



**HAL**  
open science

## Contribution à l'optimisation des structures de conversion DC/DC non isolées

Ahmed Eid Moussa Shahin

► **To cite this version:**

Ahmed Eid Moussa Shahin. Contribution à l'optimisation des structures de conversion DC/DC non isolées. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2011. Français. NNT : 2011INPL045N . tel-01749541

**HAL Id: tel-01749541**

**<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01749541>**

Submitted on 29 Mar 2018

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



## AVERTISSEMENT

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

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

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

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

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

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

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

**Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine**  
Ecole Doctorale « Informatique - Automatique - Electronique - Electrotechnique - Mathématiques »  
Département de Formation Doctorale « Electronique Electrotechnique »

---

## **Thèse**

Présentée à

**L'Institut National Polytechnique de Lorraine**

En vue de l'obtention du titre de

**DOCTEUR de l'INPL**  
**Spécialité : Génie Electrique**

par

**Ahmed Eid Moussa SHAHIN**

---

# **CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION DES STRUCTURES DE CONVERSION DC/DC NON ISOLEES**

---

Soutenue publiquement le 8 Juillet 2011 devant la commission d'examen

### **Membres du Jury :**

Président	:	BACHA Séddik
Rapporteurs	:	MACHMOUM Mohamed IDIR Nadir
Examineurs	:	DAVAT Bernard PIERFEDERICI Serge MARTIN Jean-Philippe

Thèse préparée au Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy

---

Laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy) - Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique – I. N. P. L- 2. Avenue de la Forêt de Haye 54516 Vandœuvre-lès-Nancy Cedex

## Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Groupe de Recherche en Électrotechnique et en Électronique de Nancy (GREEN), au sein de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique (ENSEM) de Nancy.

Je remercie tout d'abord Monsieur *Mohamed MACHMOUM*, Professeur des Universités, Responsable du Site de Saint Nazaire de l'Institut de recherche en électrotechnique et électronique de Nantes Atlantique (IREENA), Université de Nantes, ainsi que M. *Nadir IDIR*, Professeur des Universités au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), Université de Lille, d'avoir accepté de rapporter sur ce travail et pour l'intérêt qu'ils y ont porté. J'adresse mes plus vifs remerciements à M. *Séddik BACHA* Professeur des Universités au Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2ELab), Université Joseph Fourier Grenoble, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse, et Professeur *Bernard DAVAT* Professeur des Universités au GREEN, Université de Nancy - INPL, qui a accepté d'être examinateur pour ma thèse.

Je remercie particulièrement et très chaleureusement M. *Serge PIERFEDERICI*, Professeur des Universités au GREEN, Université de Nancy - INPL, pour avoir encadré et dirigé ces travaux et pour sa disponibilité et ses conseils avisés pour la commande du système, et pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de cette thèse.

Je remercie particulièrement et très chaleureusement M. *Jean-Philippe Martin*, Maître de conférences au GREEN, Université de Nancy - INPL, d'avoir co-encadré cette thèse, pour son enthousiasme et tous les précieux conseils qu'il a portés, des heures durant, sur ces travaux.

J'exprime également ma gratitude au personnel administratif, aux secrétaires, aux techniciens et à l'ensemble des chercheurs du GREEN pour leur aide, leur gentillesse, les bons moments passés ensemble et pour tout ce qu'ils ont pu m'apporter durant ces années.

Je remercie également, ma famille et mes amis, pour leur aide dans la réalisation de ce travail, leur assistance et leur immense soutien moral et affectif pendant toutes ces années.

**Ahmed SHAHIN**  
**Juillet 2011**  
**Nancy, France**

# **SOMMAIRE**

<b>SOMMAIRE</b>	1
<b>introduction Générale</b>	6
<b>Chapitre 1: Généralité sur les Structures de Conversion à Haut Ratio d'Élévation sous Contraintes</b>	
1.1. Introduction	8
1.2. Introduction Générale sur la Pile à Combustible	8
1.2.1 Principes de Fonctionnement des Piles à Combustible	9
1.2.2 Les différents Types des Piles à Combustible	9
1.2.3. Pile à Combustible à Membrane Echangeuse de Protons (PEMFC)	10
1.2.4. Contraintes Inhérentes à l'Utilisation de PAC de Type PEM	11
1.2.5. Caractéristique Statique des Piles à Combustible de Type PEM	12
1.3. Convertisseur d'Interface pour Pile à Combustible	15
1.3.1. Présentation des Systèmes de Conversion de Puissance	15
1.3.2. Convertisseurs non-Isolés non-Couplés	16
1.3.2.1. Convertisseur Boost Dual Entrelacé	16
1.3.2.2. Doubleur de Tension	17
1.3.2.3. Convertisseur Elévateur avec Cellules Multiplicatrices de Tension.	17
1.3.3. Convertisseur Isolées non-Couplées	18
1.3.3.1. Convertisseur Isolé Bidirectionnel Dédié à des Applications de Moyenne Puissance	19
1.3.3.2. Convertisseurs Continu-Continu Isolés avec Commutations Douces	19
1.3.3.3. Convertisseur Isolé avec Interrupteur Résonant	20
1.3.4. Convertisseur non Isolé avec Eléments Inductifs Couplés	20
1.3.4.1. Convertisseur Elévateur Entrelacés avec Inductances Couplés	21
1.3.4.2. Convertisseur Elévateur avec Inductance Couplée et Circuit Actif de Clamping	21
1.3.4.3. Convertisseur Elévateur Entrelacé avec Circuit Actif Commun de Clamping (Common Active-Clamp)	22
1.4. Convertisseur à Haut Ratio Etudié dans ce Mémoire	23
1.4.1. Structure Proposée	23
1.4.2. Présentation des Structures de Conversion Utilisée	23
1.5. Conclusion	26
1.6. Référence	27
<b>Chapitre 2: Modélisation et Estimation des Pertes dans un Convertisseur DC/DC Non-Isolé</b>	
2.1. Introduction	30
2.2. Modélisation des Pertes dans un Convertisseur non-Isolé	30
2.2.1. Prise en Compte des Composants Parasites pour les Différents Eléments	30
2.2.2 Calcul des Pertes en Conduction	31

---

2.2.2.1. Pertes en Conduction dans l'Inductance	32
2.2.2.2. Pertes en Conduction dans le Transistor	32
2.2.2.3. Pertes en Conduction dans la Diode	32
2.2.2.4. Calcul des Pertes en Conduction Totale	32
2.2.3. Pertes dans le Circuit Magnétique	32
2.2.3.1. Estimation des Pertes par Hystérésis	32
2.2.3.2. Estimation des Pertes par Courant de Foucault	34
2.2.4. Calcul des Pertes en Commutation dans les Semiconducteurs	34
2.2.4.1. Pertes en Commutation dans les Diodes	34
2.2.4.2. Approximation des Pertes en Commutation pour les IGBT	35
2.2.4.2.1. Calcul des Pertes à l'Amorçage dans un IGBT	35
2.2.4.2.2. Calcul des Pertes au Blocage de l'IGBT	36
2.2.4.2.3. Pertes Totales en Commutation pour IGBT	37
2.2.4.3. Approximation des Pertes à la Commutation dans un MOSFET	37
2.2.4.3.1. Calcul des Pertes à l'Amorçage pour un MOSFET	38
2.2.4.3.1.1. Pertes à l'amorçage lors d'un redressement Synchron	38
2.2.4.3.1.2. Pertes à l'amorçage pour une cellule de commutation avec Diode	40
2.2.4.3.2. Calcul des Pertes au Blocage dans un MOSFET	41
2.2.4.3.2.1. Pertes au blocage lors d'un redressement Synchron	41
2.2.4.3.2.2. Pertes au blocage pour une cellule de commutation avec Diode	43
2.2.4.4. Pertes Totales en Commutation pour un MOSFET	44
2.2.5. Estimation des Pertes Totales dans un Convertisseur non-Isolé	44
2.3. Modèle de Convertisseur DC/DC non Isolé avec Pertes.	44
2.3.1. Prise en Compte des Pertes dans un Convertisseur Boost	45
2.3.1.1. Calcul du Rapport Cyclique en Fonction du Point de Fonctionnement	45
2.3.1.2. Calcul des Pertes en Conduction	47
2.3.1.3. Expression des Pertes Totales en Conduction de Boost.	47
2.3.1.4. Expression des Pertes Fer de Boost	47
2.3.1.5. Calcul des Pertes en Commutation	48
2.3.1.5.1. Approximation de l'Energie Dissipée au Blocage de la Diode	48
2.3.1.5.2. Approximation des Pertes Totales à la Commutation la Diode	48
2.3.1.5.3. Approximation de l'Energie Dissipée à l'Amorçage de l'IGBT	48
2.3.1.5.4. Approximation de l'Energie Dissipée au Blocage de l'IGBT	48
2.3.1.5.5. Approximation des Pertes Totales à la Commutation dans l'IGBT	49
2.4. Schéma de Contrôle avec Système d'Estimation Paramétrique	49
2.4.1. Stabilité des Estimateurs Paramétriques Proposés	50
2.4.2. Comparaison des Résultats Théoriques et Expérimentaux de Boost	51
2.5. Etude Analytique des Pertes en Fonction de la Puissance de Charge, du Niveau de Tension de Sortie et de la Fréquence de Découpage de Boost	52
2.6. Validation Expérimentale pour un Boost	54
2.7. Application à l'Evaluation des Pertes pour le Système en Cascade	54

---

2.7.1. Présentation de la Structure en Cascade Etudiée	55
2.7.2. Modèle de Perte du Convertisseur Elévateur Entrelacé	55
2.7.3. Modèle des Pertes en Conduction du Convertisseur Elévateur Trois-Niveaux.	57
2.7.4. Estimation des Pertes en Commutation dans les Semiconducteurs	60
2.7.4.1. Estimation des Pertes en Commutation dans les Diodes	60
2.7.4.2. Estimation des Pertes en Commutation pour les MOSFET	61
2.7.4.2.1. Estimation de l'Energie Dissipée à l'Amorçage des MOSFET	61
2.7.4.2.2. Estimation de l'Energie Dissipée au Blocage des MOSFET	61
2.7.4.3. Estimation des Pertes Fer	61
2.8. Estimateurs Paramétriques des Résistances Série et Parallèle des Convertisseurs en Cascade	62
2.9. Schéma de Principe du Banc de Test avec Estimation des Pertes pour le Système en Cascade	63
2.10. Etudes Analytique des Pertes en Fonction de la Puissance de Charge, du Niveau de Tension de Sortie et de la Fréquence de Découpage dans la Structure Cascade	64
2.11. Résultats Expérimentaux de la Structure Cascade	65
2.12. Conclusion	68
2.13. Références	69

### **Chapitre 3 : Contrôle des Convertisseurs Elévateurs non-Isolés**

3.1. Introduction	71
3.2. Introduction à la Commande Basée sur le Concept de Platitude	71
3.2.1. Applications du Concept de Platitude à la Commande d'un Convertisseur Boost	72
3.2.2. Contrôle d'un Convertisseur Boost Basé sur le Concept de Platitude	72
3.2.3. Contrôle Utilisant un Asservissement de l'Energie Totale Stockée dans le Hacheur	73
3.2.3.1. Génération des Trajectoires de Référence	74
3.2.3.2. Asservissement de Trajectoire.	75
3.2.3.3. Analyse des Résultats Obtenus avec une Commande à une Boucle	76
3.2.3.3.1. Résultats de Simulation	76
3.2.3.3.2. Résultats Expérimentaux	79
3.2.4. Contrôle d'un Hacheur Boost avec Double Asservissement (Boucle d'Energie Electrostatique et Boucle de Puissance)	81
3.2.4.1. Dimensionnement de la Boucle d'Energie	82
3.2.4.2. Dimensionnement de la Boucle de Puissance	84
3.2.4.3. Analyse des Résultats Obtenus avec une Commande à Deux Boucles	85
3.2.4.3.1. Résultats de Simulation	85
3.2.4.3.2. Résultats Expérimentaux	86
3.3. Applications du Concept de Platitude au Contrôle du Convertisseur à Haut Ratio d'Elévation	87
3.3.1. Modélisation du Système	87
3.3.2. Modélisation des boucles externes d'énergie	88
3.3.3. Définition des Trajectoires de Référence et Synthèse des Lois de Commande des Boucles Externes	90



