \end{array} \right. \quad (4-12)$$

Où $\tilde{v}_1, \tilde{v}_{C_a}, \tilde{v}_{C_b}, \tilde{i}_{L21}, \tilde{i}_{L22}, \tilde{d}_3$ et \tilde{d}_4 sont des petites perturbations autour de leurs points de fonctionnement.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte dans le domaine de Laplace du convertisseur IDDB qui ont été obtenues à partir du modèle « moyen en petits signaux » sont :

$$G_{v_s,d}(s) = \frac{\tilde{v}_s(s)}{\tilde{d}} = G_{2,dv} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zv1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zv2}}\right)}{\Delta(s)} \quad (4-13)$$

$$G_{i_{2d}}(s) = \frac{\tilde{i}_{L2x}(s)}{\tilde{d}} = G_{2,di} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zi2}}\right)}{\Delta(s)} \quad (4-14)$$

avec :

$$G_{2,dv} = \frac{V_1}{(1-D)^2} \left(\frac{(1-D)^2 R - 2R_{L2x}(1+D)}{(1-D)^2 R + 2R_{L2x}} \right) \quad (4-15)$$

$$\omega_{zv1} = \frac{1}{C_x R_{C_x}} \quad (4-16)$$

$$\omega_{zv2} = \frac{R(1-D)^2 - R_{L2x}(2-D)}{L_{2x}(2-D)} \quad (4-17)$$

$$\Delta(s) = \frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1 \quad (4-18)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(1-D_1)^2 R + 2R_{L2x}}{L_{2x} C_x (R + 2R_{C_x})}} \quad (4-19)$$

$$\xi = \frac{\omega_0 (L_{2x} C_x (R + 2R_{C_x}))}{R C_x (R_{L2x} + R_{C_x} (1+D)^2) + (L_{2x} + R_{C_x} R_{L2x} C_x)} \quad (4-20)$$

$$Q = \frac{1}{\xi}, G_{2,di} = \frac{V_1(D+3)}{(1-D)((1-D)^2 R + 2R_{L2x})} \quad (4-21)$$

$$\omega_{zi2} = \frac{1}{\frac{RC_x}{D+3}(C_x 2R_{Cx})} \quad (4-22)$$

Les fonctions de transfert (4-13) et (4-14) sont aussi des systèmes d'ordre deux avec deux pôles à pulsation de coupure (4-19), et un zéro dans la partie droite de l'axe des imaginaires RHPZ (4-17) et un zéro dans la partie gauche de l'axe des imaginaires LHPZ (4-16) comme le convertisseur IBC.

4.3 Stratégie de commande du convertisseur proposé

La conception optimale d'un correcteur, est une tâche difficile étant donné que, selon les équations (4-2) et (4-13), les paramètres des fonctions de transfert varient fortement avec la charge R. Pour choisir et concevoir correctement les correcteurs, il est essentiel d'établir les objectifs de contrôle[36], qui peuvent être formulés comme suit :

- La tension de sortie de chaque étage du convertisseur doit être régulée à chaque instant, lors des variations de charge et des conditions de fonctionnement de la pile à combustible.
- Le courant d'entrée pour chaque étage du convertisseur proposé, doit être réparti équitablement entre les différentes phases des convertisseurs, afin d'éviter une surcharge sur l'une des phases, particulièrement pour des valeurs de charge élevées. En outre, les courants de phase doivent être correctement décalés les uns par rapports aux autres afin de minimiser l'ondulation du courant d'entrée .
- Garantir la stabilité et les performances dynamiques, quand le système fonctionne en boucle fermée.

4.3.1 La commande avec deux boucles

Les deux étages du convertisseur proposé sont commandés par deux boucles qui contiennent une boucle externe utilisant un régulateur linéaire de type proportionnel intégrateur PI (ou boucle de tension), qui compare la référence de tension de sortie avec la tension de sortie mesurée de chaque étage du convertisseur proposé. Par conséquent, la

référence du courant total, est obtenue à partir du régulateur PI, et ensuite cette référence est partagée équitablement entre chaque phase des deux étages du convertisseur proposé. Pour les deux structures IBC et IDDB, le courant total est divisé par 2 (nombre de phase de chaque topologie). Ensuite, la boucle interne (boucle de courant) permet d'obtenir les rapports cycliques (D_1, D_2, D_3, D_4) à partir des régulateurs non linéaire de type mode glissant.

Enfin, les rapports cycliques sont comparés à des signaux PWM à la fréquence de commutation f et ensuite les signaux sont décalés les uns par rapport aux autres afin de constituer les signaux de commande des interrupteurs de puissance (K_1, K_2, K_3, K_4). L'architecture de la stratégie de contrôle à deux boucles du convertisseur en cascade proposée est représentée sur la figure suivante:

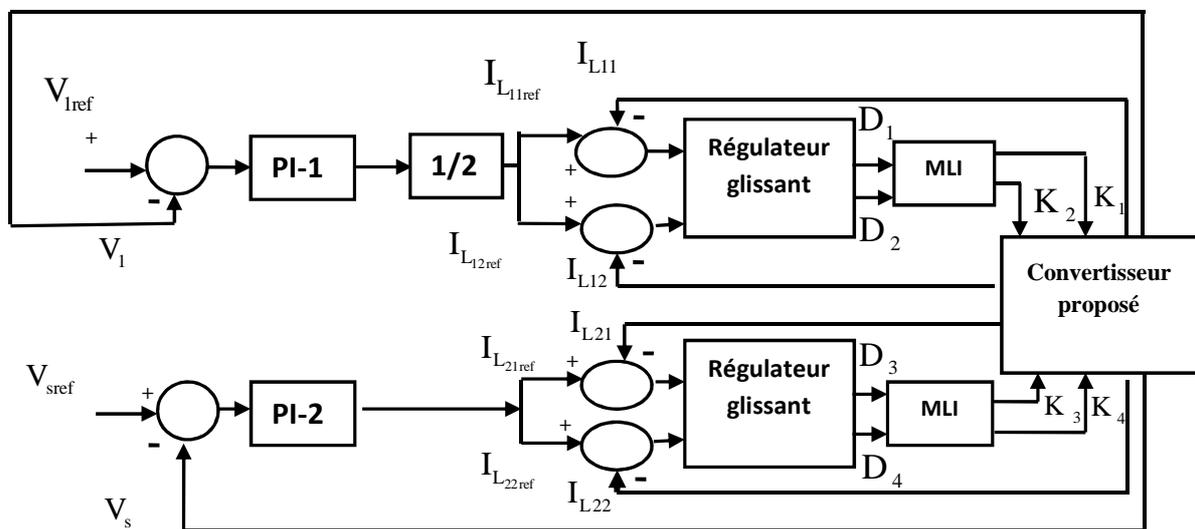


Figure 4-2 L'architecture de la stratégie de commande.

Les régulateurs PI (PI_1, PI_2) sont définis comme suit:

$$PI_1 = K_1 \left(1 + \frac{1}{T_1 s}\right) \text{ et } PI_2 = K_2 \left(1 + \frac{1}{T_2 s}\right) \quad (4-23)$$

Les paramètres des correcteurs que nous avons déterminé, en utilisant l'outil SISOTOOL du MATLAB sont les suivants :

- Boucle de tension pour le IBC : $K_1 = 60$ et $T_1 = 0.5$.
- Boucle de tension pour le IDDB : $K_2 = 200$ et $T_2 = 0.7$.

4.3.1.1 Régulateur de courant par mode glissant

Pour commander le courant inductif de chaque phase du convertisseur proposé, un régulateur par mode glissant, conçu sur la base du modèle « moyen » du convertisseur est utilisé. La commande par mode glissant est une méthode de commande bien adaptée aux convertisseurs statiques [69-72]. En effet, sa stabilité n'est pas affecté par les variations autour du point de fonctionnement, elle permet d'améliorer les performances globale du contrôleur. Les équations suivantes définissent respectivement le modèle moyen de l'IBC et IDDB[73] :

$$\begin{cases} L_{11} \cdot \frac{dI_{L11}}{dt} = V_e - (1-D_1) \cdot V_1 - r_{L11} \cdot I_{L11} \\ L_{12} \cdot \frac{dI_{L12}}{dt} = V_e - (1-D_2) \cdot V_1 - r_{L12} \cdot I_{L12} \\ C_1 \cdot \frac{dV_1}{dt} = -I_2 + (1-D_1) \cdot I_{L11} + (1-D_2) \cdot I_{L12} \end{cases} \quad (4-24)$$

$$\begin{cases} 2.L_{21} \cdot \frac{dI_{L21}}{dt} = (D_3 + 1) \cdot V_e + (D_3 - 1) \cdot V_s - 2r_{L21} \cdot I_{L21} \\ 2.L_{22} \cdot \frac{dI_{L22}}{dt} = (D_4 - 1) \cdot V_e + (D_4 + 1) \cdot V_s - 2r_{L22} \cdot I_{L22} \\ C_a \cdot \frac{dV_{ca}}{dt} = -I_{ch} + (1-D_3) \cdot I_{L21} \\ C_b \cdot \frac{dV_{cb}}{dt} = -I_{ch} + (1-D_4) \cdot I_{L22} \end{cases} \quad (4-25)$$

Les surfaces de glissement d' IBC et IDDB peuvent être définis par les expressions suivantes :

$$S_{iL_{1i}} = (I_{L_{1i}} - I_{L_{1i\text{ref}}}) + k_{iL_1} \int_0^t (I_{L_{1i}} - I_{L_{1i\text{ref}}}) dt \quad (4-26)$$

$$S_{iL_{2i}} = (I_{L_{2i}} - I_{L_{2i\text{ref}}}) + k_{iL_2} \int_0^t (I_{L_{2i}} - I_{L_{2i\text{ref}}}) dt \quad (4-27)$$

Avec $i = [1, 2]$. Le coefficient K_{iL} définit la dynamique avec laquelle l'erreur statique converge vers zéro.

La dynamique de convergence des surfaces de glissement à zéro est défini comme suit :

$$\dot{S}_{iL_{1i}} = -\lambda_{iL_1} S_{iL_{1i}} \quad (4-28)$$

$$\dot{S}_{iL_{2i}} = -\lambda_{iL_2} S_{iL_{2i}} \quad (4-29)$$

Où λ_{iL1} et λ_{iL2} sont des nombres réels positifs appelés les facteurs de convergence. Sans oublier que les surfaces tendent vers zéro uniquement lorsqu'on connaît les paramètres exacts du système.

A l'aide des relations (4-24), (4-26) et (4-28) pour le IBC et (4-25), (4-27) et (4-29) on peut exprimer les rapports cycliques (D_1, D_2, D_3, D_4) comme suit:

$$D_{1,2} = 1 - \frac{V_e - r_{li} \cdot I_{L1i} + L_{li} \left(\lambda_{iL1} S_{iL1i} - \dot{I}_{L1i,ref} + K_{iL1} \cdot (I_{L1i} - I_{L1i,ref}) \right)}{V_1} \quad (4-30)$$

$$D_{3,4} = 1 - \frac{2 \cdot \left(-V_1 + r_{2i} \cdot I_{L2i} + L_{2i} \left(-\lambda_{iL2} S_{iL2i} + \dot{I}_{L2i,ref} - K_{iL2} \cdot (I_{L2i} - I_{L2i,ref}) \right) \right)}{V_1 + V_s} \quad (4-31)$$

Les équations (4-30) et (4-31) montrent que les commandes ne dépendent pas de la valeur de la charge R. Par conséquent, ce régulateur ne sera pas perturbé par les variations de cette charge. lequel appuie que le contrôleur fonctionne en mode dégradé (conditions défectueuses), une caractéristique très importante pour l'amélioration de la fiabilité dans les applications de véhicules électriques.

En remplaçant (4-30) dans (4-24) et (4-31) dans (4-25) , nous obtenons la dynamique de l'erreur du courant :

$$\begin{cases} \dot{y}_{li} + (\lambda_{iL1} + k_{iL1}) \cdot y_{li} + \lambda_{iL1} \cdot k_{iL1} \cdot \int y_{li} \cdot d\tau = 0 \\ \dot{y}_{2i} + (\lambda_{iL2} + k_{iL2}) \cdot y_{2i} + \lambda_{iL2} \cdot k_{iL2} \cdot \int y_{2i} \cdot d\tau = 0 \end{cases} \quad (4-32)$$

Avec $y_{li} = I_{L1i} - I_{L1i,ref}$ et $y_{2i} = I_{L2i} - I_{L2i,ref}$

Le système peut représenter après dérivation par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \ddot{y}_{li} + (\lambda_{iL1} + k_{iL1}) \cdot \dot{y}_{li} + \lambda_{iL1} \cdot k_{iL1} \cdot y_{li} = 0 \\ \ddot{y}_{2i} + (\lambda_{iL2} + k_{iL2}) \cdot \dot{y}_{2i} + \lambda_{iL2} \cdot k_{iL2} \cdot y_{2i} = 0 \end{cases} \quad (4-33)$$

Ces équations sont utilisées pour définir les coefficients et les facteurs de convergence pour assurer les performances souhaitées. Les coefficients sont positifs. Ce qui signifie que toutes les racines du système ont certainement une partie réelle négative. Donc la stabilité du régulateur est assurée. Ensuite, des procédures basées sur la conception du système de second ordre peuvent être utilisés pour définir les coefficients, K_{iL} , et les facteurs de convergence λ pour obtenir les performances souhaitées.

4.3.1.2 Résultats de simulation de la commande avec deux boucles

Pour vérifier les performances de la commande à deux boucles, l'ensemble du système a été implémenté sur le MATLAB Simulink.

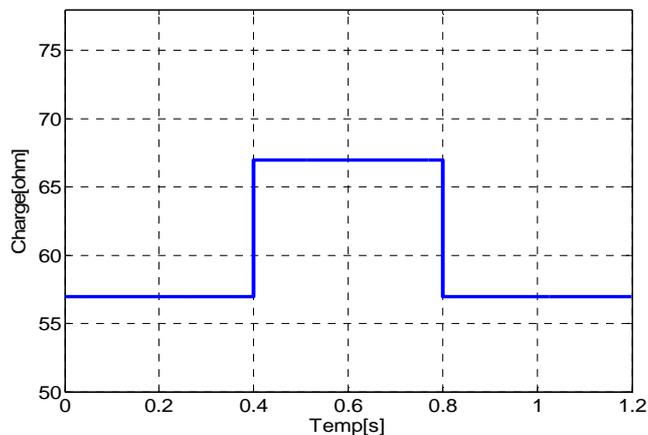


Figure 4-3 Variations de charge de 57 ohms à 67 ohms.