3.3.3.1. Trajectoires de Référence	90
3.3.3.2. Synthèse des Lois de Commande	90
3.3.4. Trajectoires de Référence et Synthèse des Lois de Commandes pour les Boucles Internes	91
3.3.4.1 Trajectoires de Référence	91
3.3.4.2. Synthèse des Lois de Commande	91
3.3.4.2.1. Lois de Commande du Convertisseur Entrelacé	91
3.3.4.2.2. Lois de Commande du Convertisseur 3 Niveaux	92
3.4. Dimensionnement des Trajectoires des Références des Energies pour Applications de Type Pile à Combustible.	95
3.4.1. Dimensionnement de la Constante de Temps $\tau_1$	98
3.4.2. Dimensionnement de la Constante de Temps $\tau_2$	99
3.5. Evaluation des Performances du Convertisseur Proposé Muni de sa Commande	100
3.5.1. Résultats de Simulation	101
3.5.2. Résultats Expérimentaux	103
3.6. Conclusion	106
3.7. Références	107

#### **Chapitre 4: Filtrage des Ondulations de Courant Haute Fréquence Générées par un Convertisseur Statique**

4.1. Introduction	108
4.2. Différents Systèmes de Filtrage	108
4.2.1. Méthodes Basées sur l'Utilisation d'un Filtre d'Entrée Passif	108
4.2.2. Impact du Filtre d'Entrée Passif sur la Stabilité Globale	109
4.2.3. Système de Filtrage Actif	110
4.2.3.1. Filtrage Basé sur l'Utilisation de Convertisseur Push-Pull	111
4.2.3.2. Réduction des Ondulations par l'Utilisation de Convertisseur Push-Pull Triphasé	111
4.2.3.3. Méthodes de Compensations par des Systèmes Entrelacés	112
4.2.3.3.1. Systèmes Entrelacés Isolés	112
4.2.3.3.2. Systèmes Entrelacés non-Isolés	112
4.2.4. Méthode de Filtrage Actif Utilisant des Circuits Auxiliaires	113
4.2.4.1. Systèmes de Filtrage Utilisant des Inductances Couplées	114
4.2.4.2. Systèmes de Filtrage Utilisant un Miroir du Convertisseur de Puissance	114
4.3. Principe du Filtre Actif Proposé	115

4.3.1. Cas du Convertisseur Elévateur Simple Idéal	115
4.3.2. Cas du Convertisseur Elévateur Simple avec Pertes	117
4.3.3. Dimensionnement des Eléments du Filtre Actif	118
4.3.3.1. Dimensionnement des Capacité $C_i$	118
4.3.3.2. Dimensionnement de l'Inductance $L_f$	119
4.3.3.3. Dimensionnement des Interrupteurs $K_{f1}, K_{f2}$	119
4.4. Méthodes de Contrôle des Tensions aux Bornes des Capacités	119
4.4.1 Différentes Structures de Convertisseur Réversible Isolées	119
4.4.1.1. Convertisseurs Réversible Isolés à Pont Complet	119
4.4.1.2. Contrôle des Convertisseur Réversible Isolé à Pont Complets	120
4.4.1.3. Convertisseur de Type Flyback Réversible	122
4.4.1.4. Contrôle du Convertisseur Flyback Réversible	122
4.4.1.5. Contrôle de la Tension $U_{CI}$ par le Courant $i_f$	124
4.4.1.6. Utilisation de Convertisseurs Isolés non-Réversible	125
4.5. Régulateur de Courant absorbé par le Filtre Actif	125
4.5.1. Principe de Fonctionnement	125
4.5.2. Dimensionnement des Paramètres du Régulateur de Courant Hybride à Top d'Amorçage	126
4.6. Résultats de Simulation de l'Association du Filtre Actif avec un Convertisseur Elévateur	127
4.6.1. Compensations des Imperfections Introduites par les Chutes de Tensions et les Temps de Propagation	131
4.6.2. Circuit de Génération du Signal de Correction $V_{com}$	132
4.7. Résultats Expérimentaux de l'Association d'un Filtre avec un Convertisseur statique	132
4.7.1. Présentation des Résultats avec le Filtre Actif sur un Banc de Puissance Réduite	132
4.7.2. Présentation des Résultats avec le Filtre Actif connecté au Convertisseur en Cascade	134
4.7.3. Résultats Expérimentaux	136
4.8. Conclusion	139
4.9. Références	140
<b>Chapitre 5 Conclusions et perspectives</b>	
Conclusions	142
<b>Annexe</b>	145
<b>Liste de publications</b>	

# **Introduction Générale**

## **Introduction Générale**

Depuis quelques décennies, des pistes sont ouvertes vers l'exploitation de sources d'énergie renouvelable tel que le solaire, l'éolien, la pile à combustible, .... La recherche de vecteurs d'énergie non polluants est également à l'ordre du jour, notamment pour des applications telles que le transport terrestre (automobile), les appareils portables (ordinateurs, baladeurs, téléphones...) et l'alimentation électrique d'habitations isolées. Le monde de l'industrie s'oriente actuellement vers des solutions autour de piles à combustible et ceci dans différents secteurs (électronique, téléphones portables, véhicules, avionique, production stationnaire d'électricité, chauffage...) et investit dans le développement de cette technologie qui présente un faible taux d'émission de gaz polluant.

Dans le secteur automobile, ces recherches sont principalement consacrées à la réalisation de véhicule électrique ou hybride. Cependant, à ce jour, ces véhicules souffrent encore d'une autonomie insuffisante. Si l'on embarque comme source d'énergie une pile à combustible, il est possible d'envisager un bon compromis entre une pollution locale très faible, voire quasi nulle, et un fonctionnement proche des automobiles dites classiques.

Pour les applications embarquées, la pile à combustible la plus utilisée est la pile à combustible à membrane échangeuse de protons. En effet, ce type de pile à combustible fonctionne à basse température et ne génère comme polluant que de l'eau. L'hydrogène utilisé comme carburant peut être embarqué dans des réservoirs spécifiques ou obtenu par reformage d'autres combustibles embarqués, tels que du gaz naturel, du méthanol ou d'autres.

Le travail qui est présenté dans ce mémoire a été effectué au GREEN (Groupe de Recherches en Electronique et Electrotechnique de Nancy). Il porte sur l'étude des convertisseurs à haut ratio d'élévation de tension qui sont utilisés comme convertisseur d'interface entre des sources basse tension présentant un certain nombre de contraintes et un bus DC de moyenne tension. Dans cette thèse, la source non-linéaire utilisée est une pile à combustible de type PEM.

La principale problématique liée à l'utilisation d'une pile à combustible pour une application de moyenne puissance vient du fait que le faible niveau de tension de sortie induit de forts courants. D'autre part, la tension délivrée chute rapidement avec le courant. Ces deux caractéristiques font que dans la plupart des applications, il est nécessaire de mettre en forme l'énergie sortant de la pile à l'aide d'un convertisseur statique de manière à la connecter à un bus continu stabilisé.

Ce mémoire est structuré en une introduction générale, quatre chapitres et une conclusion générale.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différentes technologies de piles à combustible en mettant l'accent sur les piles dites PEM. Nous présenterons leur fonctionnement interne et proposerons une modélisation intégrant l'effet de la température et de l'humidité sur la caractéristique statique de la pile. Nous utiliserons par la suite ce modèle pour concevoir la commande du convertisseur d'interface. On détaillera enfin les avancées technologiques réalisées dans les systèmes de conversion DC/DC à haut ratio d'élévation. Nous ferons un état de l'art de ces dispositifs en détaillant les solutions actuellement envisagées (convertisseur isolé, non isolé, avec inductances couplées ou non couplées). Nous finirons ce chapitre en présentant la structure de conversion à haut ratio d'élévation étudiée dans ce mémoire.

Le second chapitre est consacré à l'analyse et à l'estimation des pertes dans un convertisseur DC/DC. Après avoir détaillé l'origine des pertes dans un convertisseur statique, nous proposerons des modèles analytiques de ces pertes dans les différents éléments constitutifs d'un convertisseur (pertes fer, pertes joules, pertes en conduction, en commutation...). Nous montrerons dans le cas d'un convertisseur élévateur, que les pertes peuvent être modélisées par deux résistances non linéaires variant en fonction du point de fonctionnement et des paramètres du système. Ces résistances seront estimées à l'aide de deux estimateurs non linéaires dont le fonctionnement et la convergence seront détaillés dans ce chapitre. Des essais réalisés par simulation et expérimentation permettront de valider l'étude analytique faite.

Dans le chapitre 3, nous étudierons les stratégies de contrôle basées sur le concept de platitude des systèmes différentiels. Nous commencerons par exposer les différentes architectures de commandes possibles. Nous les appliquerons ensuite à la commande d'un convertisseur élévateur conventionnel et montrerons par simulation et expérimentation leurs avantages et inconvénients respectifs. Nous appliquerons ensuite ce concept à la commande du convertisseur à haut ratio d'élévation choisi. Nous montrerons que l'approche proposée permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques aussi bien en asservissement qu'en régulation et que la stabilité du système tout comme les performances dynamiques sont indépendantes du point de fonctionnement.

Le dernier chapitre s'intéresse aux différentes méthodes utilisées pour limiter le taux d'ondulation de courant d'entrée d'un convertisseur. Après avoir discuté des solutions passives ou actives classiquement utilisées dans la littérature, nous proposerons une nouvelle structure de filtrage actif. Ce système de filtrage permet d'annuler les ondulations haute fréquence du courant générées par un convertisseur DC/DC à absorption continue de courant. Elle est basée sur l'utilisation d'une nouvelle structure de convertisseur connectée en parallèle avec le convertisseur de puissance qui absorbe un courant dont les ondulations sont exactement inverses à celles absorbées par le convertisseur principal. Le dimensionnement du filtre actif ainsi que le dimensionnement de son contrôle sont entièrement expliqués dans ce chapitre. Des résultats obtenus par simulation et expérimentation permettront de valider l'efficacité du système proposé.

Enfin une conclusion générale permettra de faire le bilan des travaux de recherche menés sur le dispositif de conversion à haut ratio d'élévation et sur la possibilité d'un filtrage actif des ondulations de courant dues aux découpages des semiconducteurs pour les convertisseurs à absorption continue de courant non isolés. Nous concluons en évoquant les perspectives de ces travaux notamment pour des applications de forte puissance.

# Chapitre 1

# Chapitre 1: Généralité sur les Structures de Conversion à Haut Ratio d'Élévation sous Contraintes

## 1.1.Introduction

Ce chapitre introductif porte d'une part sur la modélisation de la pile à combustible en regardant notamment l'influence de la température et de l'humidité sur son comportement; et sur les convertisseurs de puissance qui lui sont associés. Après une présentation générale de la structure et du principe de fonctionnement d'une pile à combustible, on détaillera ensuite les différentes technologies de piles existantes. La caractéristique statique de la pile à combustible sera ensuite présentée, celle-ci étant en effet indispensable à la conception des convertisseurs statiques placés en aval. On détaillera enfin les avancées technologiques réalisées dans les systèmes de conversion DC/DC.

## 1.2. Introduction Générale sur la Pile à Combustible

Actuellement, l'énergie que nous consommons, pour nous chauffer, nous déplacer et utiliser l'électricité, provient principalement des combustibles fossiles et du nucléaire. Or, outre le fait que ces combustibles fossiles s'épuisent et que les déchets nucléaires posent problème, pour répondre aux questions de sécurité d'approvisionnement énergétique, d'émissions atmosphériques polluantes mais aussi de valorisation des ressources locales et de création d'emploi, les énergies renouvelables présentent une grande opportunité.

On appelle énergie renouvelable, les technologies qui permettent de produire de l'électricité ou de la chaleur à partir de sources renouvelables. Une source d'énergie est renouvelable si le fait d'en consommer n'en limite pas sa consommation future du fait de son épuisement ou des dommages impliqués pour l'environnement et la société. Ainsi, les éoliennes transforment l'énergie du vent; les centrales hydrauliques transforment celle de l'eau; l'architecture bioclimatique, les capteurs thermiques, les cellules photovoltaïques utilisent l'énergie du soleil; la biomasse, la biométhanisation, la gazéification, les biocarburants se servent du bois et de certains résidus organiques; la géothermie de la chaleur de la terre; certaines turbines utilisent même l'énergie des vagues ou des marées. Les piles à combustible utilisent, elle, l'hydrogène obtenu par hydrolyse de l'eau.

Etant donné tous les avantages que l'utilisation de ces technologies suppose, de nombreux décideurs dans le monde tentent de favoriser leur développement. Dans le cadre de ce développement durable de l'énergie, les Conférences de Rio (en 1992 sur le développement durable) puis de Kyoto (en 1997 sur les changements climatiques) ont attribué un rôle important aux énergies renouvelables. Cependant, certaines technologies restent coûteuses et des questions comme le raccordement au réseau et le stockage d'énergie ne sont pas entièrement résolues.

La pile à combustible connaît actuellement un regain d'intérêt tant au niveau industriel que recherche. Plusieurs secteurs industriels (électronique, téléphones cellulaires, ...) investissent dans le développement de cette technologie en raison de sa haute densité énergétique et de son faible taux d'émissions en gaz dangereux [Yamaguchi,1990], [Jin,2009]. Les cellules d'une pile à combustible sont des dispositifs électrochimiques qui convertissent directement l'énergie chimique en électricité. Il existe différents types de cellules. L'une des technologies les plus prometteuses est la cellule à membrane échangeuse de protons (PEMFC) eu égard à ses faibles dimensions relatives, sa simplicité de mise en œuvre et son fonctionnement à basse température. [Lee,2006], [Seo,2006].

Les piles à combustible sont une des technologies les plus propres et les plus efficaces pour produire de l'électricité. Comme il n'y a pas de combustion, il n'y a aucun des polluants

couramment produits par les chaudières et les fours. Pour les systèmes conçus pour être alimentés directement avec de l'hydrogène, les seuls produits sortants sont l'électricité, l'eau et la chaleur. Elles sont considérées comme l'un des dispositifs les plus prometteurs pour les systèmes autonomes ou connecté au réseau de distribution en raison de sa propreté, de sa modularité et son grand potentiel énergétique. Les obstacles à l'utilisation généralisée des piles à combustible résident essentiellement aux faits que leurs propriétés dynamiques sont faibles (ce qui limite les dynamiques de variations des charge) et que le coût d'installation est plus élevé.

### 1.2.1 Principes de Fonctionnement des Piles à Combustible

Une pile à combustible est un dispositif qui utilise l'hydrogène comme combustible pour produire des électrons, des protons, de la chaleur et de l'eau. La technologie des piles à combustible est basée sur la réaction d'oxydo-réduction donnée dans l'équation. (1-1):



Les électrons peuvent être exploités pour fournir de l'électricité sous une forme consommable à travers un circuit simple avec une charge (figure 1-1). Les piles à combustible simples ont une très petite zone de contact entre l'électrolyte et le gaz combustible, elles présentent également une grande résistance due à l'électrolyte et la distance entre les électrodes.

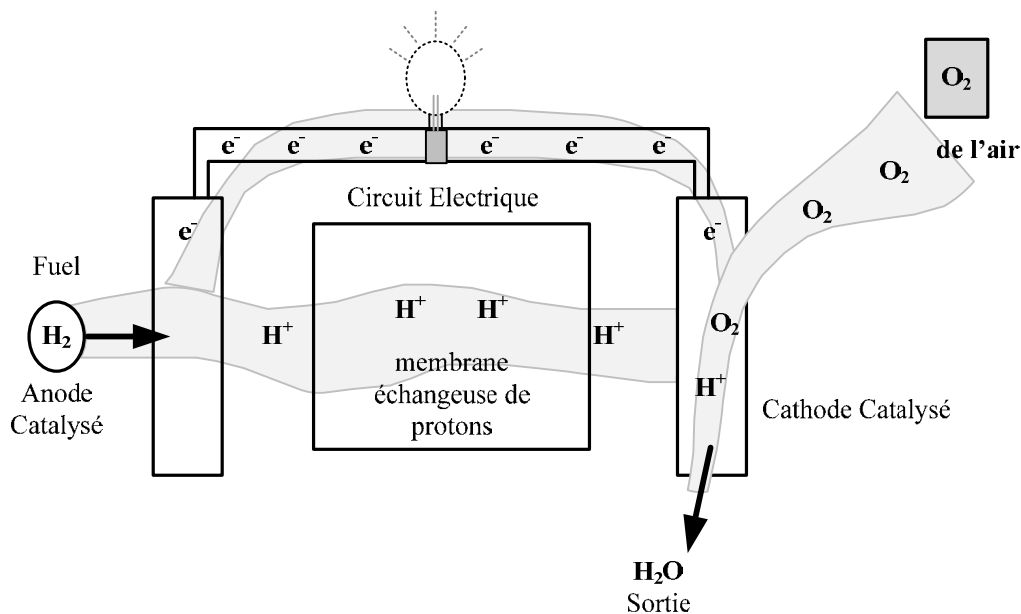


Figure 1-1. Principe de fonctionnement d'une Pile à combustible.

### 1.2.2 Les Différents Types des Piles à Combustible

Il existe différents types de piles à combustible qui sont souvent classées en fonction du matériau utilisé pour l'électrolyte, de leur température de fonctionnement, du type de carburant et de la puissance. Les puissances disponibles vont de quelques watts (téléphonie) à quelques mégawatts (mini centrale).

- Pile à combustible alcaline (AFC)
- Pile à combustible à membrane échangeuse de protons (Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC))
- Pile à combustible à Méthanol Direct (DMFC)



- Pile à combustible à acide phosphorique (PAFC)
- Pile à combustible à carbonate fondu (MCFC)
- Pile à combustible à oxyde solide (SOFC)

**Tableau 1-1**

**Différents Types des Piles à Combustible et Leurs Caractéristiques**

Type de pile	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Nom	Alcalin PAC	Polymère Exchange Membrane PAC	Direct Méthanol PAC	Phosphorique Acide PAC	Molten Carbonate PAC	Solide Oxyde PAC
Electrolyte	Solution KOH	Membrane polymère conductrice de protons	Membrane polymère conductrice de protons	Acide phosphorique	Li <sub>2</sub> CO <sub>3</sub> et KCO <sub>3</sub> fondu dans une matrice LiAlO <sub>2</sub>	ZrO <sub>2</sub> et Y <sub>2</sub> O <sub>3</sub>
Ions dans l'électrolyte	OH <sup>-</sup>	H <sup>+</sup>	H <sup>+</sup>	H <sup>+</sup>	CO <sub>3</sub> <sup>2-</sup>	O <sup>2-</sup>
Niveau de température	60-80°C	60-100°C	60-100°C	180-220°C	600-660°C	700-1000°C
Combustible	H <sub>2</sub>	H <sub>2</sub> (pur ou reformé)	Méthanol	H <sub>2</sub> (pur ou reformé)	H <sub>2</sub> (pur ou reformé)	H <sub>2</sub> (pur ou reformé)
Oxydants	O <sub>2</sub> (pur)	Air	Air	Air	Air	Air
Domaines d'application	Spatial.	Automobiles, Portable, Cogénération, Maritime.	Portable.	Cogénération	Cogénération Production centralisée d'électricité, Maritime.	Cogénération Production centralisée d'électricité Automobile (APU), Maritime.
Niveau de développement	Utilisée	Prototypes	Prototypes	Technologie mûre	Prototypes	Prototypes

Comparativement aux autres types de piles à combustible, les piles de type PEM génèrent plus de puissance à volume ou poids de pile à combustible donnée. Cette caractéristique de haute densité de puissance les rend compactes et légères. En outre, la température de fonctionnement est inférieure à 100° C, ce qui permet un démarrage rapide du système. Ces caractéristiques ainsi que la capacité à fournir rapidement de la puissance en sortie sont quelques-unes des caractéristiques qui font de la PEMFC le candidat idéal pour les applications autonome ou embarquée. Un des inconvénients de ce type PEMFC pour certaines applications, c'est que le taux d'humidification et le débit de gaz doit être contrôlé pour assurer un fonctionnement optimal du système.

### 1.2.3. Pile à Combustible à Membrane Echangeuse de Protons (PEMFC)

Les cellules associées à la pile à combustible (PAC) de type PEM (PEMFC) sont constituées de deux électrodes séparées par une membrane (figure 1-2). Les deux électrodes sont collées de part et d'autre de la membrane, et forment un Assemblage Membrane-Électrodes (MEA). Les protons (molécule H<sub>3</sub>O<sup>+</sup>) produits par l'oxydation de l'hydrogène migrent à la cathode à travers la membrane

et participe à la réduction de l'oxygène à la cathode. Les piles à combustible sont caractérisées par le niveau de tension disponible en fonction du courant délivré. Le niveau de tension typique d'une cellule possédant une densité de courant de 0.4 à 0.8 A.cm<sup>2</sup> est de l'ordre de 0.6V. Un système PAC est en fait une association série parallèle de cellules, le nombre de cellules en série et le nombre de branches en parallèle dépendant des contraintes en tension/puissance du système.

Ce type de pile à combustible est utilisé aussi bien pour des applications transport que stationnaire ou portable. Leurs caractéristiques distinctives sont une température de fonctionnement peu élevée (50 à 100 ° C), des entrants gazeux à basse pression et une membrane électrolyte polymère [Choe,2007], [Ebesui,2004], [Buasri,2006], [Di Dio,2008]. La figure 1-2 montre le principe de ce type de PAC.

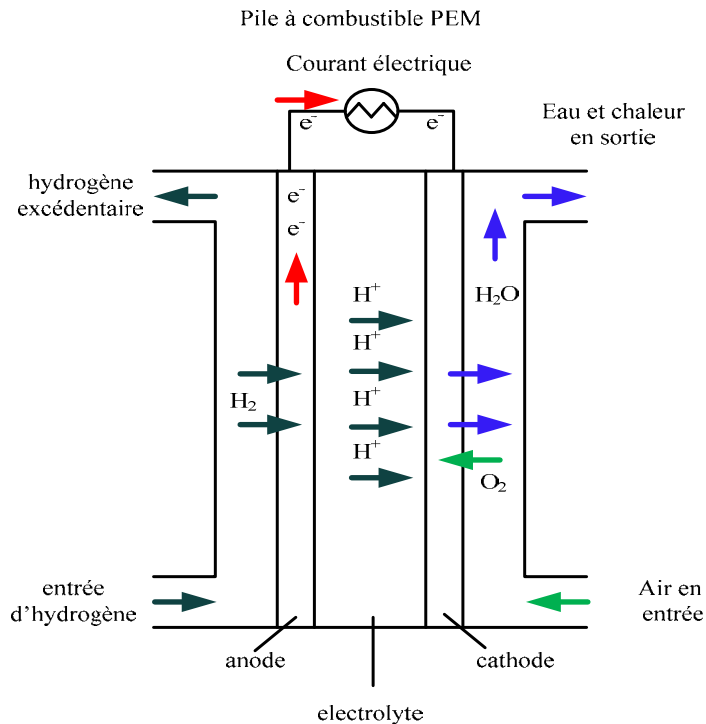


Figure 1-2. Schéma de principe de fonctionnement d'une pile à combustible PEM.