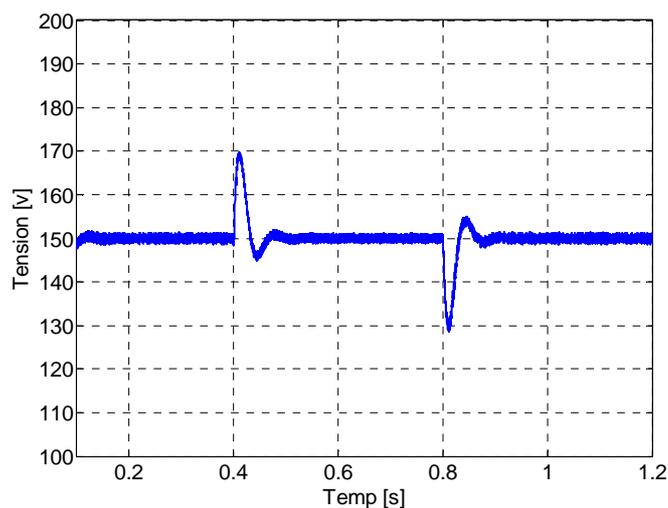
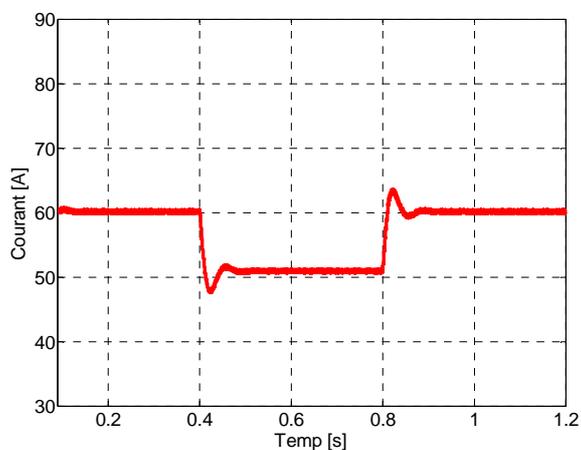


Figure 4-4 Tension de sortie de 1er étage (IBC).

(a)



(b)

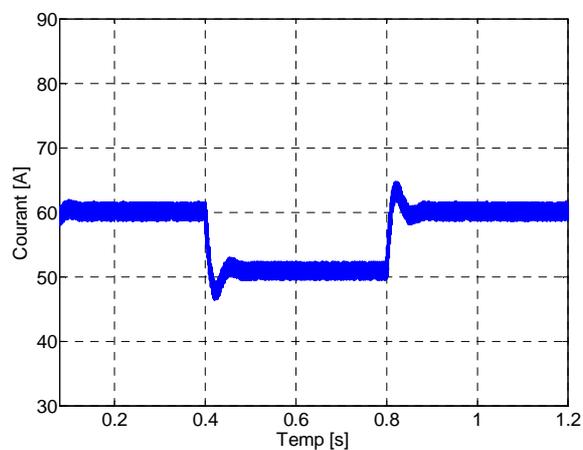


Figure 4-5 (a): Courant de référence de IBC ; (b): Courant dans les inductances de IBC.

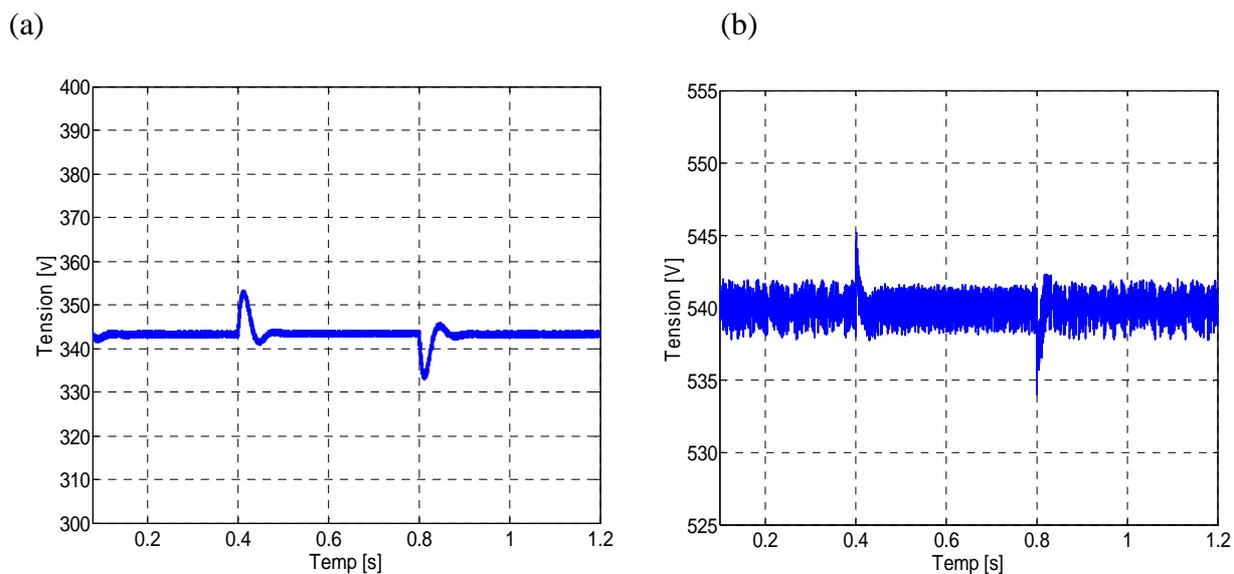


Figure 4-6 (a): Tension aux bornes des capacités de IDDB; (b): Tension de sortie du 2ème étage (IDDB)

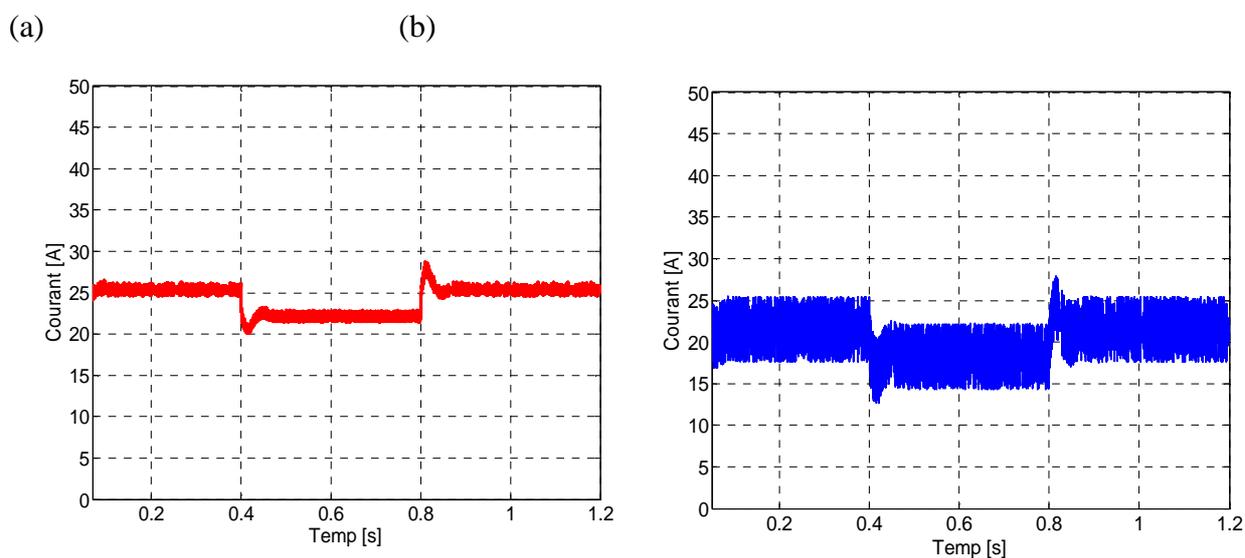


Figure 4-7(a): Courant de référence de IDDB ; (b): Courant dans les inductances de IDDB.

La figure 4-3 représente une variation positive de la charge, à partir de 57Ω à 67Ω ; et la figure 4-4 montre le comportement de la tension de sortie du premier étage du convertisseur proposé, pour une réponse transitoire obtenue, pendant un changement de charge, avec échelon positif. Le test est effectué en changeant fortement la charge de 57Ω à 67Ω , nous observons que la tension de sortie suit la référence de tension mais avec un dépassement important.

De l'analyse des figures 4-6 (a) et (b), on peut observer que la commande avec deux boucles présente de bonnes performances dynamiques, lors de la variation de la charge avec oscillations acceptables de la tension de sortie. La réponse dynamique du régulateur non

linéaire du courant par mode glissant, pour un échelon de charge de 57 à 67 Ω , est présentée sur les figures (4-5) et (4-7). A partir de ces deux courbes, on peut déduire que le régulateur de courant glissant possède une grande performance et un temps de réponse rapide avec un très faible dépassement.

A partir des résultats précédents et pour diminuer le dépassement de la tension de sortie du convertisseur du premier étage, la boucle de régulation de tension a été remplacée par une boucle de régulation d'énergie, basée sur la propriété de platitude, afin d'assurer une bonne régulation de l'énergie stockée dans le condensateur de sortie du convertisseur IBC, et délivrée une puissance stable au convertisseur du deuxième étage.

4.3.2 Boucle de régulation d'énergie de convertisseur entrelacé

4.3.2.1 Brève définition de la théorie de platitude

L'idée de la théorie de la platitude différentielle a été introduite par Michel Fliess[74, 75]. L'avantage de cette approche, est que les trajectoires du système sont carrément estimés par les trajectoires d'une sortie plate et ses dérivés, sans intégrer aucune équation différentielle. Actuellement, ces idées ont été récemment utilisées dans une variété de systèmes non linéaires à travers différentes disciplines d'ingénierie, y compris :

- Contrôle de la direction de véhicules,
- Contrôle de la pression cathodique et du rapport d'excès d'oxygène d'un système PEMFC,
- Conception d'un algorithme d'orientation pour la phase hypersonique d'un véhicule de levage-corps,
- Contrôle d'un robot spatial avec des axes d'articulation orientés arbitrairement et deux roues d'inertie à la base.
- Contrôle des sources hybride.

Un système d'équations différentielles ordinaires est dit différentiel plat ,s'il existe des variables tel que :

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{4-34}$$

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \quad x \in \mathbb{R}^n \tag{4-35}$$

$$u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T \quad u \in \mathbb{R}^m \tag{4-36}$$

$$h = [h_1, h_2, \dots, h_m]^T \quad h \in \mathbb{R}^m \quad (4-37)$$

Où x est le vecteur des variables aléatoires, u est le vecteur de contrôle, h est le vecteur des sorties plates, et $(n, m) \in \mathbb{N}$.

Un système est considéré plat, si un vecteur de sortie h existe, qui permet d'atteindre les conditions suivantes:

- Le vecteur « h » peut s'écrire en fonction de « x » et « u » comme suit :

$$h = \varphi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}) \quad (4-38)$$

Avec : s , nombre fini de dérivées.

- Les vecteurs « x » et « u » peuvent être exprimés en fonction du vecteur des sorties plates « h » et nombre fini de ses dérivées comme suit :

$$\begin{cases} x = \phi(h, \dot{h}, \dots, h^{(r)}) \\ u = \psi(h, \dot{h}, \dots, h^{(r+1)}) \end{cases} \quad (4-39)$$

Avec : r est le nombre fini de dérivées.

Le vecteur des sorties plates « h » et ses dérivées, offrent la représentation de la dynamique du système de telle sorte que, si les profils des sorties plates sont connus comme une fonction du temps, alors on peut obtenir les profils de tous les états du système et les entrées correspondantes. Cette propriété est utilisée pour calculer les trajectoires des sorties plates.

De toute évidence, l'avantage de l'approche de platitude différentielle, est que les variables d'état et de contrôle du système, à savoir (x, u) , sont carrément estimés par les trajectoires des sorties plates du vecteur h et de leurs dérivées, sans avoir besoin d'intégrer aucune équation différentielle[76].

4.3.2.2 Loi de contrôle

Pour démontrer la platitude de notre système, il faut vérifier qu'il est toujours possible d'exprimer toutes les variables d'état et toutes les variables de contrôle du système en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de dérivées de cette sortie. Pour cela, on définit l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie de IBC « h_1 » comme la sortie

plate du système, « P_1 » comme la variable de contrôle du système et « V_1 » comme la variable d'état du système.

L'énergie électrostatique h_1 stockée dans le condensateur de IBC :

$$h_1 = \frac{1}{2} C_1 v_1^2 \quad (4-40)$$

Le variable d'état du système V_1 est exprimée en tant que:

$$v_1 = \sqrt{\frac{2h_1}{C_1}} \quad (4-41)$$

Pour prouver la platitude de notre système, la variable de contrôle P_1 , peut être écrite comme suit:

$$P_1 = P_2 + \dot{h}_1 + r_1 \cdot \left(\frac{P_1}{v_e} \right)^2 \quad (4-42)$$

Ainsi

$$P_1 = 2.P_{1\max} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{P_2 + \dot{h}_1}{P_{1\max}}} \right) = \Psi(h_1, \dot{h}_1) \quad (4-43)$$

$P_{1\max}$ représente la puissance maximale d'entrée du convertisseur IBC et peut être écrite comme suit:

$$P_{1\max} = \frac{v_e^2}{4.r_1} \quad (4-44)$$

$v_1 = F_{v_1}(h_1)$ et $P_1 = \Psi(h_1, \dot{h}_1) \rightarrow$ Le système est plat.

4.3.2.3 Planification de la trajectoire de référence et régulation d'énergie

L'un des avantages majeurs de la commande par platitude d'un système, est de pouvoir planifier la trajectoire de la sortie plate. Connaissant cette trajectoire, et si la modélisation du système est sans erreur, il est alors possible de connaître l'évolution des variables d'état et de contrôle du système et ceci sans avoir à résoudre aucune équation différentielle[77, 78].

Soit h_{1ref} la trajectoire de référence souhaitée pour la sortie plate h_1 (énergie stockée dans le IBC). L'énergie h_{1ref} est donnée par :

$$h_{1ref}(t) = \frac{1}{2} C_1 v_{1ref}^2(t) \quad (4-45)$$

La figure 4-8 montre la génération de trajectoire de référence h_{1ref} :

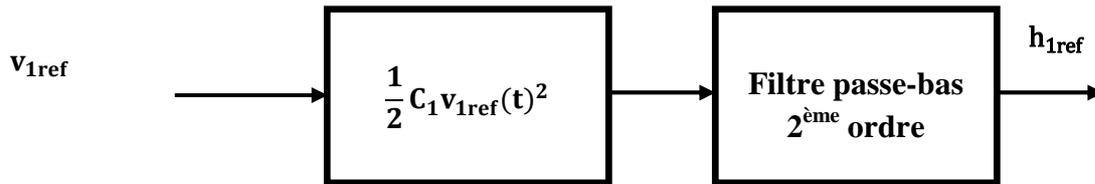


Figure 4-8 Génération de la trajectoire de référence .

La génération des trajectoires de référence est liée aux propriétés intrinsèques du système. Elles doivent permettre de faire tendre le système vers le point d'équilibre souhaité . On a utilisé un filtre passe-bas de deuxième ordre pour générer la trajectoire de référence, afin de minimiser les appels de puissances en régime transitoire.

4.3.2.4 Asservissement de la sortie plate à sa référence

Pour asservir la sortie plate h_1 à sa référence h_{1ref} ,on utilise la loi comportementale suivante [79-81] :

$$(\dot{h}_1 - \dot{h}_{1ref}) + k_{11}(h_1 - h_{1ref}) + k_{12} \int_0^t (h_1 - h_{1ref}) dt = 0 \quad (4-46)$$

avec k_{11} et k_{12} sont les coefficients de régulation. Le choix des coefficients s'effectue en étudiant les racines de l'équation caractéristique suivante :

$$s^2 + k_{11}s + k_{12} = 0 \quad (4-47)$$

Qui s'écrivent :

$$\begin{cases} k_{11} = 2\xi w_n \\ k_{12} = w_n^2 \end{cases} \quad (4-48)$$

Où : ξ et w_n représentent respectivement l'amortissement et la pulsation naturelle désirés.

Les coefficients k_{11} , k_{12} sont positifs. Cela signifie que toutes les racines du système ont des parties réelles négatives, qui assurent la stabilité du commande de système.