#### 1.2.4. Contraintes Inhérentes à l'Utilisation de PAC de Type PEM

Un des principaux points faibles de la pile à combustible est lié à ses faibles performances dynamiques, ceci étant principalement dues aux dynamiques des boucles d'asservissement des auxiliaires (pompes, valves, et dans quelques cas, le réformateur de l'hydrogène). Elle sera donc incapable de répondre à une brusque variation de la demande en énergie. Ceci se traduit par une forte chute de tension, phénomène connu sous le nom de 'starvation', [Ellis,2001], [Ramos-Paja,2009].

Pour illustrer ce phénomène, nous présentons quelques allures typiques issues des travaux de P. Thounthong [Thounthong,2006]. La figure 1-3-a présente les formes d'ondes de tension et de courant d'une PAC PEM de 500W soumise à une brutale variation de courant. Comme le montre cette figure, la dynamique de variations des débits de gaz étant limitée, cet appel de courant engendre une forte chute de tension en régime transitoire, phénomène dangereux pour la PAC [Schenck,2005]. Sur la figure 1-3-b sont présentées les mêmes courbes lorsque le taux de variations de courant est limité à 4 A.s<sup>-1</sup>. Le débit des gaz dans ce cas là, est adapté à la demande en énergie. Le système PAC fonctionne correctement.

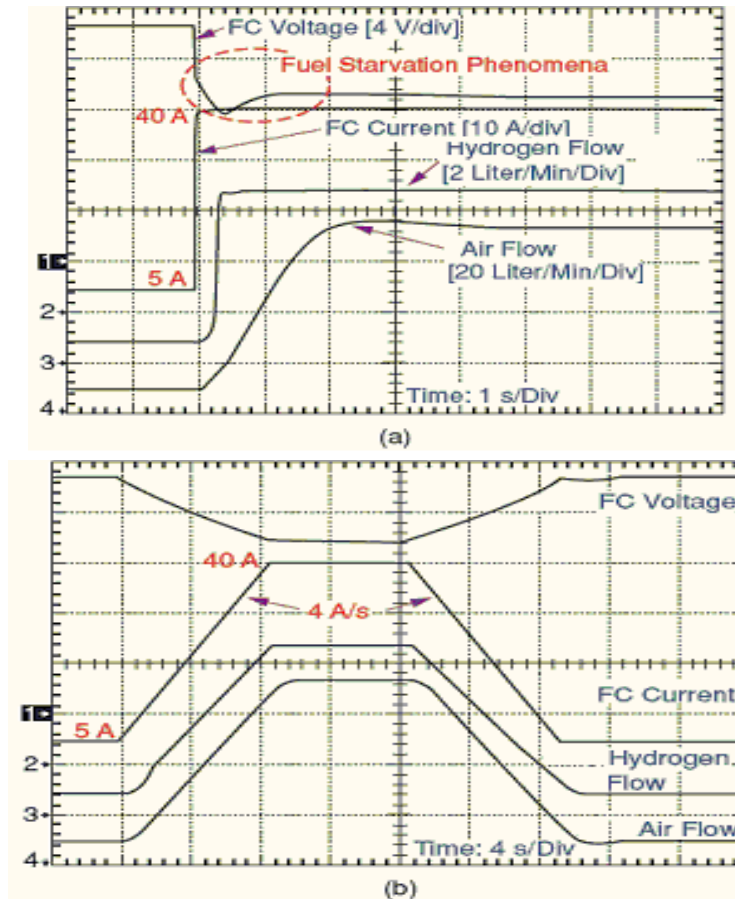


Figure 1-3. Comportement dynamique d'une pile à combustible lors d'un échelon de courant(a) et lorsque le taux de variation de courant est limité à 4A/s (b).

### 1.2.5. Caractéristique Statique des Piles à Combustible de Type PEM

Afin de mettre en œuvre une pile à combustible dans un environnement d'électronique de puissance, il est nécessaire de disposer d'un modèle électrique utilisable par les algorithmes de gestion d'énergie. L'objectif est ici d'utiliser un modèle simplifié intégrant les principales spécificités des PAC. On propose d'utiliser l'expression suivante pour modéliser le comportement quasi-statique de la PAC [Hinaje,2008]:

$$V_f = \frac{V_o}{1 + \left( \frac{i_f}{I_h} \right)^\sigma} \quad (1-2)$$

Où  $V_o$  est la tension du circuit ouvert et  $i_f$  est le courant débité par la PAC.  $\sigma$  et  $I_h$  sont deux paramètres à déterminer. Le modèle proposé présente l'avantage d'être continu, d'être valide dans une large plage de fonctionnement et de n'avoir seulement que deux paramètres de réglage (beaucoup moins que les modèles semi-empiriques habituels). Afin de valider l'exactitude de ce modèle, les deux paramètres  $\sigma$  et  $I_h$  sont calculés pour différentes valeurs d'humidité relative d'air.

Les essais sont effectués sur une PAC PEM d'une puissance de 500W composée de 16 cellules de 100 cm<sup>2</sup> (figure 1-4) sous les conditions de fonctionnement données dans Tableau 1-2.

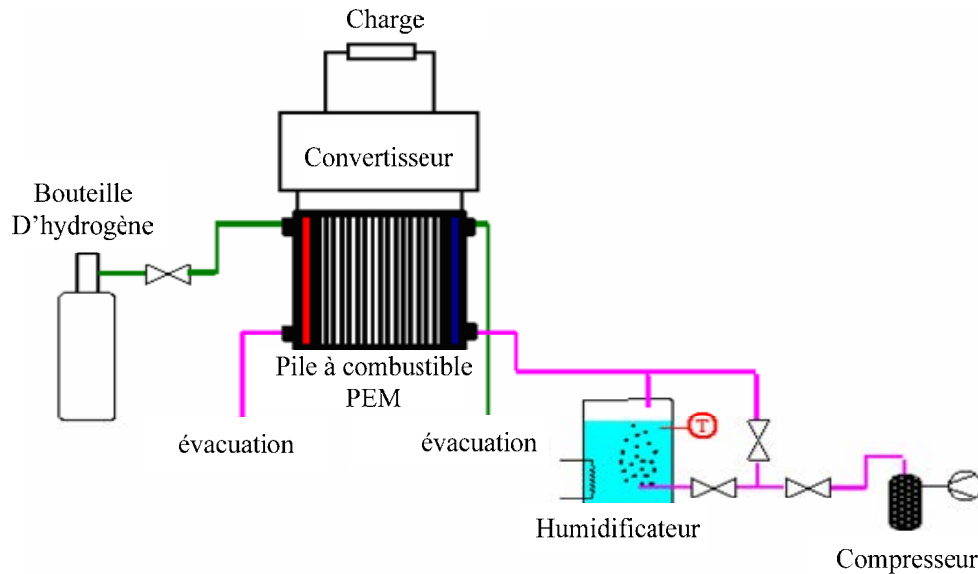


Figure 1-4. Schéma de principe d'un système PAC.

**Tableau 1-2.**  
**Conditions d'Opération de la PAC**

Type de PAC	Pile à combustible de type PEM (Proton exchange membrane)
Puissance	500 W
Nombre de cellules	16
Surface active	100 cm <sup>2</sup>
Pression de gaz à l'anode	1 atm
Pression de gaz à la cathode	1 atm
Température de la cellule	60 °C
Humidité relative à l'anode (RHA)	0 %
Humidité relative à la cathode (RHC)	37 % et 63 %

La figure 1-5 montre une comparaison entre la caractéristique statique donnée par la relation (1-2) et le relevé expérimental pour deux valeurs d'humidité relative de la cathode. Les valeurs des coefficients  $I_h$  et  $\sigma$  calculés pour chaque essai (méthode des moindres carrés) sont données dans le Tableau 1-3. Il est possible de répéter ce type d'essai pour d'autres valeurs d'humidité relatives de manière à pouvoir définir des tables donnant à taux d'humidité donné.

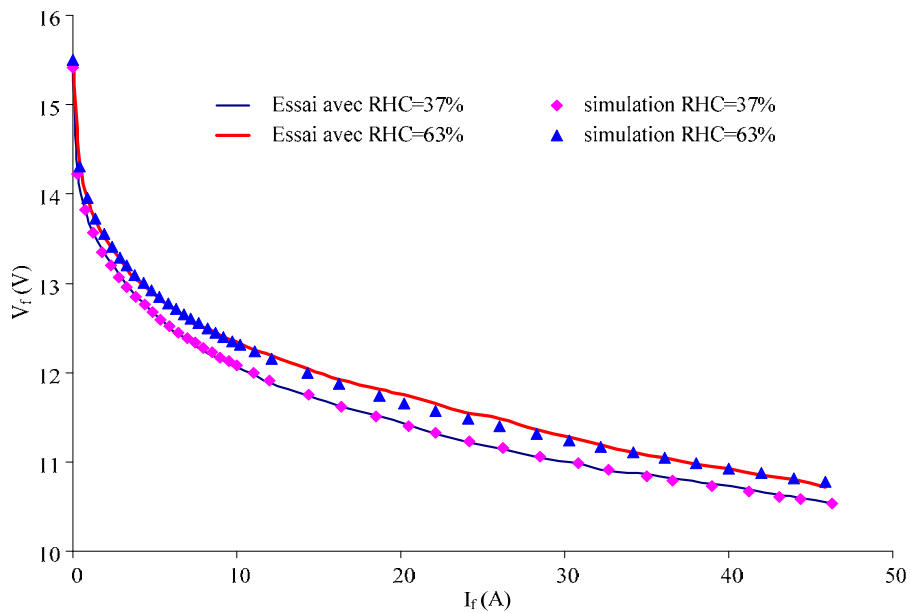


Figure 1-5. Caractéristique statique de PAC par le nouveau modèle  $V_f=f(i_f)$ .

Les deux paramètres de la caractéristique statique sont donnés par l'équation (1-2). Cette expression analytique sera par la suite utilisée pour l'élaboration des commandes et le dimensionnement du système.

**Tableau 1-3.**  
**Valeurs des Paramètres  $\sigma$  et  $I_h$  pour Deux Valeurs d'Humidité Relative Cathodique**

RHC	37%	63%
$I_h$ [A]	449.7	483.2
$\sigma$	0.338	0.350

Les piles à combustible étant en général des générateurs basse tension non linéaire (confère la caractéristique statique nominale de la PAC utilisée pour cette thèse et présentée sur la figure 1-6), il est souvent nécessaire d'utiliser un convertisseur de puissance pour amener la tension de sortie de l'alimentation à un niveau suffisant pour alimenter les diverses charges (par exemple les actionneurs dans les applications automobiles).

Or, en raison des imperfections des convertisseurs usuels comme le montage élévateur, il est difficile en pratique d'atteindre des ratios d'élévation de tension supérieurs à 7. Pour des valeurs de ratio d'élévation importantes, les structures de conversion isolées sont utilisées, [Zhu,2006], [Nymand,2010] [Palma,2009]. Cependant, ces structures sont habituellement utilisées pour des applications dont la puissance ne dépasse pas quelques kW [Yamaguchi,1990]. Pour augmenter la puissance nominale, la structure de puissance est alors segmentée en plusieurs briques de puissance élémentaire connectées suivant les cas, en série (étage d'entrée et/ou de sortie) ou en parallèle.

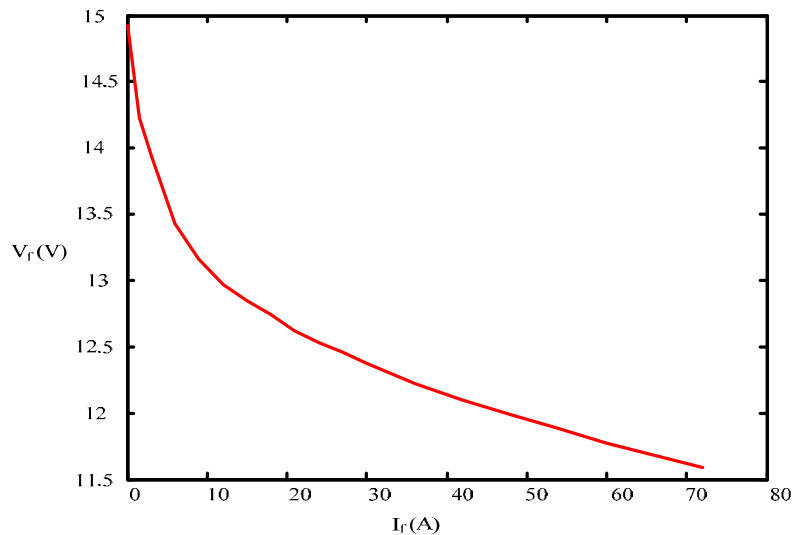


Figure 1-6. Caractéristique statique nominale de la pile à combustible utilisée pour tous les différents résultats présentés dans ce mémoire.

### 1.3. Convertisseur d'Interface pour Pile à Combustible

Les piles à combustible se caractérisent par la délivrance d'un courant continu élevé sous une tension continue généralement assez faible et difficilement exploitable malgré d'importants efforts pour empiler en série le plus grand nombre de cellules élémentaires. Si l'on considère à ce jour les limites technologiques, le nombre de cellules que l'on peut mettre en série est de l'ordre d'une centaine. On obtient donc une tension variant entre quelques volts et 100 V. Pour beaucoup d'applications, cette tension est insuffisante. On est alors amené à placer un convertisseur entre la pile et la charge électrique dont le premier 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. Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement aux convertisseurs continu-continu qui peuvent être utilisés comme interface entre une pile à combustible et une charge électrique. C'est la partie la plus importante de la chaîne de conversion pile-charge puisqu'elle conditionne directement la durée de vie de la pile à combustible. En effet, parmi les différents phénomènes altérant la durée de vie des piles à combustible, l'ondulation du courant et les harmoniques contenus dans le courant sont parfois cités [Shahin,2010], même si sur ce point les avis sont partagés. Ils sont directement liés à l'architecture du convertisseur placé en aval de la pile à combustible.

#### 1.3.1. Présentation des Systèmes de Conversion de Puissance

Il existe plusieurs types des convertisseurs continu-continu pour pile à combustible [Blaabjerg,2004], [Kramer,2008]. La simplicité de la plupart de ces structures est justifiée par la recherche de la commodité de réalisation ou le faible coût. Cependant, certaines structures plus complexes conduisent à des performances plus élevées. On présentera notamment les structures les plus adaptées pour les pile à combustible basse tension nécessitant un convertisseur à haut ratio d'élévation et utilisant des structures isolées ou non-isolées, couplées ou non-couplées. Les structures qui autorisent un contrôle du courant de sortie de la pile à combustible sont intéressantes pour ce genre d'applications. Elles permettent, en effet, d'avoir un contrôle direct sur la quantité d'hydrogène consommée au travers du contrôle du courant [Xu,2008], ce qui améliore le rendement global du système.

## 1.3.2. Convertisseurs non-Isolés non-Couplés

### 1.3.2.1. Convertisseur Boost Dual Entrelacé

Le schéma électrique de principe de ce convertisseur est présenté sur la figure 1-7. Il est composé de deux convertisseurs classiques élévateurs. Les commandes des interrupteurs sont retardées d'une demi-période de commutation l'une de l'autre. La relation entre tension d'entrée  $V_{in}$ , la tension de sortie  $V_{out}$  et les tensions aux bornes des condensateurs  $C_{sa}$  et  $C_{sb}$  est donnée par:

$$V_{Csa} = V_{Csb} = \frac{V_{in} + V_{out}}{2} \quad (1-3)$$

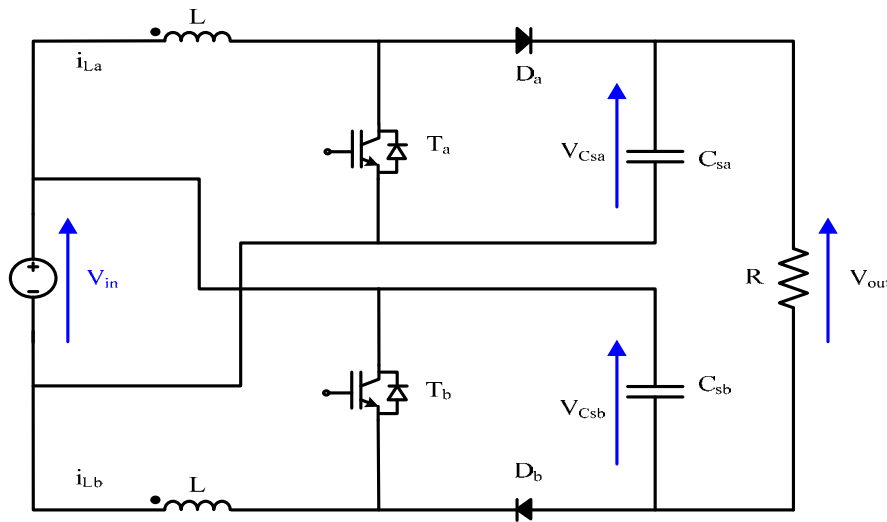


Figure 1-7. Convertisseur Boost dual entrelacé

Les rapports cycliques de chaque interrupteur sont calculés comme suit:

$$d_{dde} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{Csa}} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out} + V_{in}} \quad (1-4)$$

Cette caractéristique statique peut être comparée à celle d'un convertisseur Boost classique donnée par :

$$d_{bclass} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \quad (1-5)$$

Il est clair qu'à tensions d'entrée et de sortie données,  $d_{dde} < d_{bclass}$ . En outre, il est connu que pour un convertisseur Boost, plus le rapport cyclique est élevé (bien supérieur à 0.5), plus le rendement baisse [Viet,2006]. On voit donc ici un second avantage de cette topologie puisqu'à niveaux de tension donnés, le rapport cyclique est plus faible ; le rendement est donc meilleur que celui d'un Boost conventionnel. De plus, la tension de blocage de semi-conducteurs n'est pas la tension de sortie  $V_{out}$  mais la tension aux bornes du condensateur  $V_{Csa}$  ou  $V_{Csb}$ , tension inférieure à  $V_{out}$ , d'où des pertes plus faibles en commutation. La possibilité d'entrelacée les commandes, tout comme pour un Boost entrelacé, permet un gain significatif sur la taille des éléments inductifs.

### 1.3.2.2. Doubleur de Tension

Pour des structures à très haut rendement, il est souvent nécessaire d'assurer des pertes quasi-nulles en commutation. Cette propriété est souvent la conséquence de commutations douces de type ZVS ou ZCS [Lee,2007]. La topologie présentée sur la figure 1-8 permet de doubler la tension disponible en sortie tout en assurant des commutations douces à l'amorçage et au blocage (ZVZCS-voltage Doubler Rectified Boost-Integrated Half-Bridge converter –VDRBIHB). Figure 1-9 montre les formes d'ondes du convertisseur ZVZCS- VDRBIHB.

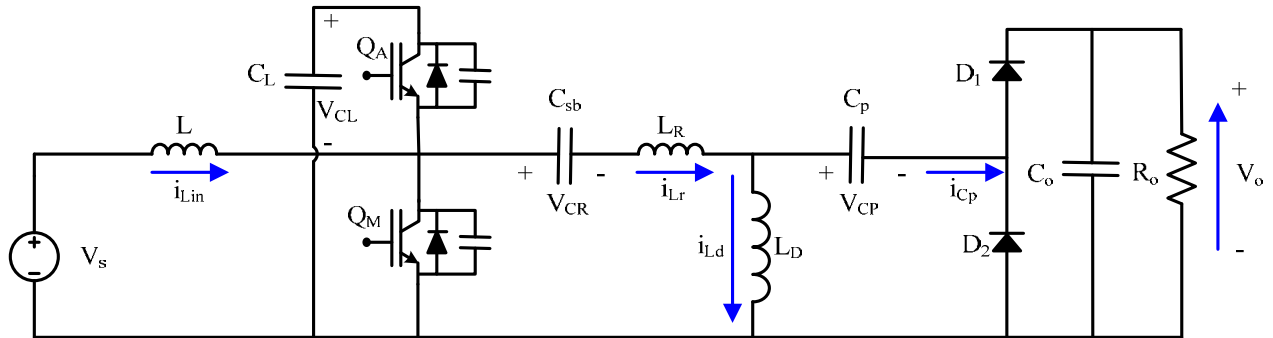


Figure 1-8. Schéma du convertisseur ZVZCS- VDRBIHB.

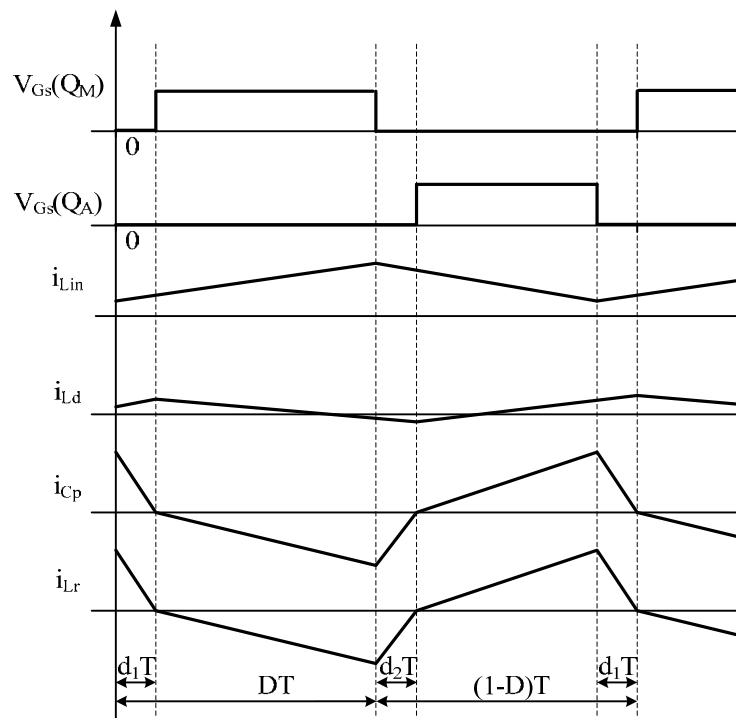


Figure 1-9. Formes d'ondes du convertisseur ZVZCS- VDRBIHB.

### 1.3.2.3. Convertisseur Élévateur avec Cellules Multiplicatrices de Tension

La topologie proposée est présentée sur la figure. 1-10-a. La cellule de multiplication de tension est composée des diodes  $D_{M1}$ - $D_{M2}$ , des condensateurs  $C_{M1}$ - $C_{M2}$  et de l'inductance de résonance  $L_r$ . Elle est associée à un convertisseur élévateur classique, composé de l'interrupteur  $S$ , de l'inductance d'entrée  $L_{in}$ , de la diode de sortie  $D_o$  et du condensateur de filtrage  $C_o$ . Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'énergie magnétique stockée dans l'inductance d'entrée pendant la séquence précédente est transférée au condensateur  $C_{M1}$ . En régime établi, la tension à ses bornes va être égale à la tension



de sortie d'un convertisseur Boost classique. Lorsque l'interrupteur  $S$  est fermé, l'énergie stockée dans le condensateur  $C_{M1}$  est partiellement transférée au condensateur  $C_{M2}$  via l'inductance de résonance  $L_r$  dont la valeur est supposée petite en comparaison de celle de  $L_{in}$ . La tension dans ce condensateur est approximativement égale à la tension de  $C_{M1}$ . On peut alors montrer que la tension de sortie du convertisseur élévateur avec une cellule de multiplication est le double de la tension de sortie du convertisseur élévateur classique. On remarque aussi que les tensions de blocage des semi-conducteurs restent identiques à celle d'un convertisseur Boost classique. Ainsi, il est possible d'obtenir un gain statique élevé sans augmenter de manière significative les pertes en commutation. Cette caractéristique permet d'utiliser à faible niveau de tension drain-source des MOSFET à faible résistance série  $R_{DSon}$  ce qui permet de réduire les pertes de conduction des interrupteurs. Comme dans les multiplicateurs classiques de tension, le nombre d'étages de multiplication en série peut être augmenté (figure 1-10-a) afin d'obtenir un gain statique plus élevé [Prudente,2005].