Le courant de référence I_{fref} est obtenu par l'expression suivante:

$$I_{fref} = \frac{P_1}{v_e} \quad (4-49)$$

L'architecture de stratégie de commande du convertisseur IBC est représentée dans cette figure :

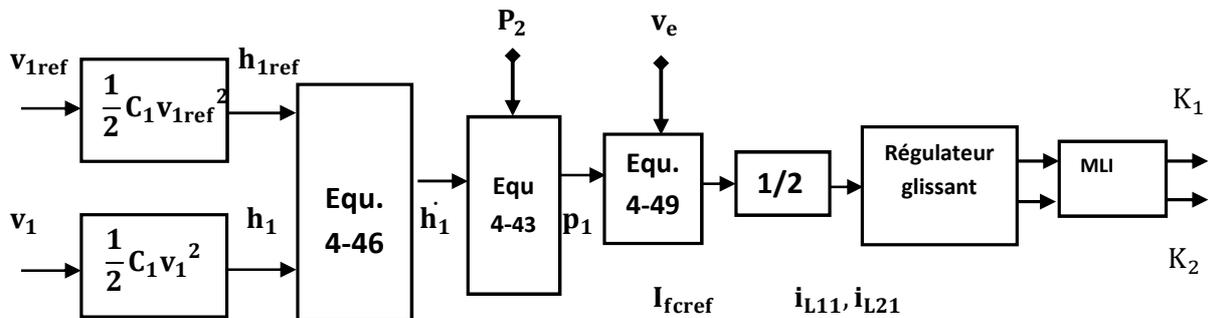


Figure 4-9 Architecture de stratégie de commande de convertisseur IBC.

Avec les mêmes paramètres du convertisseur proposé et le même changement de charge, la réponse de la boucle de régulation de l'énergie est testée par simulation sous MATLAB-Simulink.

La figure 4-10 illustre une comparaison entre l'énergie stockée dans le condensateur de sortie du convertisseur IBC et l'énergie de référence, les résultats de simulation montrent que l'énergie stockée suit sa référence parfaitement.

La figure 4-11 représente la tension de sortie du convertisseur de premier étage, en utilisant la boucle de régulation de l'énergie; on peut voir que la tension de sortie suit la référence de sa tension avec un dépassement négligeable, ce qui prouve les hautes performances de la boucle de régulation d'énergie.

Les figures 4-12, 4-13 et 4-14 montrent que la réponse de notre système, utilisant la commande à deux boucles, qui se compose, d'une boucle d'énergie avec régulateur de courant glissant pour le premier étage et d'une boucle de régulation de tension PI avec un régulateur de courant glissant, pour le deuxième étage, possède des performances élevées par rapport à la commande à deux boucles contenant une boucle de régulation de tension avec régulateur de courant glissant, pour les deux étages du convertisseur ; avec des temps de réponse rapide et faible dépassement environ de 3% .

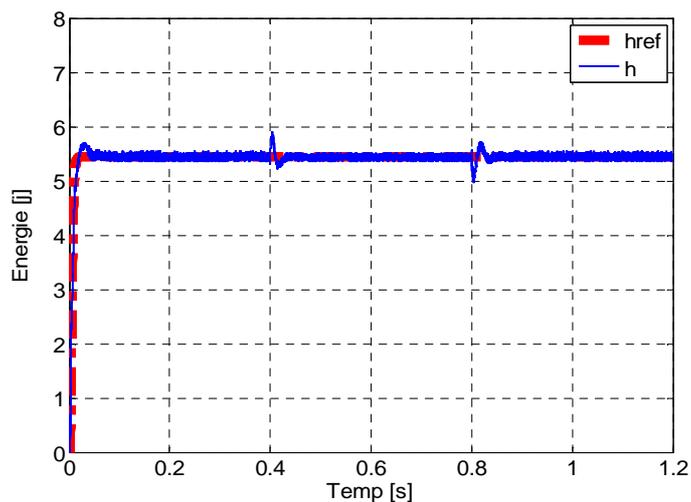


Figure 4-10 Trajectoires de sortie plate et sa référence.

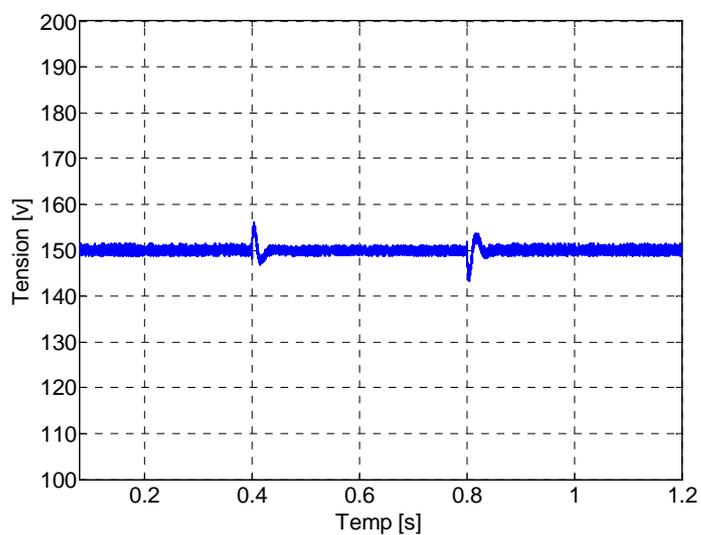


Figure 4-11 Tension de sortie du 1^{er} étage (IBC) utilisant la boucle d'énergie.

(a)

(b)

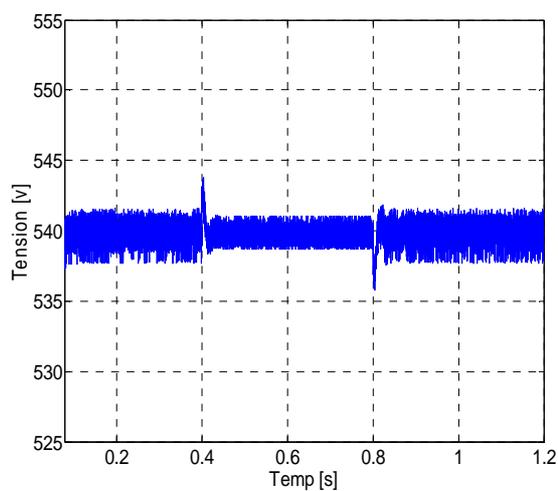
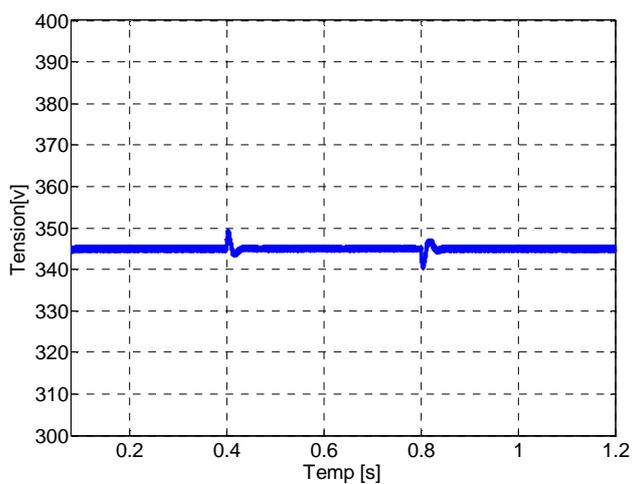


Figure 4-12(a): Tension aux bornes des capacités de IDDB; (b): Tension de sortie de 2^{ème} étage (IDDB) utilisant la boucle d'énergie.

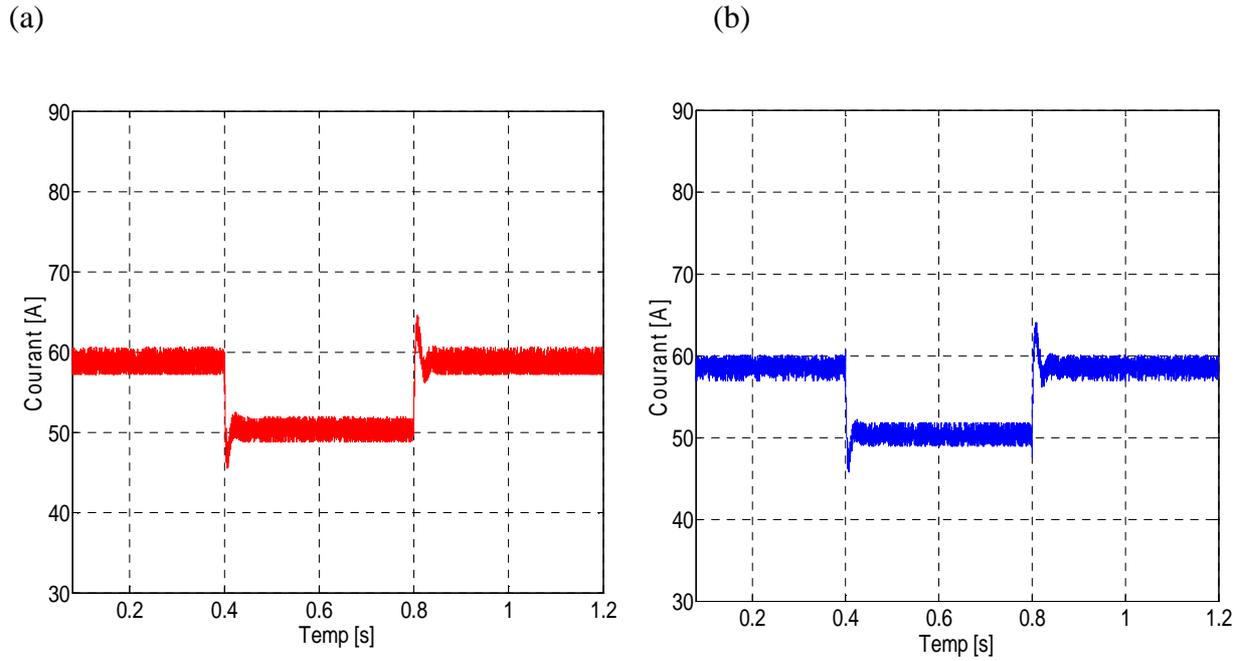


Figure 4-13(a): Courant de référence de IBC ; (b): Courant dans les inductances de IBC utilisant la boucle d'énergie.

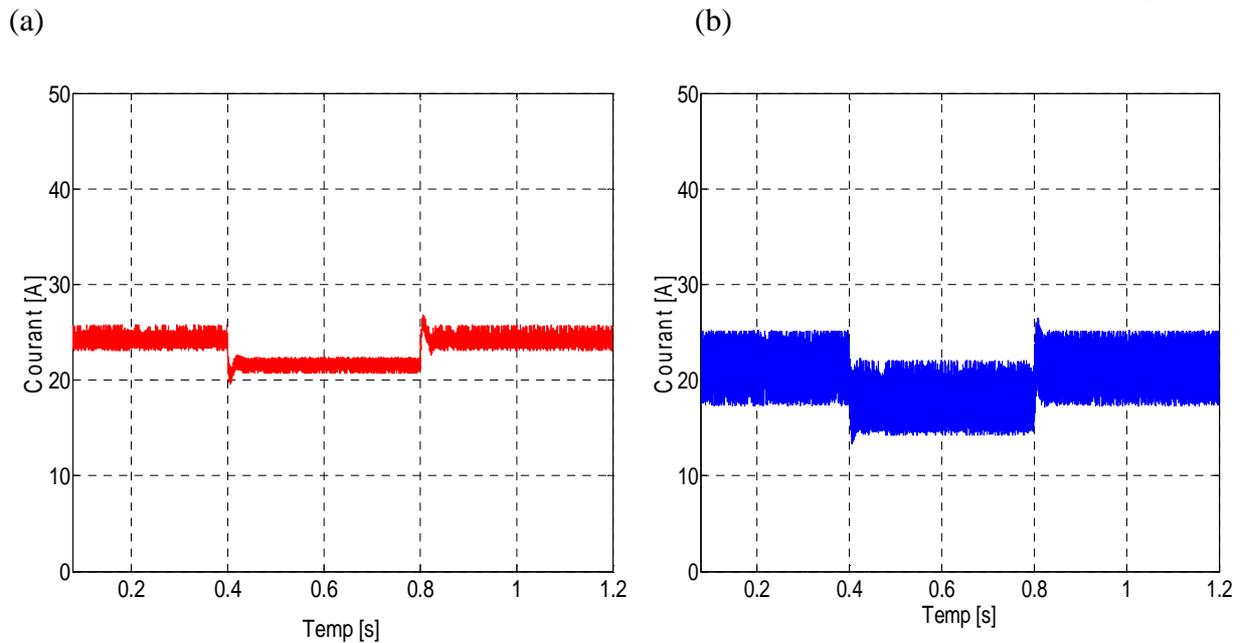


Figure 4-14(a): Courant de référence de IDDB ; (b): Courant dans les inductances de IDDB utilisant la boucle d'énergie.

4.4 Validation expérimentale

Nous présentons dans cette section la validation expérimentale de notre convertisseur proposé étudié précédemment. la validation expérimentale a été effectuée sur un banc expérimental à puissance réduite (120 watt) selon l'équipement disponible de notre laboratoire MSE.

Le but de notre contribution expérimentale est de vérifier le bon fonctionnement des lois de commande appliquées au convertisseur proposé. Une source continue limitée à 40 A, a été utilisée, vu la non disponibilité d'une pile à combustible au sein du laboratoire. Cette source a été réglée pour une tension fixée de 15 V, et un courant débité maximal de 8 A. la tension intermédiaire est fixée à 45V , une tension de sortie de 150V et la charge de type résistif variable (de 150Ω à 450Ω).

4.4.1 Description du banc d'essai expérimental

Le banc d'essai expérimental du convertisseur en cascade proposé à puissance réduite, au sein du laboratoire MSE est représenté sur la figure 4-15.

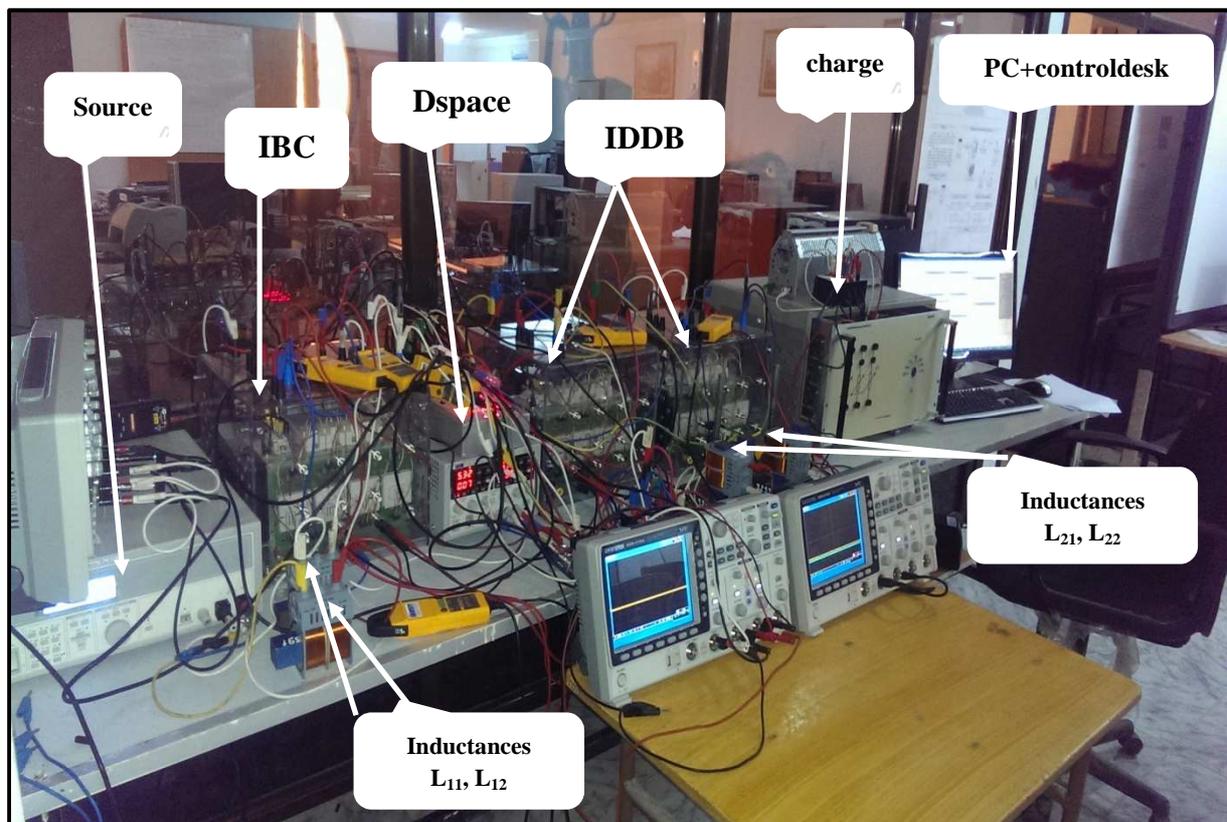


Figure 4-15 Banc d'essai expérimentale.