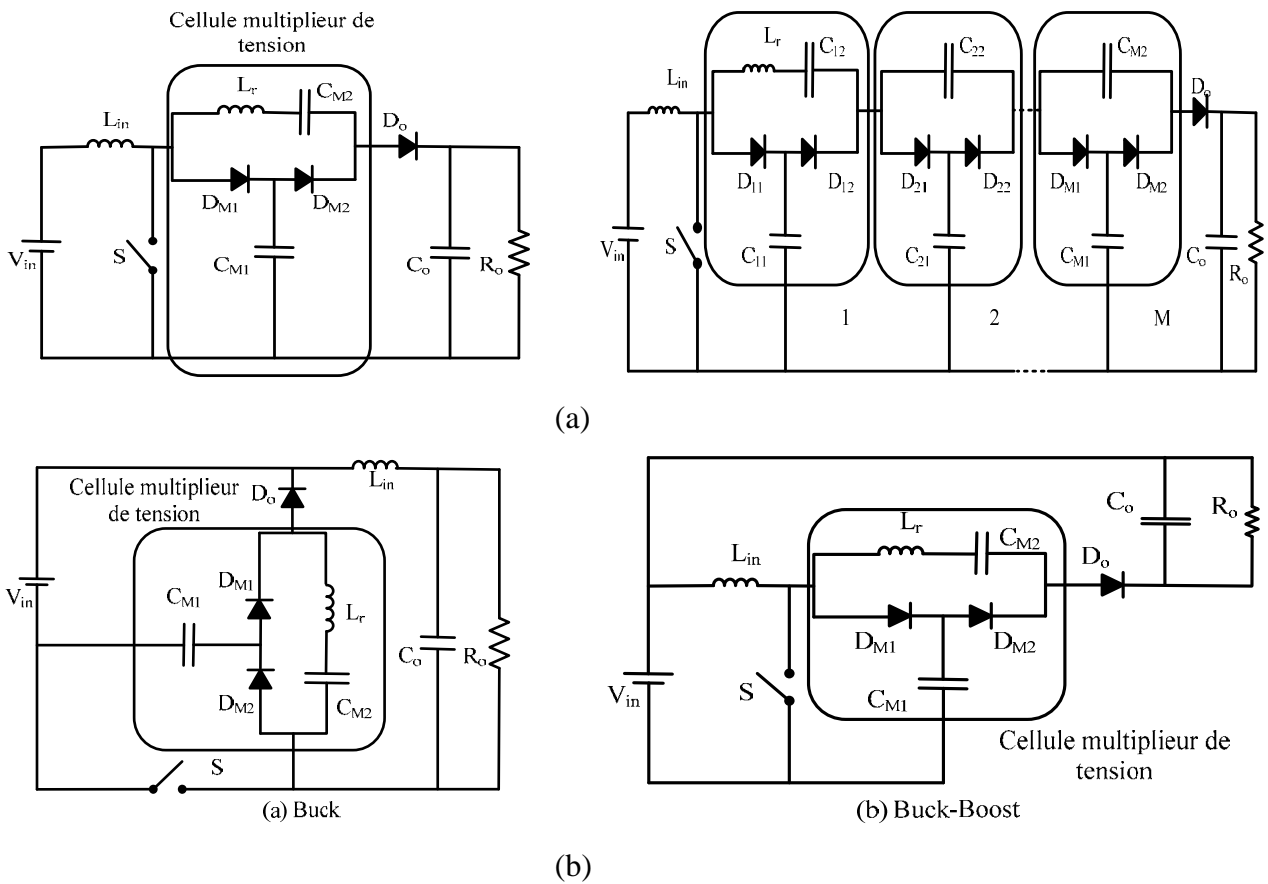


Figure 1-10. (a) Convertisseur élévateur avec "M" cellules de multiplication de tension, (b) Cellule de multiplication de tension intégrée à d'autres convertisseurs DC-DC.

Dans ce cas, une seule inductance de résonance est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement du système. La cellule de multiplication de tension augmente le gain statique du convertisseur élévateur classique par un facteur  $(M+1)$ , où  $M$  est le nombre de cellules de multiplication. Cette technique peut s'appliquer à d'autres structures de convertisseur.

### 1.3.3. Convertisseur Isolées non-Couplées

L'utilisation de transformateurs hautes fréquences (fréquence de découpage allant jusqu'à quelques centaines de kilohertz) est la méthode la plus simple pour résoudre le problème de haut ratio d'élévation. Différentes solutions sont actuellement utilisées pour réaliser des convertisseurs de petite ou moyenne puissance.

### 1.3.3.1. Convertisseur Isolé Bidirectionnel Dédié à des Applications de Moyenne Puissance

La structure présentée sur la figure 1-11 est composée d'un transformateur haute fréquence connecté au primaire et au secondaire à deux onduleurs monophasés. Aussi connu sous le nom de convertisseur Boost isolé, l'ajout d'un circuit de clamping est souvent nécessaire pour limiter les surtensions provoquées par l'inductance de fuite du transformateur. Un circuit de charge de la capacité de sortie est aussi nécessaire pour éviter les appels de courant lors du démarrage du dispositif. Comme pour un convertisseur Boost entrelacé, la fréquence apparente de découpage vue par la source est double de celle de découpage des semi-conducteurs. La nature bipolaire du flux dans le circuit magnétique permet d'utiliser au mieux le circuit magnétique et conduit à des briques de puissance de quelques kW pour ce type de dispositif [Zhu,2006].

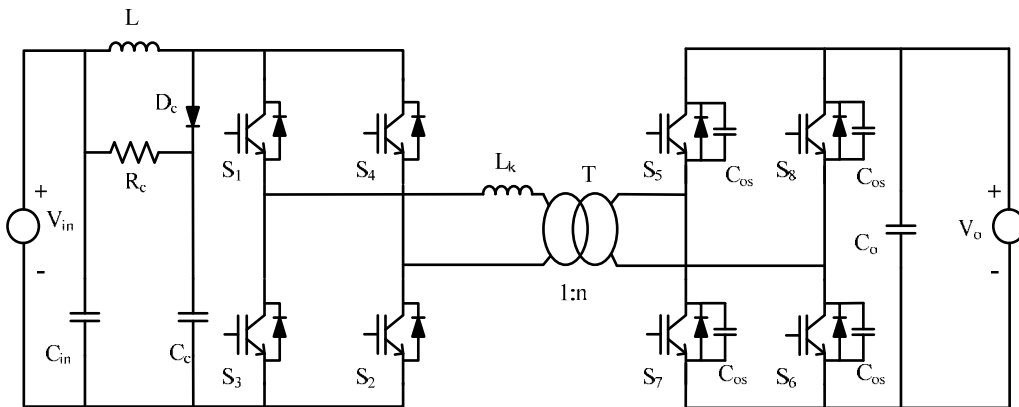


Figure 1-11. Convertisseur élévateur isolé bidirectionnel.

### 1.3.3.2. Convertisseurs Continu-Continu Isolés avec Commutations Douces

La figure 1-12 présente une structure originale de convertisseurs à résonance [Walter,2003] qui mêle un mode de commutation à zéro de tension et à zéro de courant. La figure 1-13 présente un convertisseur élévateur constitué d'un transformateur haute fréquence ayant ses enroulements primaire et secondaire connectés à deux onduleurs monophasés. Ces onduleurs sont commandés à rapport cyclique fixe, le transfert de puissance se faisant à l'aide d'un déphasage des tensions primaire et secondaire imposées par les onduleurs. Il est à noter que pour ce type de structure, la commutation est douce pour certaines plages de fonctionnement et que le niveau maximum de puissance dépend de la valeur de l'inductance de fuite du transformateur. Une bonne maîtrise dans la conception de circuit magnétique est donc requise pour réaliser ce type de convertisseur.

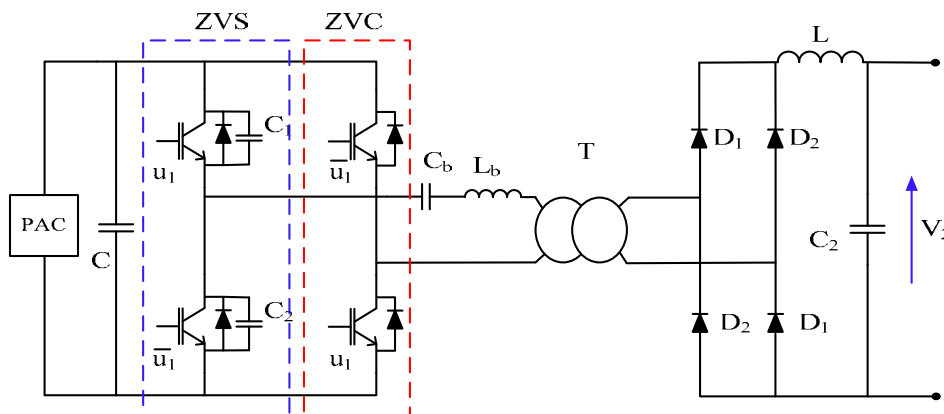


Figure 1-12. Convertisseur continu-continu isolé à résonance.

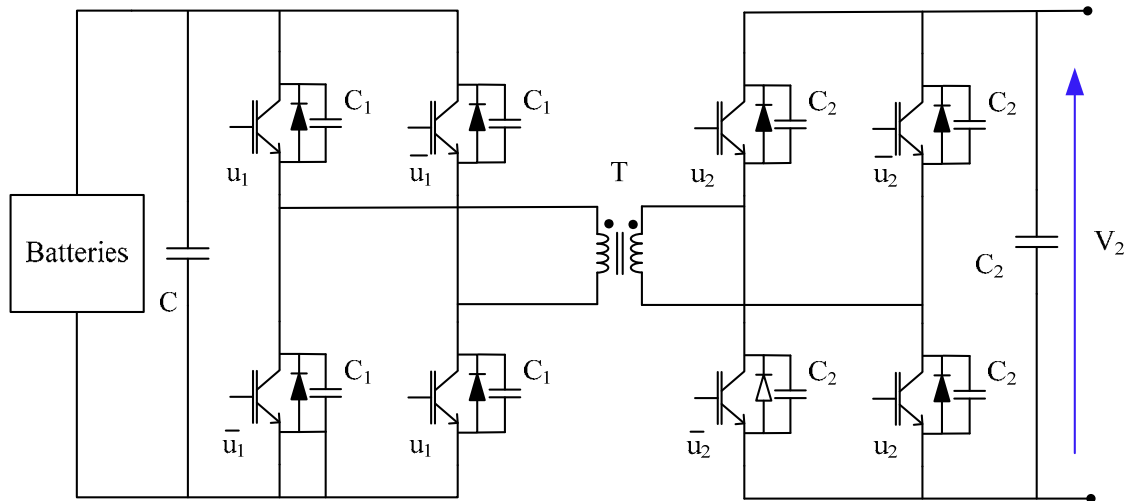


Figure 1-13. Exemple de convertisseur continu-continu bidirectionnel pour batteries.