Pour le montage de notre convertisseur, nous avons utilisé les composants de trois bancs d'onduleurs, fabriqué par la société « SEMIKRON », la commande est réalisée sous Matlab/Simulink, puis compilée et implantée numériquement à l'aide d'un système de développement temps réel Dspace 1104.

Mesure des signaux :

Les courants sont mesurés par des capteurs de courant à effet Hall, de référence i30S de la Société FLUKE. Les tensions sont mesurées par des capteurs de tension de référence GDP-025 de la société GWINSTEK. Les capteurs de courant et tension sont présentés sur les figures 4-16 et 4-17.



Figure 4-16 capteur de courant.



Figure 4-17 capteur de Tension.

Carte dSPACE DS1104 :

La sortie des capteurs de mesure des signaux sont envoyés au convertisseur analogique-numérique de dSPACE DS1104. Le système de commande développé sous Matlab -Simulink a été transféré par le logiciel Control Desk. Le schéma de la carte DS1104 est montré dans la figure 4-18. Les quatre signaux de commande sont générés par le convertisseur numérique analogique de la carte dSPACE. Ces signaux de commande sont au format analogique (0-5 V) et sont décalés l'un de l'autre.

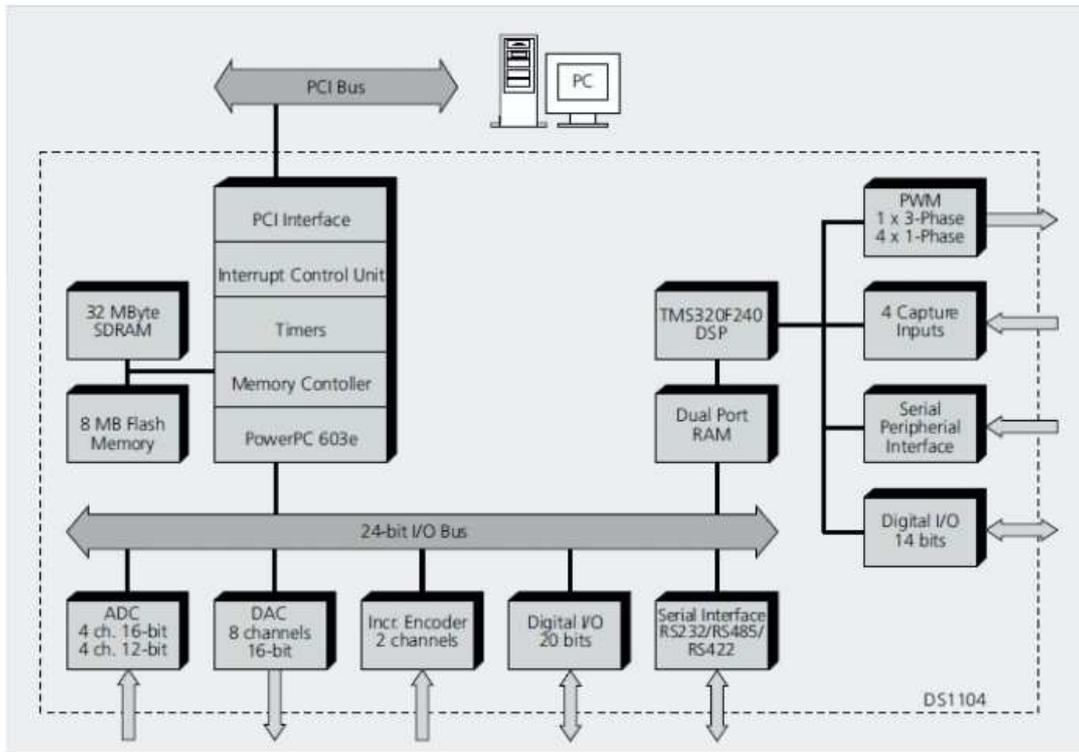


Figure 4-18 schéma de la carte DS1104.

Carte d'interface :

Cette carte, qui a été réalisée au sein de notre laboratoire, est utilisée pour l'interface entre la sortie de dSPACE et les « drivers » des IGBT. Elle convertit les signaux de commande à partir de (0-5 V) à (0-15 V) afin de commander la grille de l'IGBT et augmenter l'immunité contre le bruit.

La carte est composée d'un circuit NAND 74LS00, garantit une faible influence parasite entre IGBT et dSPACE, et une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement de module IGBT en cascade avec un circuit d'élévation de niveau de tension le 74LS17.

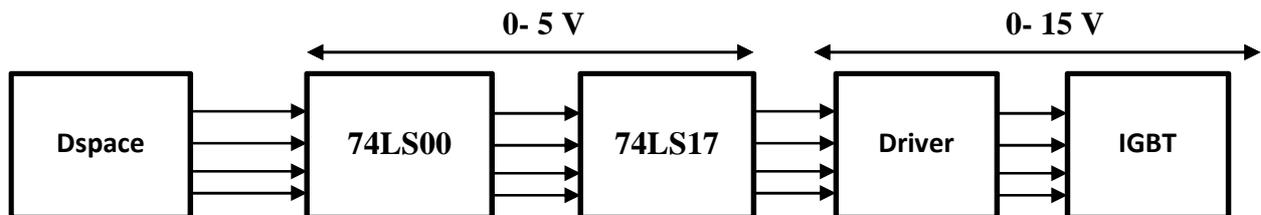


Figure 4-19 Schéma synoptique de carte d'interface.

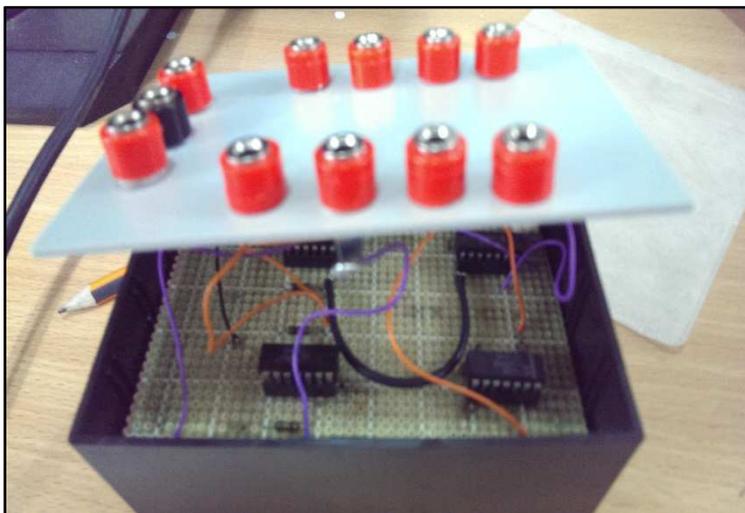


Figure 4-20 carte d'interface réalisé.

Carte « driver » :

Les IGBT sont contrôlés par quatre « drivers » de référence **SKHI22** (Figure 4-21) du constructeur SEMIKRON. Ces « drivers » permettent:

- Le contrôle des IGBT ou MOSFET dans une structure en demi-pont ou de façon indépendante.
- La génération d'un signal d'erreur de type « collecteur ouvert » (logique positive ou négative) dans le cas d'un court-circuit ou de coupure de courant.
- L'isolation galvanique entre la commande et la partie puissance.



Figure 4-21 Driver SKHI22 de SEMIKRON.

4.4.2 résultats expérimentaux

Nous présentons dans cette section, les résultats de tests expérimentaux effectués sur le convertisseur. Les commandes proposées étant implantées numériquement à partir des outils Matlab Simulink ainsi que la carte temps réelle DSPACE-1104. La fréquence d'échantillonnage est synchronisée avec la porteuse MLI de manière à ce que la mesure des courants inductifs soient proches de leurs valeurs moyennes, sur une période de découpage.

4.4.2.1 Tests des régulateurs de courant

Pour tester les régulateurs de courant par mode glissant des deux étages du convertisseur proposé, on fait varier le courant de référence et on observe le comportement des courants de chaque phase des convertisseurs de chaque étage.

Les figures 4-22 et 4-23 représentent l'évolution du courant des inductances du convertisseur du premier étage, après variation du courant de référence de 1 à 0.5 A et de 1 à 2A respectivement, on observe que les courants suivent parfaitement leur référence, sans aucun dépassement plus un temps de réponse rapide, ce qui prouve l'efficacité du régulateur glissant utilisé.

Les figures 4-22 et 4-23 représentent l'évolution du courant des inductances du convertisseur du deuxième étage, après variation du courant de référence de 1.5 à 0.5 A et de 1.5 à 2A respectivement, pareil au régulateur du premier étage, on remarque que les courants sont parfaitement contrôlés.

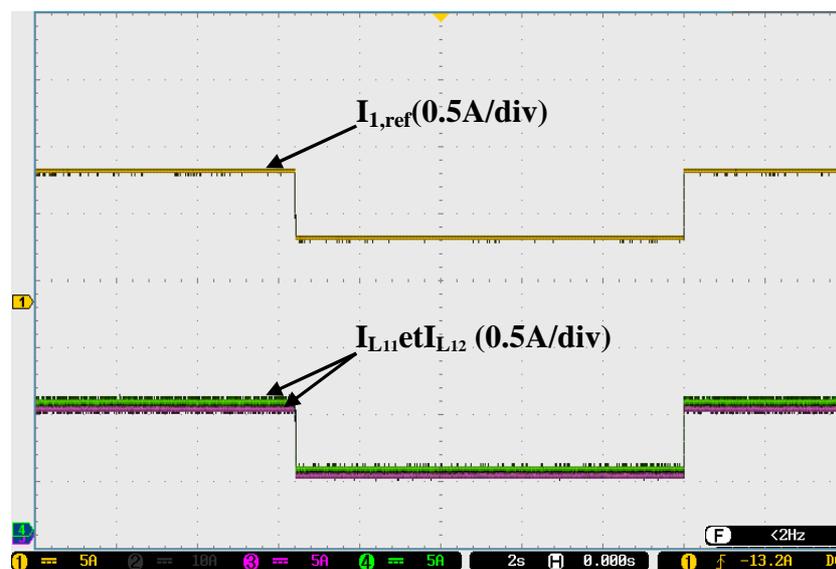


Figure 4-22 Evolution des courants des inductances L11 et L12 après variation de courant de référence de 1 à 0.5A et inversement

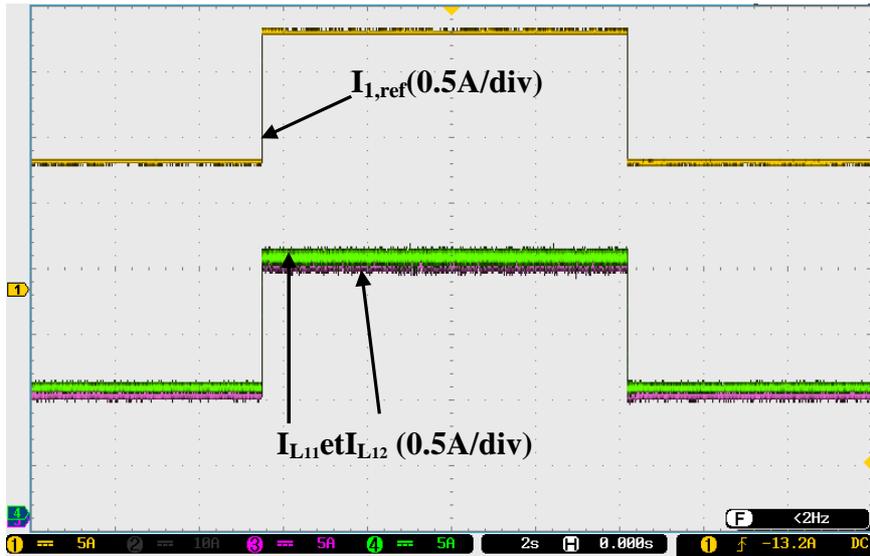


Figure 4-23 Evolution des courants des inductances L11 et L12 après variation de courant de référence de 1 à 2A et inversement.

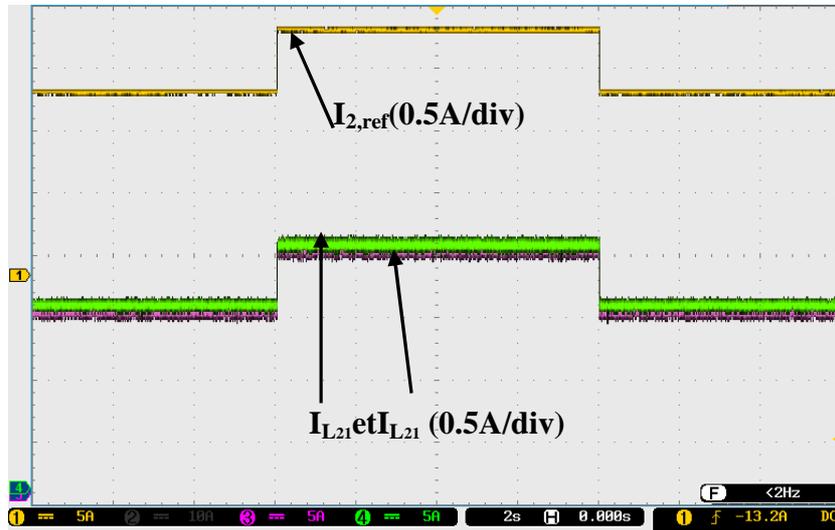


Figure 4-24 Evolution des courants des inductances L21 et L22 après variation de courant de référence de 1.5 à 1A et inversement.

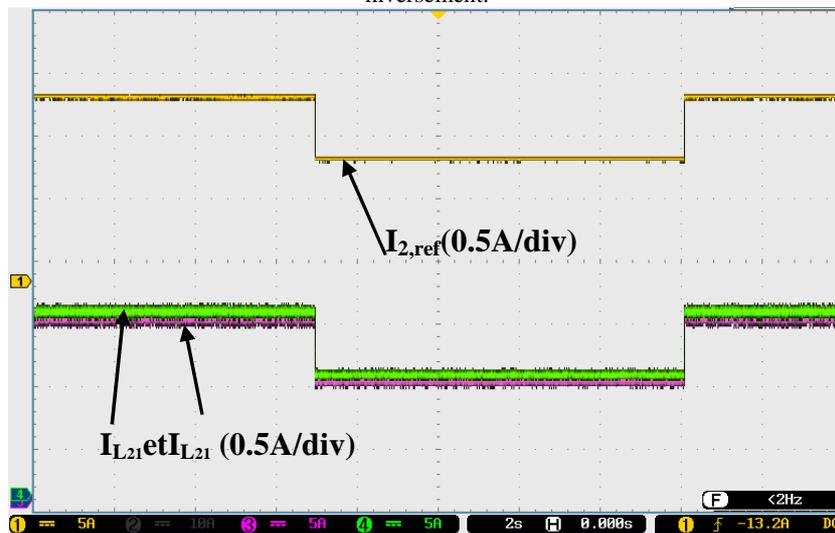


Figure 4-25 Evolution des courants des inductances L21 et L22 après variation de courant de référence de 1.5 à 2A et inversement.

4.4.2.2 Essais avec la commande à deux boucle

Pour valider expérimentalement la commande à deux boucles proposées, six types d'essais sont effectués et présentés dans les figures ci-dessous.

- Le premier consiste à diminuer la charge de 50% de sa valeur nominale, puis revenir.
- Le second consiste à faire augmenter de la charge de 50% de sa valeur nominale, puis de revenir.
- Le troisième consiste à faire varier la référence de tension intermédiaire V_1 qui passe successivement de 45 à 55V et inversement.
- Le quatrième consiste à faire varier aussi la référence de tension intermédiaire V_1 mais cette fois de 45 à 35V et inversement.
- Le cinquième et sixième essais est de faire varier cette fois-ci, la référence de tension de sortie V_{sref} qui passe successivement de 150 à 130V et de 150 à 180V et inversement.

Les figures 4-26 et 4-28 illustrent la réponse de commande à deux boucles pour une diminution de la charge de 50 % des conditions nominales.



Figure 4-26 Validation de commande à deux boucles pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).

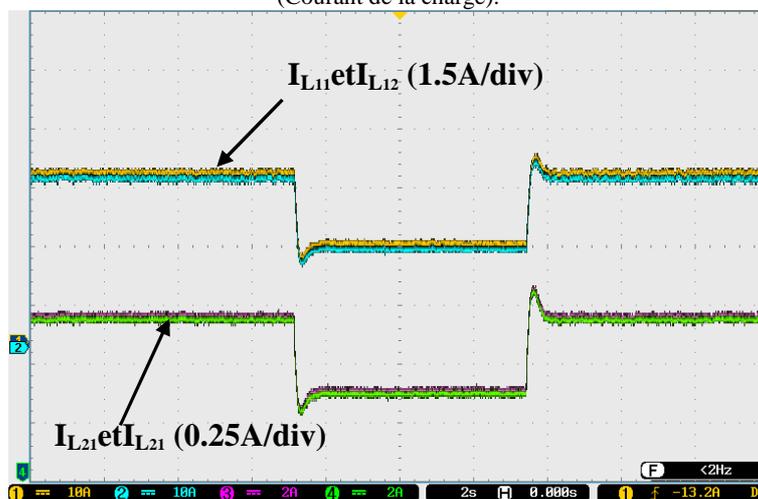


Figure 4-27 Validation de commande à deux boucles pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).

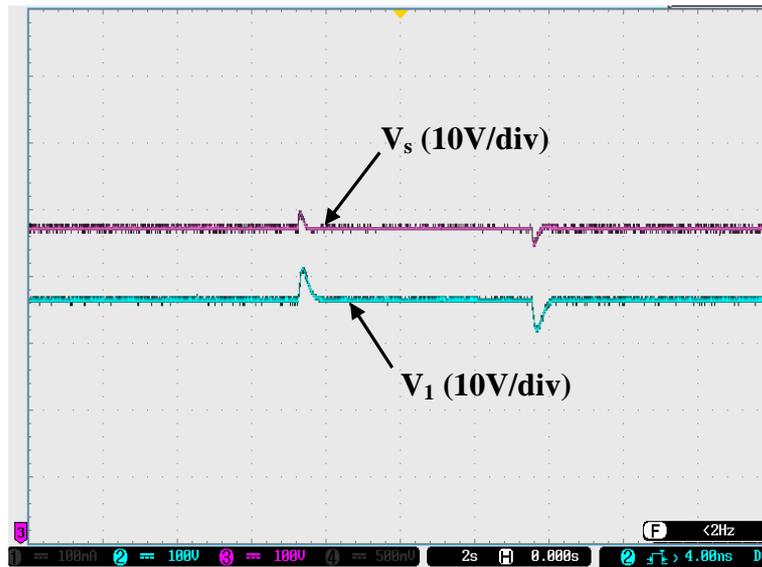


Figure 4-28 Validation de commande à deux boucles pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).

On observe qu'il y a des dépassements de tension dans chaque étage du convertisseur proposé, et la commande de courant des inductances par mode glissant répond très rapidement avec de petites oscillations et dépassement.

Les figures de 4-29 à 4-31 illustrent la réponse de commande à deux boucles pour une augmentation de la charge de 50% des conditions nominales. Il est à noter, que les courants dans les inductances et les tensions de sortie de chaque étage du convertisseur proposé, suivent bien leur référence, avec un dépassement acceptable.

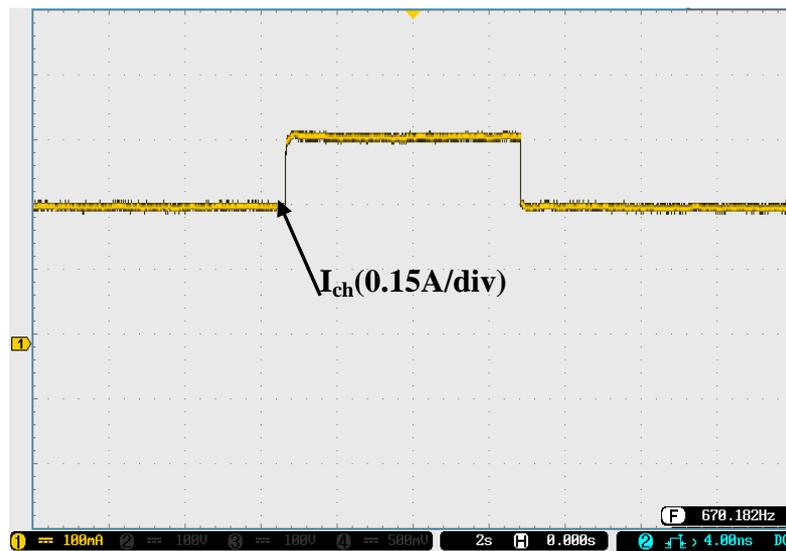


Figure 4-29 Validation de commande à deux boucles pour augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).

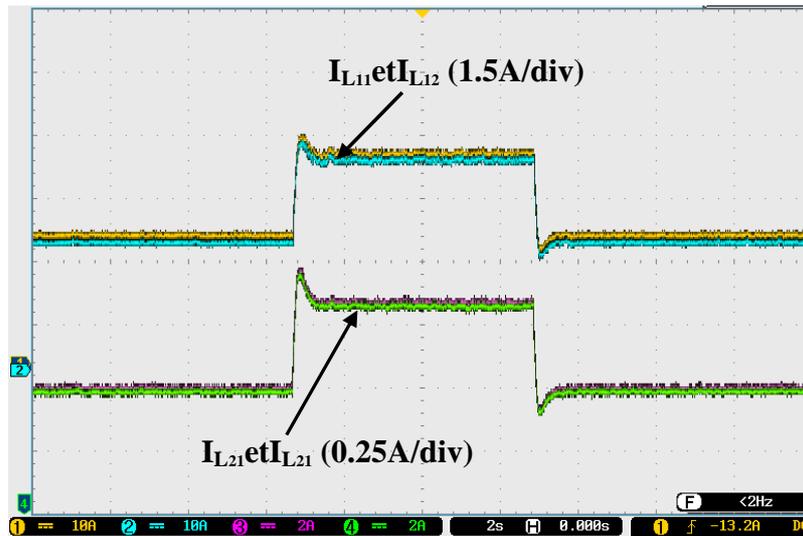


Figure 4-30 Validation de commande à deux boucles pour augmentation de charge avec 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).

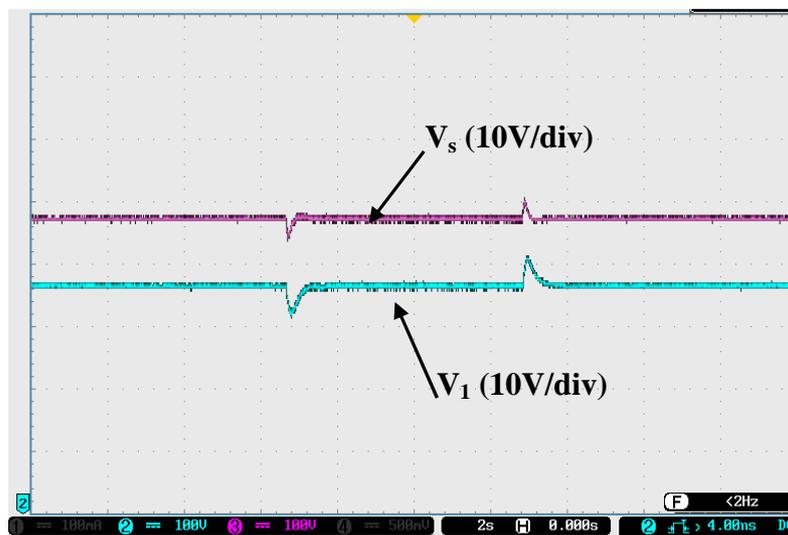


Figure 4-31 Validation de commande à deux boucles pour augmentation de charge avec 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).

Les figures 4-32 et 4-33 montrent l'évolution des tensions de sortie de chaque étage du convertisseur, après un échelon de référence V_{1ref} de 45 à 55V et 45 à 35 V et inversement. Comme le montre ces résultats, les tensions de sorties de chaque étage suivent bien leur référence, avec dépassement et oscillations acceptables.

Les figures 4-34 et 4-35 montrent l'évolution des tensions de sorties de chaque étage du convertisseur, après un échelon de référence de tension de sortie V_{sref} de 150 à 130V et 150 à 180V et inversement. On peut voir sur ces figures, que la commande proposée pour le deuxième étage, présente un excellent comportement dynamique pour une variation de tension de référence ayant des oscillations et dépassements négligeables.

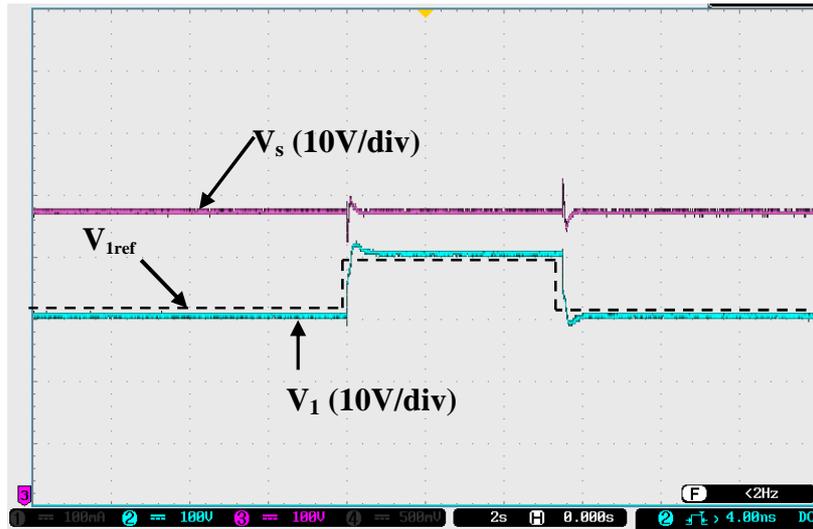


Figure 4-32 Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 55V (tension intermédiaire et tension de sortie).

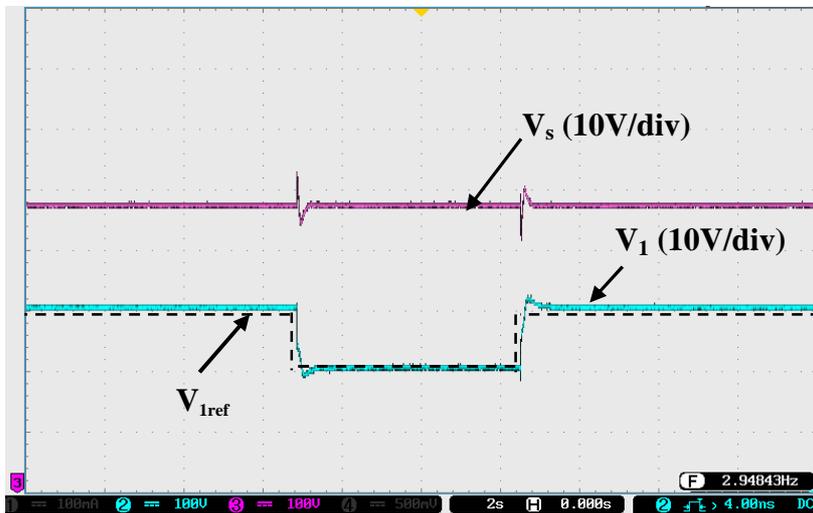


Figure 4-33 Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 35V (tension intermédiaire et tension de sortie).

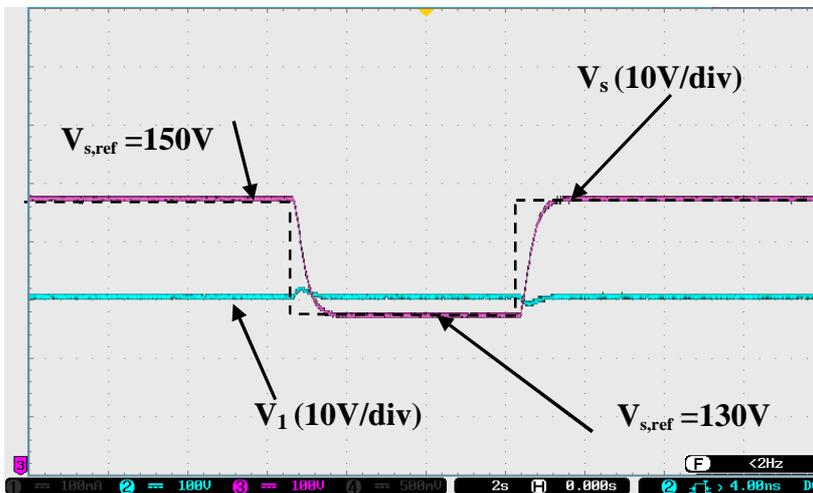


Figure 4-34 Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension de sortie de 150 à 130V (tension intermédiaire et tension de sortie).

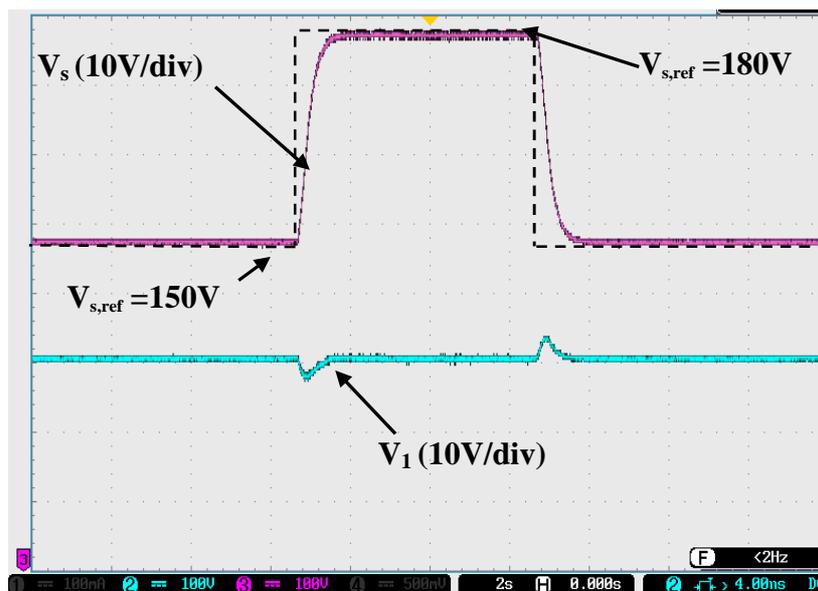


Figure 4-35 Validation de commande à deux boucles pour une variation de tension de sortie de 150 à 180V (tension intermédiaire et tension de sortie).