### 1.3.3.3. Convertisseur Isolé avec Interrupteur Résonant

Le convertisseur Flyback est l'un des convertisseurs isolés les plus attractifs dans les applications de petite puissance en raison de sa structure simple. Cependant, il souffre d'un stress élevé de l'interrupteur de puissance et d'un circuit magnétique assez volumineux, le flux étant unipolaire dans le matériau magnétique. Pour palier à ces inconvénients, il est possible de remplacer l'interrupteur principal par un interrupteur résonant qui intègre l'inductance de fuite du système permettant d'obtenir des commutations douces et de rajouter un circuit de clamping [Park,2009]. Bien que ces techniques permettent d'améliorer le rendement du dispositif de conversion, son domaine d'utilisation reste la basse puissance.

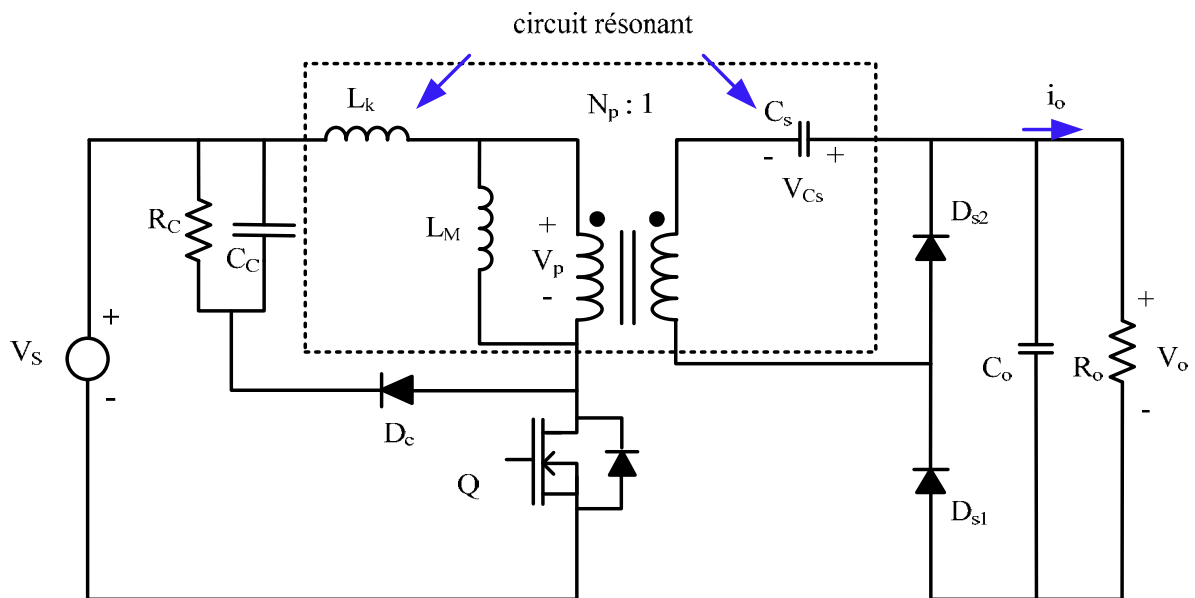


Figure 1-14. Convertisseur Flyback Résonant.

### 1.3.4. Convertisseur non Isolé avec Eléments Inductifs Couplés

De manière générale, l'utilisation d'inductances couplées permet d'une part d'augmenter le ratio d'élévation en sortie mais aussi dans certains cas, d'obtenir des commutations douces lorsque des circuits auxiliaires de commutation sont utilisés.

### 1.3.4.1. Convertisseur Élévateur Entrelacés avec Inductances Couplés

Un convertisseur élévateur entrelacé avec inductance couplée peut être utilisé afin de réaliser une commutation de type ZCS à la mise en conduction des interrupteurs commandables et permettent de réaliser des systèmes de conversion à haut ratio d'élévation tout en diminuant les contraintes en tension des semi-conducteurs. Le courant de recouvrement des diodes est limité par l'inductance de fuite inhérente aux inductances couplées. Un circuit passif de clamping peut être introduit pour limiter les contraintes en tension sur les interrupteurs à la commutation et améliorer le rendement [Li,2007].

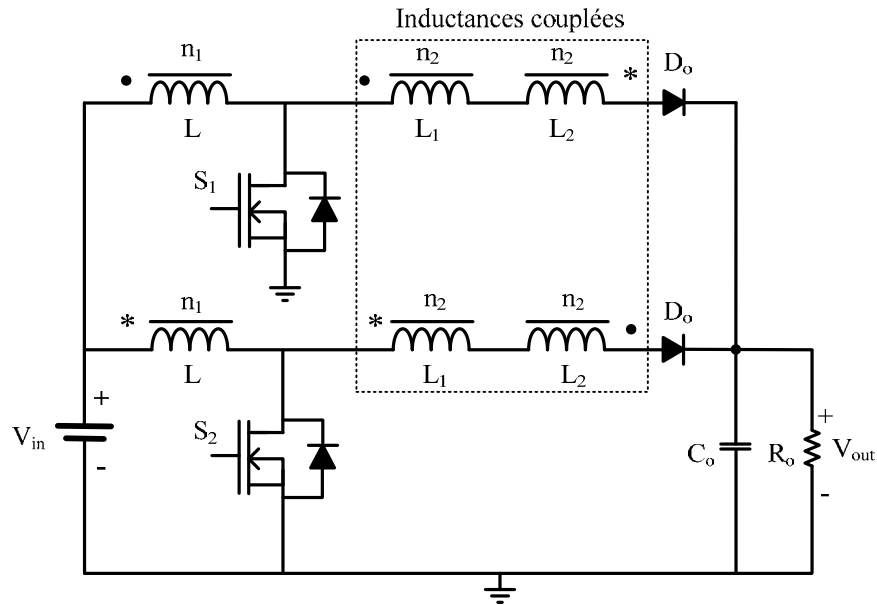


Figure 1-15. Convertisseur élévateur entrelacé avec inductance couplée.

### 1.3.4.2. Convertisseur Élévateur avec Inductance Couplée et Circuit Actif de Clamping

Il est aussi possible de modifier la structure d'un convertisseur Boost classique en remplaçant l'inductance d'entrée par une inductance couplée. Un circuit de clamping actif de type Buck-Boost est rajouté au système pour limiter les surtensions engendrées par l'énergie magnétique stockée dans l'inductance de fuite de l'inductance couplée. Les contraintes en tension sur les semi-conducteurs sont réduites, le ratio d'élévation est amélioré. De plus, les deux interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$  pouvant être mis en marche à zéro de tension, il est possible de réduire les pertes en commutation, et d'améliorer l'efficacité de conversion [Wu,2008].

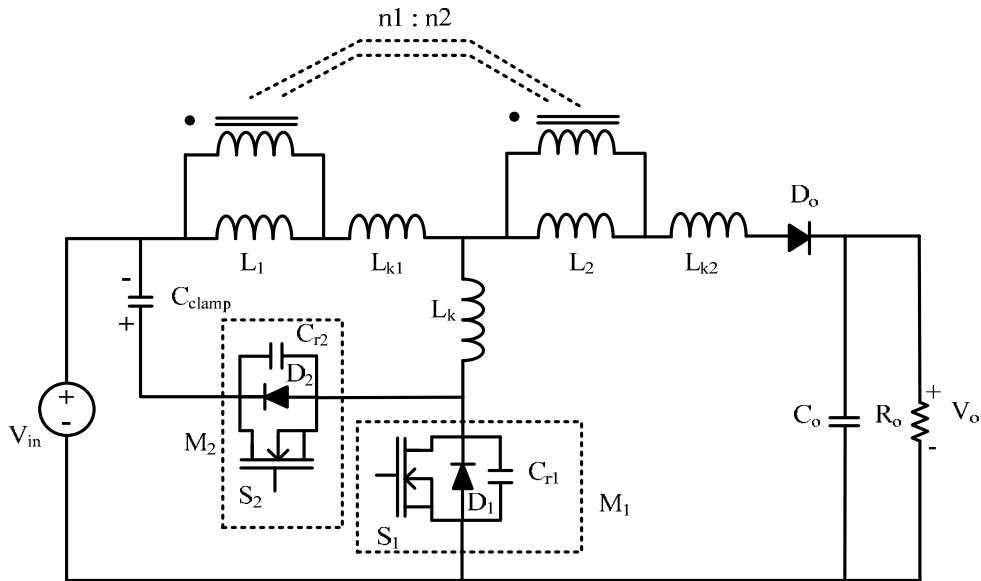


Figure 1-16. Convertisseur élévateur avec inductance couplée et circuit actif de clamping de type du buck-boost.

### 1.3.4.3. Convertisseur Elévateur Entrelacé avec Circuit Actif Commun de Clamping (Common Active-Clamp)

Une généralisation de la structure précédente est présentée sur la figure 1-17. La commande de chaque phase est entrelacée. Le couplage des inductances permet comme précédemment de diminuer la tension de blocage des semi-conducteurs et le pic de courant généré par le phénomène de recouvrement des diodes. L'utilisation d'un unique circuit de clamping permet de récupérer l'énergie stockée dans les inductances de fuite et de la restituer au filtre de sortie via un convertisseur élévateur conventionnel. Ces différentes propriétés permettent d'atteindre un rendement de conversion élevé pour ce type de convertisseur [Dwari,2011].

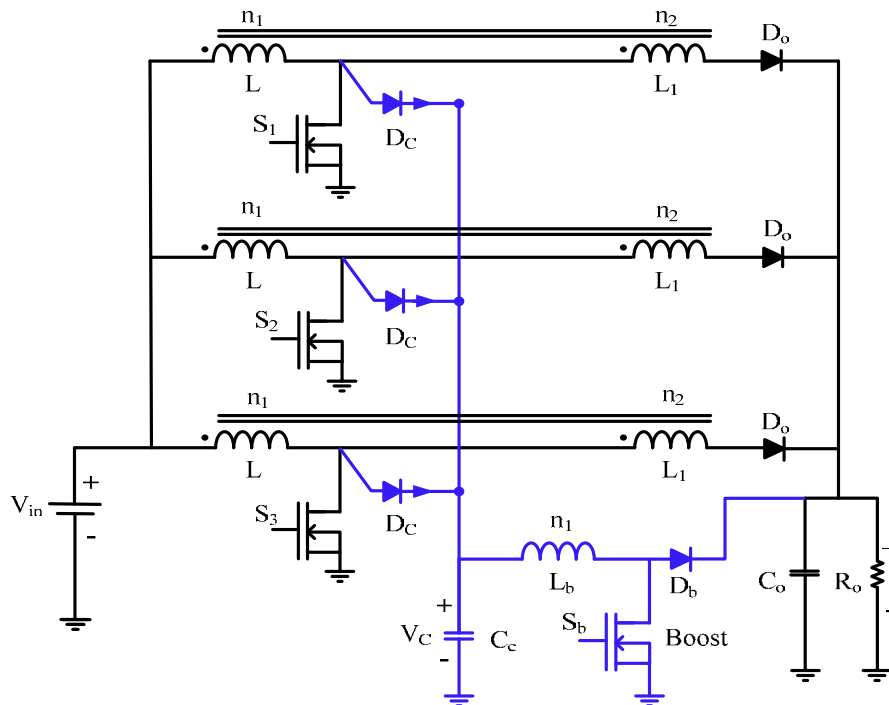


Figure 1-17. Convertisseur Elévateur Entrelacé avec Circuit Actif commun de clamping (Common Active-Clamp- 3 éléments en parallèle).