4.4.2.3 Essais de la commande à deux boucles avec boucle de régulation d'énergie

Nous présentons dans cette section des essais expérimentaux de la deuxième commande proposée, avec la boucle de régulation d'énergie pour le convertisseur du premier étage (IBC) avec les mêmes types d'essais présentés précédemment.

Sur les figures 4-36, 4-37, 4-38 et 4-39 sont représentées les évolutions du courant de charge et des courant inductifs, la tension de sortie de chaque étage du convertisseur en cascade proposé et enfin de l'énergie électrostatique de la capacité C_1 et sa référence, lors d'une diminution de la charge de 50%. Comme le montre ces courbes, les courants inductifs suivent parfaitement leurs références avec un temps de réponse rapide et dépassements négligeables. La même chose s'est passée avec l'énergie électrostatique de la capacité C_1 et les tensions de sorties de chaque étage du convertisseur proposé.

Les figures 4-40, 4-41, 4-42 et 4-43 montrent les évolutions du courant de charge, les courants inductifs, la tension de sortie de chaque étage du convertisseur en cascade proposé et enfin de l'énergie électrostatique de la capacité C_1 et sa référence, lors d'une diminution de la charge de 50%. Ces résultats expliquent les hautes performances de la commande avec deux boucles utilisant une boucle de régulation d'énergie pour le convertisseur du premier étage.

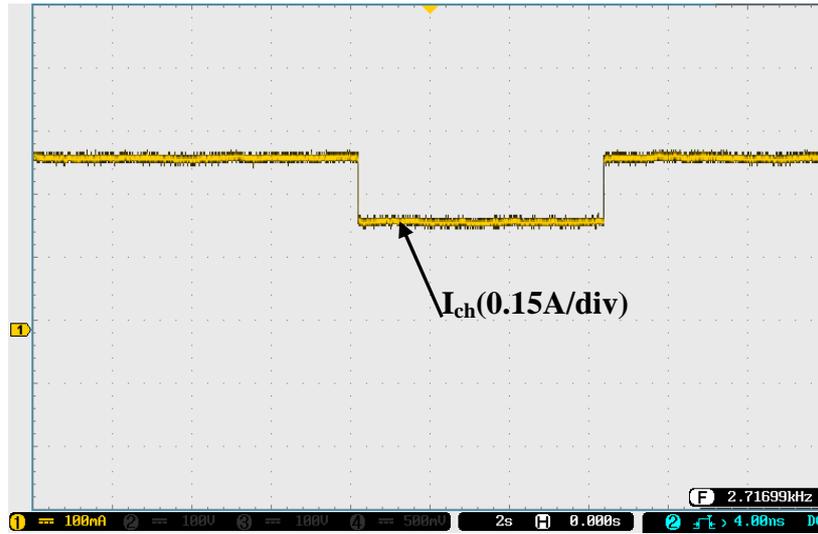


Figure 4-36 Validation de la deuxième commande pour la diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).

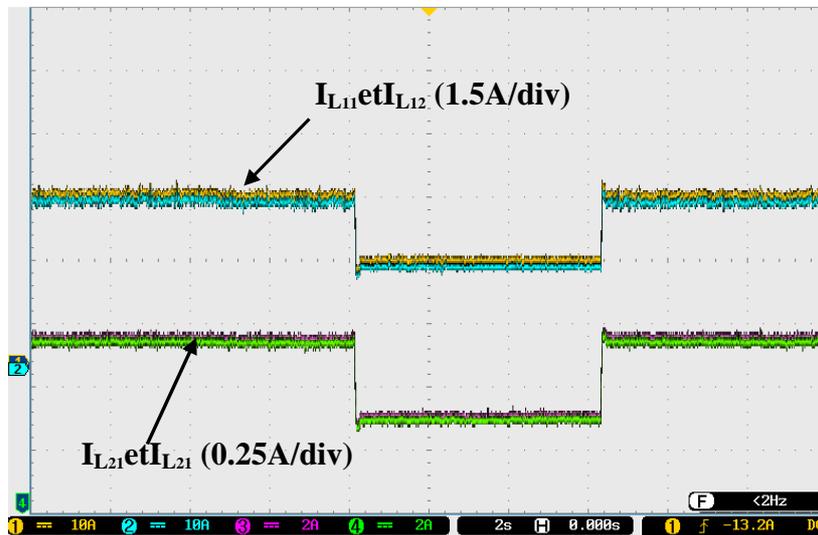


Figure 4-37 Validation de la deuxième commande pour diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).

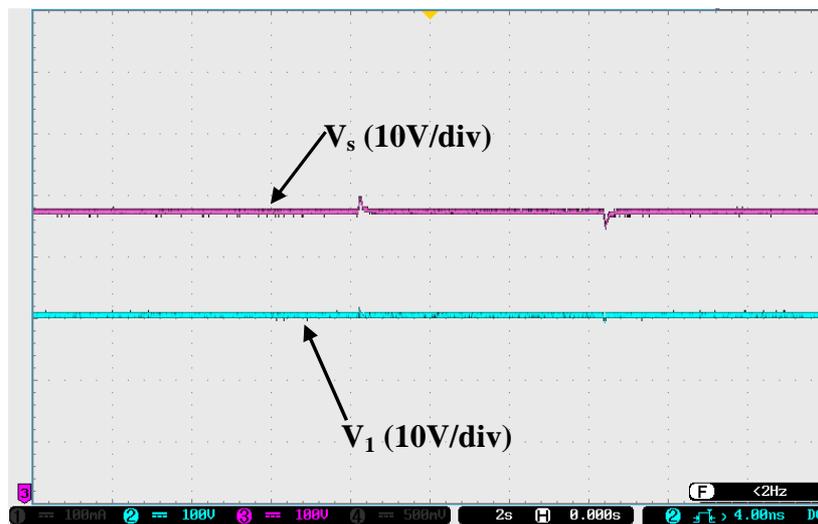


Figure 4-38 Validation de la deuxième commande avec diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).

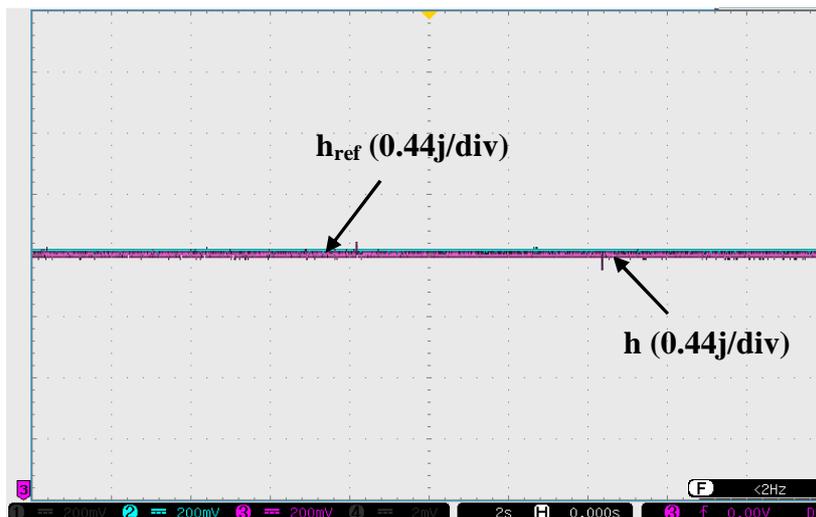


Figure 4-39 Validation de la deuxième commande avec diminution de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (l'énergie et l'énergie de référence).

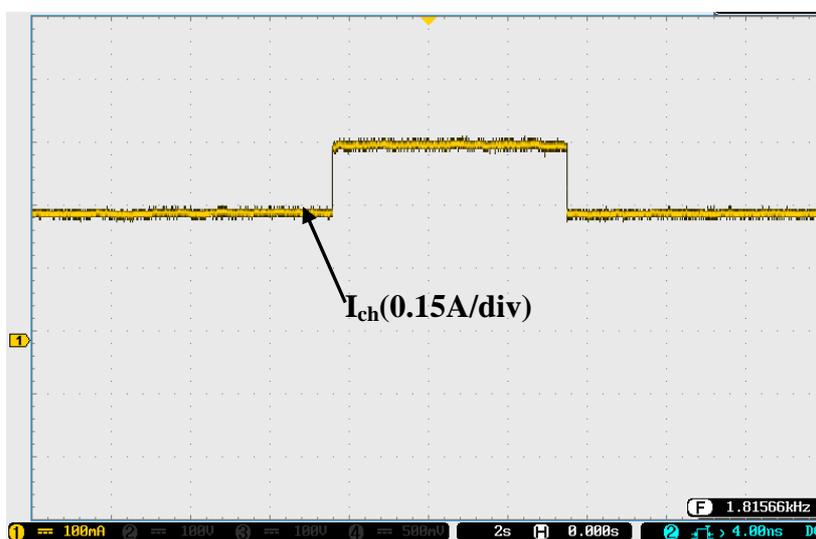


Figure 4-40 Validation de la deuxième commande pour une augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant de la charge).

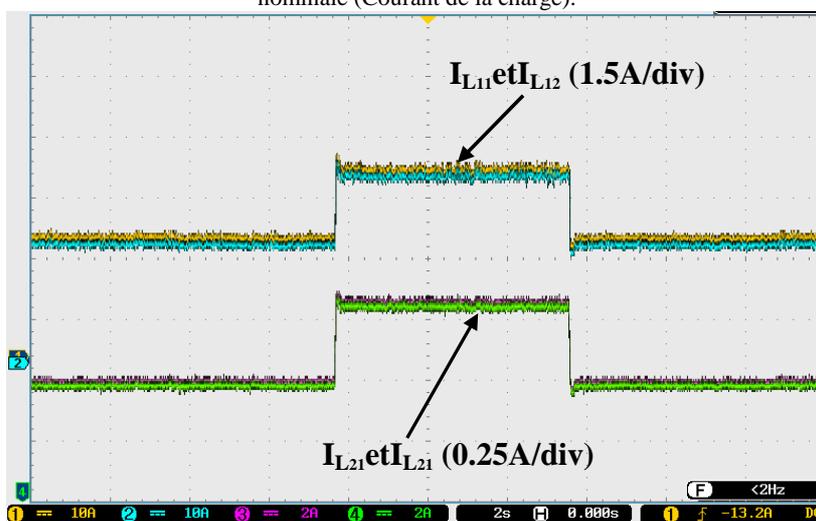


Figure 4-41 Validation de la deuxième commande pour une augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (Courant des inductances).

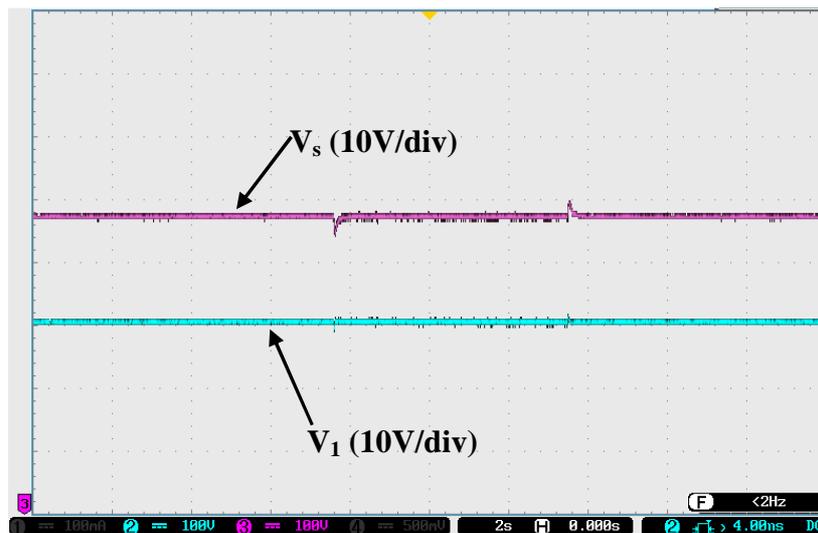


Figure 4-42 Validation de la deuxième commande pour une augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (tension intermédiaire et tension de sortie).

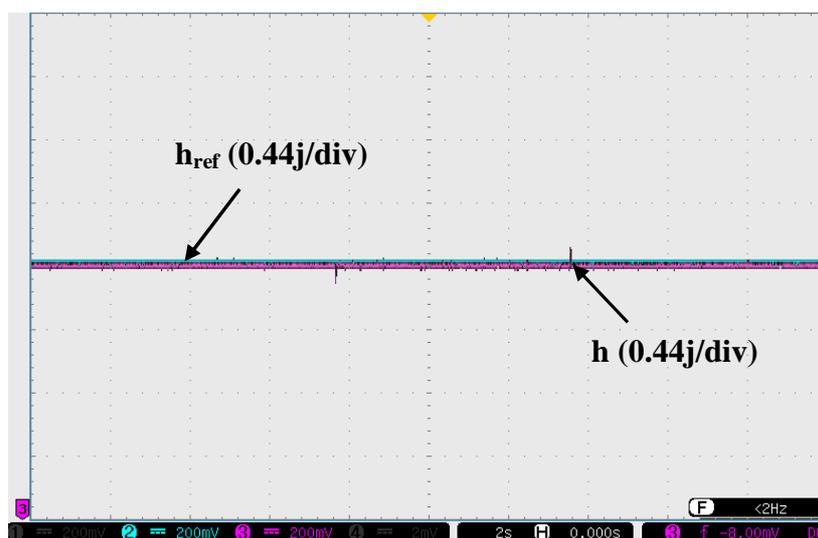


Figure 4-43 Validation de la deuxième commande pour une augmentation de la charge de 50%, puis revenir à la charge nominale (l'énergie et l'énergie de référence).

Les Figures 4-44 , 4-45 ,4-46 et 4-47 pour le troisième et quatrième essais permettent d'évaluer le comportement des tensions intermédiaires, la tension de sortie et l'énergie électrostatique de la capacité C_1 et sa référence, après une variation successive de la référence de tension intermédiaire de 45 à 55V et 45 à 35V et inversement. Comme le montre ces résultats, on peut remarquer une amélioration de la réponse en tension intermédiaire après une variation de tension de référence par rapport à la commande à deux boucles avec boucle de tension. Comme on remarque aussi que l'énergie électrostatique suit bien sa référence avec une erreur statique proche de zéro.

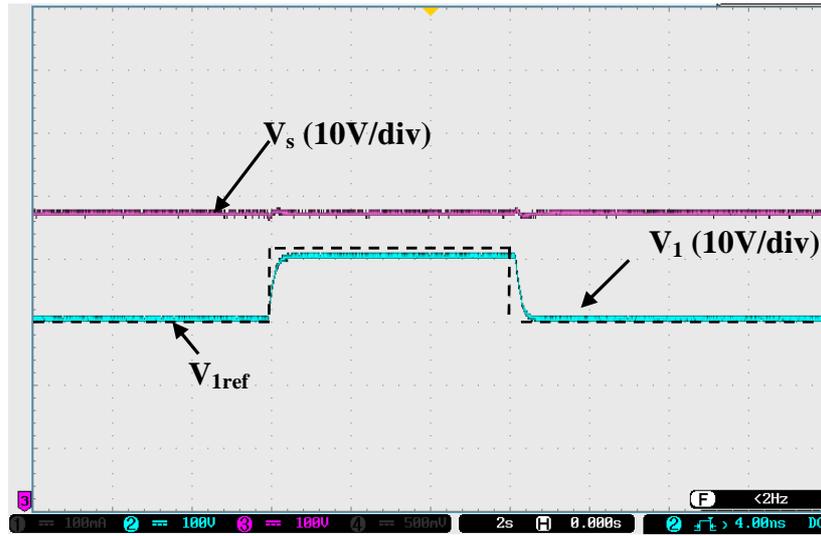


Figure 4-44 Validation de la deuxième commande pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 55V (tension intermédiaire et tension de sortie).

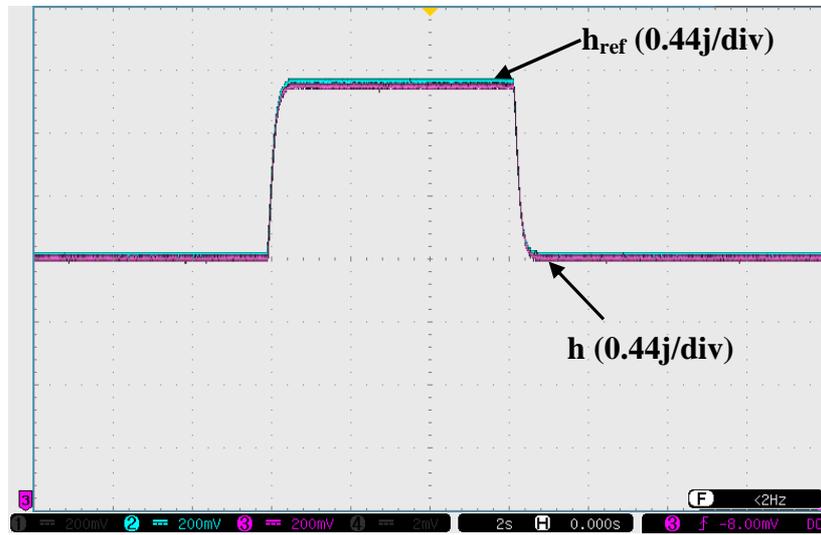


Figure 4-45 Validation de la deuxième commande pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 55V (l'énergie et l'énergie de référence).

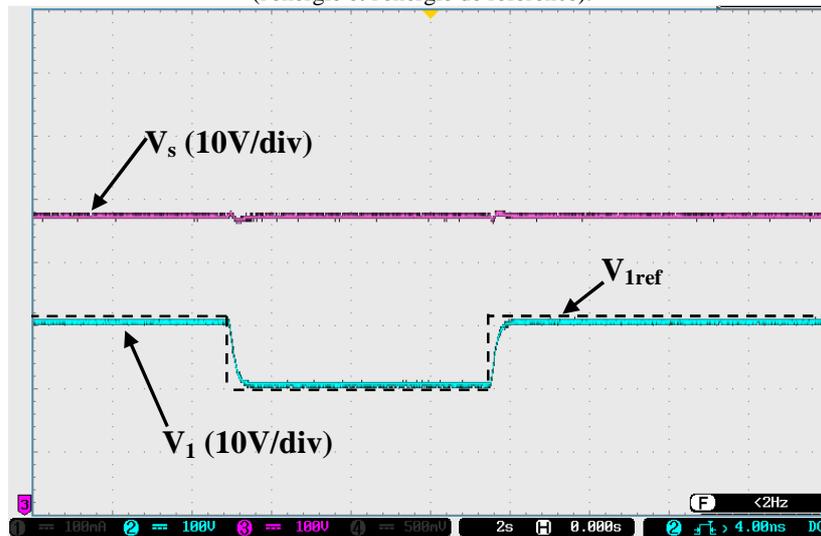


Figure 4-46 Validation de commande à deux boucle pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 35V (tension intermédiaire et tension de sortie).

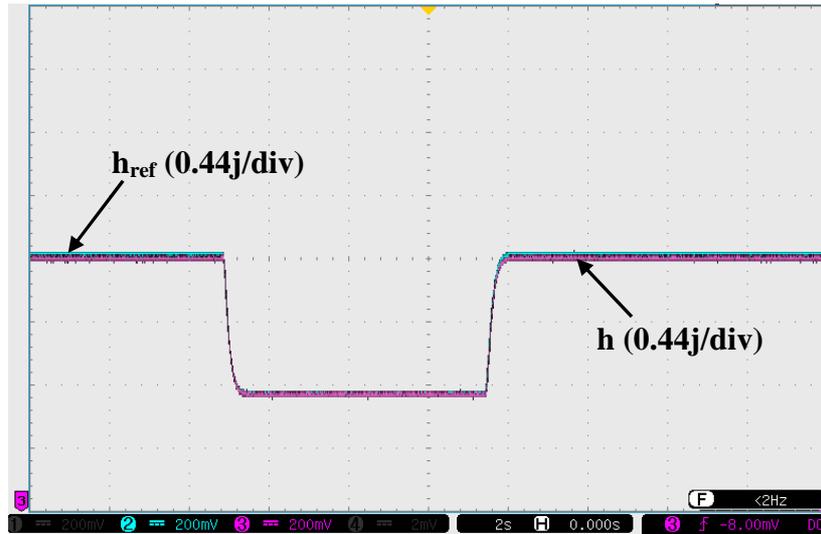


Figure 4-47 Validation de commande à deux boucle pour une variation de tension intermédiaire de 45 à 35V (l'énergie et l'énergie de référence)

Les Figures 4-44 , 4-45 ,4-46 et 4-47 illustrent les formes d'onde de tension intermédiaire, la tension de sortie du convertisseur et l'énergie électrostatique et sa référence lors d'une variation de référence de tension de sortie de 150 à 130V et de 150 à 180V et inversement. Les tests expérimentaux, montrent clairement, une régulation d'une part des tensions de sortie de chaque étage et d'autre part de l'énergie électrostatique au borne la capacité C_1 , suivent parfaitement et sans dépassements ni oscillations, leur références.

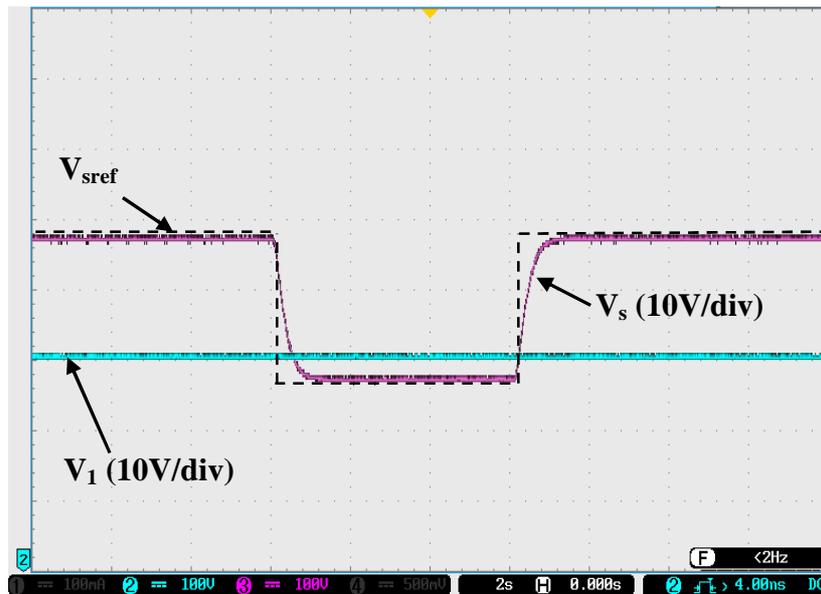


Figure 4-48 Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 130V (tension intermédiaire et tension de sortie).

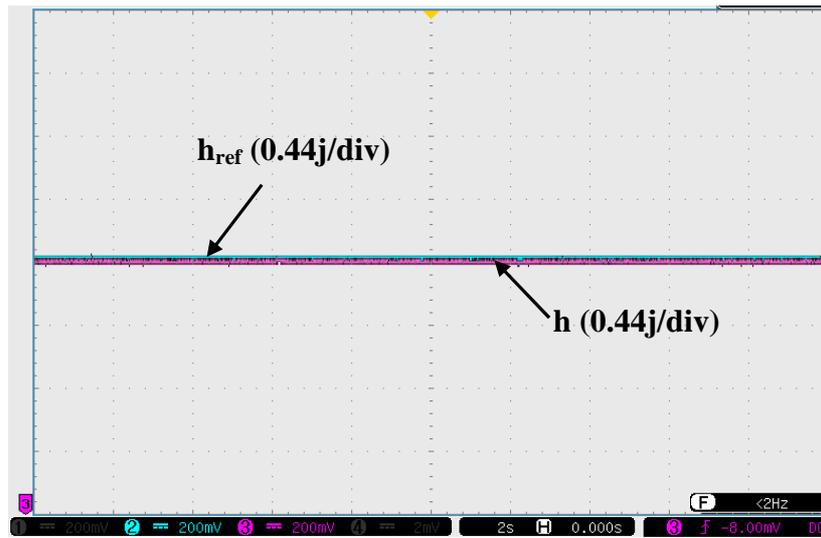


Figure 4-49 Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 130V (l'énergie et l'énergie de référence).

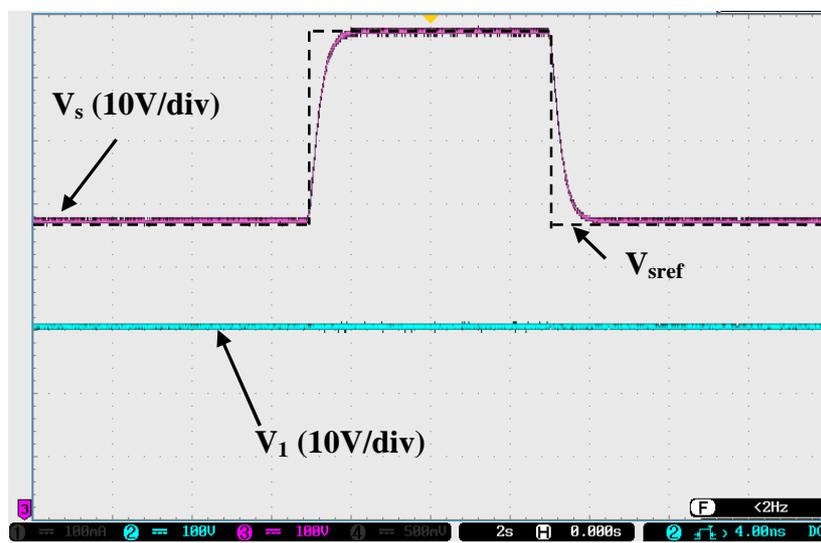


Figure 4-50 Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 180V (tension intermédiaire et tension de sortie).

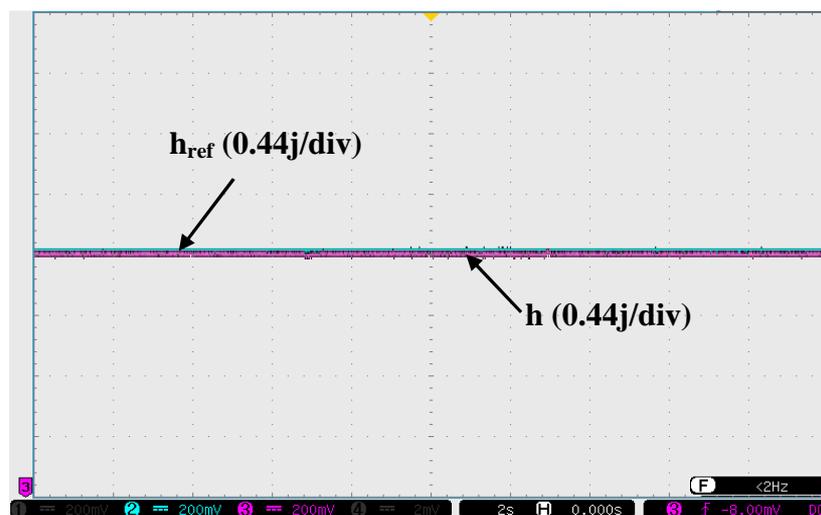


Figure 4-51 Validation de la deuxième commande pour une variation de tension de sortie de 150 à 180V (l'énergie et l'énergie de référence).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle « moyen en petits signaux » du convertisseur de chaque étage en cascade proposé a été utilisé pour collaborer à la conception optimale de la commande de notre système. Nous avons présenté deux stratégies de contrôle, qui ont été appliquées à des convertisseurs basse tension de type élévateur. La première stratégie est basée sur une structure de contrôle à deux boucles avec une boucle externe de tension et une boucle interne de courant, pour les deux étages de convertisseur. Cette commande présente des résultats intéressants mais avec dépassement non négligeable en tension intermédiaire lors de la variation de la charge. Pour cela et dans la seconde approche, on a remplacé la boucle de tension du premier étage par une boucle de régulation d'énergie basée sur la notion de platitude. Cette approche s'avère très robuste vis-à-vis des variations paramétriques ou de charge et par ailleurs permet d'obtenir des dynamiques élevées en asservissement et en régulation.

Les validations expérimentales ont été faites avec un banc d'essai à puissance réduite, elles ont permis de prouver le bon fonctionnement des deux stratégies de commande proposées et les résultats obtenus peuvent facilement être projetés à des niveaux de puissance pour lesquelles le convertisseur a été dimensionné.

Conclusion générale et Perspectives

5. Conclusion générale et Perspectives

L'objectif principal de cette thèse était de proposer une structure de convertisseur basse tension (42V/540V) continu-continu et son contrôle, qui jouent le rôle d'interface entre une source de type basse tension non linéaire, mais à fort courant et un bus DC moyenne tension. La source choisie pour l'étude, est une pile à combustible de type PEM.

Après avoir rappelé les généralités sur les piles à combustibles dans le premier chapitre, une étude sur les convertisseurs basse tension isolé et non-isolé pour les applications pile à combustible a été présentée. Pour le convertisseur, nous avons opté pour un convertisseur non isolé, sachant que ceux isolés présentent un inconvénient majeur au niveau des pertes dans le transformateur de puissance, le poids ainsi que le volume. Après étude, le rapport de tension dans notre convertisseur été estimé à une valeur de 12.85, qui pour un seul convertisseur est une valeur prépondérante, pour cela une structure avec mise en cascade a été retenue.

Pour cette structure en cascade, trois topologies non-isolées ont été présentées afin d'en choisir parmi elles, deux adéquates. Le choix entre ces trois structures est basé sur le calcul des pertes et le rendement de chacune d'elles, pour différentes valeurs de tensions de sorties, avec la même tension d'entrée. Les résultats du calcul des pertes et rendement, nous ont menés à choisir, pour le premier étage, la structure « BOOST » entrelacé, et pour le deuxième étage, la structure double « BOOST dual » entrelacé. Après la sélection de la structure finale de notre convertisseur, nous avons présenté le dimensionnement des différents éléments du convertisseur en cascade, avec une source de tension de type pile à combustible d'une puissance de 5 KW.

Afin de réaliser une conception optimale du contrôle de notre convertisseur proposé; une modélisation « moyenne en petits signaux », bien connue sous le nom de « small-signal averaged model » a été appliquée à chaque étage de ce convertisseur. Pour ce dernier, nous avons proposé deux stratégies de contrôle. La première stratégie est basée sur une structure de contrôle à deux boucles avec une boucle externe de tension munie d'un correcteur linéaire de type PI et une boucle interne de courant basée sur un correcteur non linéaire par mode glissant, pour les deux étages du convertisseur. La seconde stratégie, nous avons remplacé la boucle de tension du premier étage par une boucle de régulation d'énergie basée sur la notion de platitude, qui permet une linéarisation des systèmes non-linéaires.

La simulation sous Matlab-Simulink a montré que les résultats de la deuxième stratégie de commande, ont une grande performance dynamique par rapport à la première stratégie.

Pour prouver l'efficacité et le bon fonctionnement des deux stratégies de commande développées et les résultats obtenus par la simulation, nous avons utilisé un banc d'essai développé au sein de notre laboratoire (MSE), piloté par une carte dSPACE (la DS1104) ; la source étant une alimentation programmable de tension nominale 15V, les tensions intermédiaires et de sortie étant régulées à 45V et 150V, pour une puissance de 120W. Les résultats obtenus peuvent facilement être projetés au niveau de puissance pour laquelle le convertisseur a été dimensionné (puissance de 5KW).

Enfin, certains développements de ce travail peuvent être envisagés pour un futur proche dont nous citons:

- Évaluation d'un prototype expérimental avec une pile PEMFC 5 kW et pas avec une alimentation programmable.
- Proposer d'autres commandes robustes et en faire une comparaison.
- Intégrer le prototype avec une batterie haute tension sur le DC bus .

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] N. Romani, "Modélisation et Commande du Système d'Alimentation en Air pour le Module de Puissance d'un Véhicule à Pile à Combustible avec Reformage Embarqué," Université Paris Sud-Paris XI, 2007.
- [2] H. Oman, "Fuel cells for "personal electricity"," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 15, pp. 43-45, 2000.
- [3] B. Cook, "Introduction to fuel cells and hydrogen technology," *Engineering Science & Education Journal*, vol. 11, pp. 205-216, 2002.
- [4] S. Thomas and M. Zalbowitz, *Fuel cells-green power*: Los Alamos National Laboratory, 1999.
- [5] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter," *Journal of Power Sources*, vol. 153, pp. 145-150, 2006.
- [6] P. Thounthong, "Conception d'une source hybride utilisant une pile à combustible et des supercondensateurs," Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2005.
- [7] M. A. Cropper, S. Geiger, and D. M. Jollie, "Fuel cells: a survey of current developments," *Journal of Power Sources*, vol. 131, pp. 57-61, 2004.
- [8] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*: CRC press, 2009.
- [9] F. de Bruijn, "The current status of fuel cell technology for mobile and stationary applications," *Green Chemistry*, vol. 7, pp. 132-150, 2005.
- [10] W. Hankache, "Gestion optimisée de l'énergie électrique d'un groupe électrogène hybride à pile à combustible," Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2008.
- [11] M. Boillot, "Validation expérimentale d'outils de modélisation d'une pile à combustible de type PEM," Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2005.
- [12] J. Lachaize, "Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction," 2004.
- [13] A. Lachichi, "Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant-Application aux convertisseurs pour pile à combustible," Université de Franche-Comté, 2005.
- [14] G. Hoogers, *Fuel cell technology handbook*: CRC press, 2002.
- [15] J. Atkins, S. Savett, and S. Creager, "Large-scale current fluctuations in PEM fuel cells operating with reduced feed stream humidification," *Journal of Power Sources*, vol. 128, pp. 201-207, 2004.
- [16] J. Benziger, E. Chia, J. Moxley, and I. Kevrekidis, "The dynamic response of PEM fuel cells to changes in load," *Chemical Engineering Science*, vol. 60, pp. 1743-1759, 2005.
- [17] M. Ouzounidou, D. Ipsakis, S. Voutetakis, S. Papadopoulou, and P. Seferlis, "A combined methanol autothermal steam reforming and PEM fuel cell pilot plant unit: Experimental and simulation studies," *Energy*, vol. 34, pp. 1733-1743, 2009.
- [18] R. P. O'Hayre, S.-W. Cha, W. Colella, and F. B. Prinz, "Fuel cell fundamentals," 2006.
- [19] L. Wang, A. Husar, T. Zhou, and H. Liu, "A parametric study of PEM fuel cell performances," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 28, pp. 1263-1272, 2003.
- [20] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, and G. V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state

- commutation cell," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1987-1997, 2010.
- [21] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, and H. Peng, *Control of fuel cell power systems: principles, modeling, analysis and feedback design*: Springer, 2004.
- [22] M.-Y. Ayad, "Mise en oeuvre des supercondensateurs dans les sources hybrides continues," Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2004.
- [23] R. Kötz and M. Carlen, "Principles and applications of electrochemical capacitors," *Electrochimica Acta*, vol. 45, pp. 2483-2498, 2000.
- [24] K. S. Jeong and B. S. Oh, "Fuel economy and life-cycle cost analysis of a fuel cell hybrid vehicle," *Journal of Power Sources*, vol. 105, pp. 58-65, 2002.
- [25] R. Borup, J. Meyers, B. Pivovar, Y. S. Kim, R. Mukundan, N. Garland, D. Myers, M. Wilson, F. Garzon, and D. Wood, "Scientific aspects of polymer electrolyte fuel cell durability and degradation," *Chemical reviews*, vol. 107, pp. 3904-3951, 2007.
- [26] E. Freund and P. Lucchese, *Hydrogen, the Post-oil Fuel?: TECHNIP OPHRYS EDITIONS*, 2012.
- [27] M. Bischoff, "Large stationary fuel cell systems: status and dynamic requirements," *Journal of Power Sources*, vol. 154, pp. 461-466, 2006.
- [28] M. Becherif, D. Hissel, S. Gaagat, and M. Wack, "Three order state space modeling of proton exchange membrane fuel cell with energy function definition," *Journal of Power Sources*, vol. 195, pp. 6645-6651, 2010.
- [29] A. Saadi, M. Becherif, A. Aboubou, and M. Ayad, "Comparison of proton exchange membrane fuel cell static models," *Renewable Energy*, vol. 56, pp. 64-71, 2013.
- [30] J. Larminie, A. Dicks, and M. S. McDonald, *Fuel cell systems explained* vol. 2: Wiley New York, 2003.
- [31] J. Amphlett, R. Baumert, R. Mann, B. Peppley, P. Roberge, and A. Rodrigues, "Parametric modelling of the performance of a 5-kW proton-exchange membrane fuel cell stack," *Journal of Power Sources*, vol. 49, pp. 349-356, 1994.
- [32] J. Kim, S. M. Lee, S. Srinivasan, and C. E. Chamberlin, "Modeling of proton exchange membrane fuel cell performance with an empirical equation," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 142, pp. 2670-2674, 1995.
- [33] D. Noren and M. Hoffman, "Clarifying the Butler–Volmer equation and related approximations for calculating activation losses in solid oxide fuel cell models," *Journal of Power Sources*, vol. 152, pp. 175-181, 2005.
- [34] R. Talj, "Modélisation et commandes non linéaires du système d'air des piles à combustible type PEM (Proton Exchange Membrane)," Paris 11, 2009.
- [35] F. Amrouche, B. Mahmah, M. Belhamel, and H. Benmoussa, "Modélisation d'une pile à combustible PEMFC alimentée directement en hydrogène-oxygène et validation expérimentale," *Revue des énergies renouvelables*, vol. 8, pp. 109-121, 2005.
- [36] D. Guilbert, A. Gaillard, A. N'Diaye, and A. Djerdir, "Energy efficiency and fault tolerance comparison of DC/DC converters topologies for fuel cell electric vehicles," in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2013 IEEE*, pp. 1-7, 2013.
- [37] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, and A. Miraoui, "State-of-the-art of DC-DC converters for fuel cell vehicles," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp. 1-6, 2010.
- [38] J. Jacobs, A. Averberg, and R. De Doncker, "A novel three-phase DC/DC converter for high-power applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, pp. 1861-1867, 2004.

- [39] C. Liu, A. Johnson, and J.-S. Lai, "A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1691-1697, 2005.
- [40] J.-S. Lai and D. J. Nelson, "Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 766-777, 2007.
- [41] D.-K. Choi, B.-K. Lee, S.-W. Choi, C.-Y. Won, and D.-W. Yoo, "A novel power conversion circuit for cost-effective battery-fuel cell hybrid systems," *Journal of Power Sources*, vol. 152, pp. 245-255, 2005.
- [42] A. Narjiss, D. Depernet, D. Hissel, and A. Berthon, "Design of a high efficiency fuel cell DC/DC converter dedicated to transportation applications," *Journal of fuel cell science and technology*, vol. 5, p. 041004, 2008.
- [43] R. Gopinath, S. Kim, J.-H. Hahn, P. N. Enjeti, M. B. Yeary, and J. W. Howze, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1256-1262, 2004.
- [44] M. Phattanasak, "Étude, modélisation et mise en oeuvre de convertisseurs DC-DC isolés multiport et modulaires," Université de Lorraine, 2012.
- [45] J.-T. Kim, B.-K. Lee, T.-W. Lee, S.-J. Jang, S.-S. Kim, and C.-Y. Won, "An active clamping current-fed half-bridge converter for fuel-cell generation systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, pp. 4709-4714, 2004.
- [46] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 422-429, 2006.
- [47] K.-B. Park, C.-E. Kim, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "PWM resonant single-switch isolated converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 1876-1886, 2009.
- [48] J. Walter and R. W. De Doncker, "High-power galvanically isolated DC/DC converter topology for future automobiles," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*, pp. 27-32, 2003.
- [49] J.-S. Lai, "A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system," in *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, p. 7 pp, 2005.
- [50] B.-R. Lin and J.-J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio," *Power Electronics, IET*, vol. 1, pp. 386-394, 2008.
- [51] B. Huang, "Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible," Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2009.
- [52] Y. Gu and D. Zhang, "Interleaved boost converter with ripple cancellation network," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 3860-3869, 2013.
- [53] R. Seyerzhai and B. Mathur, "Design and implementation of interleaved boost converter for fuel cell systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 37, pp. 3897-3903, 2012.
- [54] H. El Fadil, F. Giri, J. Guerrero, M. Haloua, and A. Abouloifa, "Advanced Control of Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Energy Generation System," in *World Congress*, pp. 2803-2808, 2011.
- [55] K. Hwu and Y. Yau, "An interleaved AC-DC converter based on current tracking," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1456-1463, 2009.
- [56] A. Shahin, M. Hinaje, J.-P. Martin, S. Pierfederici, S. Raël, and B. Davat, "High voltage ratio dc-dc converter for fuel-cell applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3944-3955, 2010.

- [57] D. B. Viet, Y. Lembeye, J. P. Ferrieux, J. Barbaroux, and Y. Avenas, "New high power-high ratio non isolated DC-DC boost converter for Fuel cell applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE*, pp. 1-7, 2006.
- [58] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simoes, and A. Miraoui, "Modeling and control of 4-phase floating interleaving boost converter," in *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3026-3032, 2011.
- [59] S. Choi, V. Agelidis, J. Yang, D. Coutellier, and P. Marabeas, "Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived DC-DC high-gain transformer-less converter," *IET power electronics*, vol. 4, pp. 168-180, 2011.
- [60] J. W. Kimball, T. L. Flowers, and P. L. Chapman, "Low-input-voltage, low-power boost converter design issues," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 96-99, 2004.
- [61] G. Lefèvre, "Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible," Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2004.
- [62] R. Bürkel and T. Schneider, "Fast Recovery Epitaxial Diodes (FRED)-Characteristics," ed.
- [63] "POWERLITE® C-Cores Technical Bulletin," in http://www.hitachimetals.com/product/amorphous/powerliteinductorcores/documents/POWERLITE_C_opt.pdf.
- [64] M. Correvo, "Les semiconducteurs de puissance deuxième partie : le mosfet," ed: [http://www.iai.heig-vd.ch/fr-ch/Enseignement/Supports/O_Electronique%20de%20puissance%20\(ELP\)/Chapitre%202007%20-%20Les%20semiconducteurs%20de%20puissance,%20le%20MOSFET.pdf](http://www.iai.heig-vd.ch/fr-ch/Enseignement/Supports/O_Electronique%20de%20puissance%20(ELP)/Chapitre%202007%20-%20Les%20semiconducteurs%20de%20puissance,%20le%20MOSFET.pdf).
- [65] I. Corporation, "Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics ", ed: http://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXYS_IGBT_Basic_I.pdf.
- [66] M. Kabalo, D. Paire, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simões, and A. Miraoui, "Experimental Validation of High-Voltage-Ratio Low-Input-Current-Ripple Converters for Hybrid Fuel Cell Supercapacitor Systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 3430-3440, 2012.
- [67] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & Sons, 2007.
- [68] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of power electronics*: Addison-Wesley Reading, USA, 1991.
- [69] R. Saadi, M. Bahri, M. Ayad, M. Becherif, O. Kraa, and A. Aboubou, "Dual Loop Control of Fuel Cell Source Using Non-isolated IBC-IDDB Converter for Hybrid Vehicle Applications," *Energy Procedia*, vol. 50, pp. 155-162, 2014.
- [70] M. Ayad, M. Becherif, A. Djerdir, and A. Miraoui, "Sliding mode control for energy management of dc hybrid power sources using fuel cell, batteries and supercapacitors," in *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP'07. International Conference on*, pp. 500-505, 2007.
- [71] M. Ayad, M. Becherif, and A. Henni, "Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control," *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 2627-2634, 2011.
- [72] M.-Y. Ayad, M. Becherif, and A. Miraoui, "Sliding Mode Control of DC Bus Voltage of a Hybrid Sources using Fuel Cell and Supercapacitors for Traction System," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 383-388, 2007.

-
- [73] M. Kabalo, D. Paire, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simões, and A. Miraoui, "Experimental evaluation of four-phase floating interleaved boost converter design and control for fuel cell applications," *IET power electronics*, vol. 6, pp. 215-226, 2013.
- [74] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Sur les systèmes non linéaires différentiellement plats," *Comptes rendus de l'Académie des sciences. Série I, Mathématique*, vol. 315, pp. 619-624, 1992.
- [75] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples," *International journal of control*, vol. 61, pp. 1327-1361, 1995.
- [76] R. Saadi, M. Benaouadj, O. Kraa, M. Becherif, M. Ayad, A. Aboubou, M. Bahri, and A. Haddi, "Energy management of fuel cell/supercapacitor hybrid power sources based on the flatness control," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2013 Fourth International Conference on*, pp. 128-133, 2013.
- [77] M. Zandi, R. G. Ghoachani, M. Phattanasak, J.-P. Martin, B. Nahidmobarakeh, S. Pierfederici, B. Davat, and A. Payman, "Flatness based control of a non-ideal DC/DC boost converter," in *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1360-1365, 2011.
- [78] M. Zandi, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, and F. Meibody-Tabar, "Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 433-443, 2011.
- [79] A. Payman, "Contribution à la Gestion de l'Energie dans les Systèmes Hybrides Multi-sources Multi-charges," *PhDthesis, Polytechnic Institute of Lorraine, Nancy, France*, 2009.
- [80] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Implementation of a flatness based control for a fuel cell-ultracapacitor hybrid system," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007*, pp. 357-362.
- [81] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source," *Energy conversion and management*, vol. 49, pp. 1637-1644, 2008.