## 1.4. Convertisseur à Haut Ratio Etudié dans ce Mémoire

Notre choix de convertisseur intègre plusieurs contraintes que nous avons décidé de prendre en compte. La structure proposée doit pouvoir connecter une pile à combustible à faible niveau de tension (figure. 1-6) à un bus DC de moyenne tension (de 80 à 200V). Elle doit pouvoir être utilisée pour des applications de moyenne puissance tout en respectant les contraintes inhérentes à l'utilisation d'une PAC (limitation de puissance, limitation du taux de variation du courant de pile). Enfin, le taux d'ondulation de courant fourni par la PAC doit être faible. Afin d'atteindre un ratio d'élévation très élevé, la solution isolée semble une solution pertinente. Cependant cette solution nécessite une approche modulaire pour la montée en puissance [Nymand,2010], ce qui complexifie la commande et augmente sensiblement le nombre de composants. Nous avons donc opté pour une solution résultant de la mise en cascade de deux convertisseurs élévateurs non isolés dont la structure va être détaillée ci-dessous et qui est adaptée à des applications de moyenne voire de forte puissance.

### 1.4.1. Structure Proposée

Le choix du convertisseur amont s'est porté sur un convertisseur de type Boost entrelacé. Le convertisseur aval est un convertisseur élévateur trois niveaux ; ce choix de convertisseurs est fondé sur l'analyse présentée dans la thèse de Bin Huang [Huang,2008] qui montre que pour cette gamme de puissance et ces niveaux de tension, ce choix permet d'atteindre des rendements théoriques supérieurs à 85.43% au point nominal de fonctionnement (calcul effectué pour une puissance de charge égale à 1 kW). La mise en cascade de deux convertisseurs permet de résoudre le problème de ratio d'élévation. Il faudra toutefois proposer une structure de commande assurant le bon fonctionnement du dispositif tout en ne surdimensionnant pas les composants passifs du système. Quant à la contrainte sur le taux d'ondulation de courant d'entrée, une solution classique consiste à utiliser un filtre passif quitte à limiter les bandes passantes des régulateurs [Zandi,2010]. Dans ces travaux de thèse, afin d'optimiser les performances dynamiques du système, une solution utilisant un filtrage actif des ondulations de courant sera proposée et intégrée au système (voir chapitre IV).

### 1.4.2. Présentation des Structures de Conversion Utilisée

Les structures Boost entrelacé et Boost trois niveaux choisies sont représentées sur les figures 1-18 et 1-19. Ces convertisseurs ont des caractéristiques similaires vis-à-vis du gain en tension; celui-ci étant à peu près identique à celui d'un convertisseur Boost élémentaire. Pour les deux topologies, la fréquence apparente de découpage du courant d'entrée est double de celle de découpage ce qui, à ondulation de courant donnée, permet de diminuer la taille des éléments inductifs.

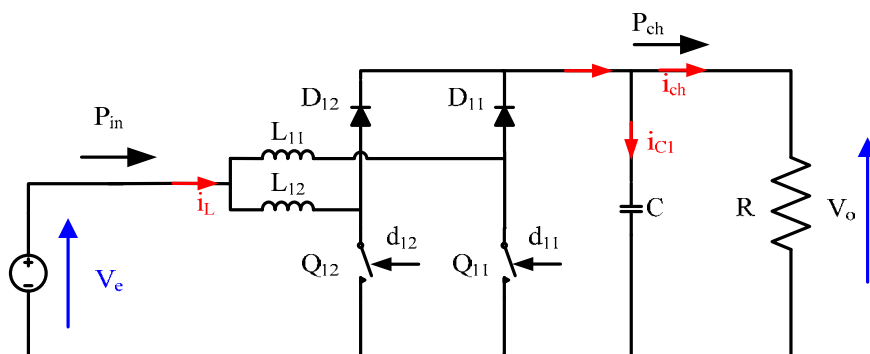


Figure 1-18. Convertisseur Boost entrelacé

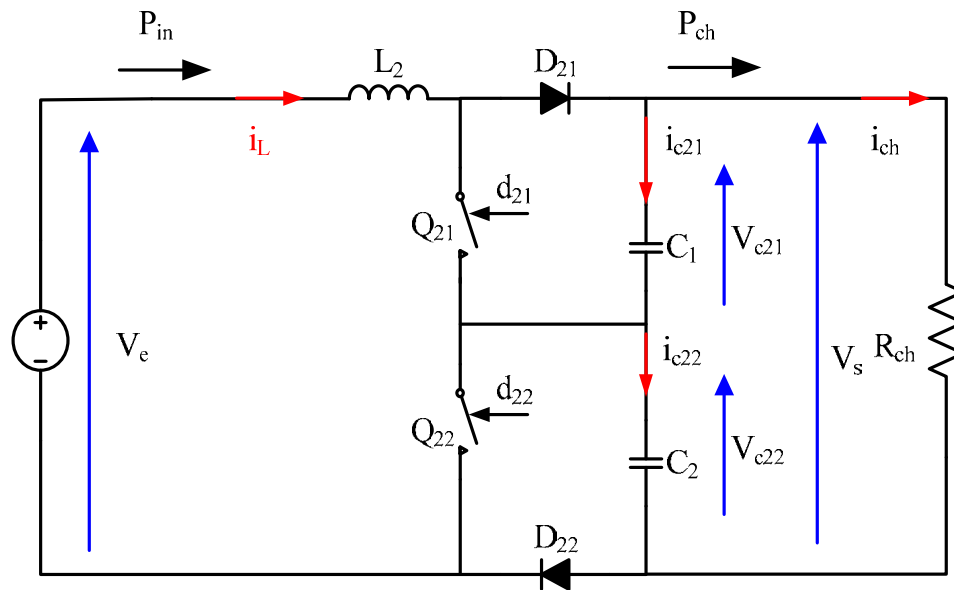


Figure 1-19. Convertisseur Boost trois niveaux.

Pour pouvoir comparer ces deux structures, nous imposons que les énergies électromagnétiques stockées dans les inductances sont identiques. Nous fixons donc la valeur de l'inductance du Boost entrelacé à  $L_{11}=L_{12}=L_{eq}/2$ .

De plus, les contraintes en tension aux bornes des composants semi-conducteurs de puissance sont différentes. Pour la structure classique ou entrelacée, la tenue en tension des semi-conducteurs est égale à la tension de sortie du convertisseur. Par contre, pour la structure à trois niveaux, la tension aux bornes des semi-conducteurs n'est que la moitié de la tension de sortie (en supposant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ ). Donc, le choix de l'une ou l'autre des deux 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. Actuellement, le MOSFET et l'IGBT sont les interrupteurs le plus souvent utilisés dans ce type d'application grâce à leur rapidité et leur commande simple [Crappe,2006].

Habituellement, le transistor MOSFET est utilisé pour des applications basse tension en profitant de leur faible chute de tension à l'état passant. Au contraire, l'IGBT est utilisé pour les applications à plus haute tension. Quant aux diodes, les diodes Schottky sont bien adaptées à notre application grâce à leur faible chute de tension à l'état passant et à leurs pertes de commutation quasi nulles. Les MOSFET de puissance peuvent avoir un calibre plus important en courant mais ont généralement une tenue en tension inférieure à celle des IGBT [Ixyspower,2011]. Ils sont souvent utilisés lorsque la contrainte en tension maximale est de quelques centaines de Volt.

Dans le cas contraire, il est nécessaire d'utiliser des semi-conducteurs de type IGBT. Ces différentes remarques conduisent au tableau 1-4. Un schéma électrique du système sans filtrage du courant d'entrée est présenté sur la figure 1-20. Les semiconducteurs utilisés sont donnés dans le tableau 1-5 [Huang,2008]. Le dimensionnement a été effectué pour une tension d'alimentation de 15V et une puissance nominale de 4,5kW. Les inductances ont été choisies pour un taux d'ondulation du courant d'entrée  $i_l$  de 25 A pour une tension d'entrée  $V_e=15V$ , une tension intermédiaire  $V_{int}$  de 40V et une tension de sortie  $V_s$  de 80V.

**Tableau 1-4.**  
**Nature des Interrupteurs et des Diodes pour les Deux Structures en Fonction du Niveau de Tension de Sortie.**

Tension de sortie ( $V_s$ )	< 150 V	150 V < $V_s$ < 300V	> 300 V
Boost entrelacé	MOSFET, Diode Schottky	IGBT, Diode à recouvrement rapide	IGBT, Diode à recouvrement rapide
Boost à trois niveaux	MOSFET, Diode Schottky	MOSFET, Diode Schottky	IGBT, Diode à recouvrement rapide

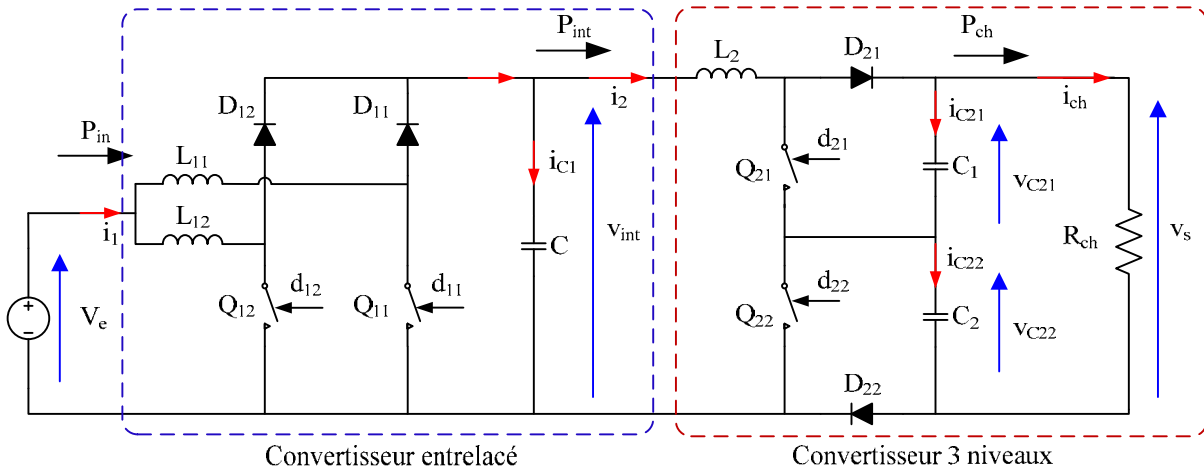


Figure 1-20. Topologie du convertisseur étudié.

**Tableau 1-5.**  
**Composants des Deux Structures pour une Tension de Sortie de 80V.**

Structure	Interrupteur	Diode	Inductance
Boost entrelacé	MOSFET 100V 230A (IXFN230N10)	Diode Schottky 150V 2X100A (DSS 2X101-015A)	$L_{11} = L_{12} = 36 \mu\text{H}$ $r_{L11} = r_{L12} = 66 \text{ m}\Omega$ $C=1000\mu\text{F}$ (AMCC50, 16 spires)
Boost à trois niveaux	MOSFET 100V 200A (IXTK 200N10P)	Diode Schottky 100V 320A (DSS 2x160-01A)	$L_2 = 50 \mu\text{H}$ $r_{L2} = 50 \text{ m}\Omega$ $C_1=600\mu\text{F}$ $C_2=600\mu\text{F}$ (AMCC63, 12 spires)

Le point de fonctionnement nominal utilisé pour les simulations et les validations expérimentales, a été choisi de manière à permettre les tests des algorithmes de commande et du système de filtrage au laboratoire. Il a les caractéristiques suivantes :

- Tension d'entrée nominale :  $V_e = 15\text{V}$ ,
- Tension intermédiaire :  $V_{\text{int}} = 40 \text{ V}$ ,
- Tension de sortie :  $V_s \approx 80 \text{ V}$ ,
- Courant d'entrée nominal :  $I_1 = 67\text{A}$ ,
- Puissance d'entrée nominale :  $P_{\text{in}} = 1 \text{ kW}$ .



## **1.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement des piles à combustible, exposé les différents type de pile actuellement disponibles et proposé une formule analytique permettant de connaître la caractéristique statique d'une PAC PEM qui intègre les variations d'humidité. Cette expression sera par la suite utilisée par la commande pour intégrer les contraintes liées à l'utilisation d'une pile à combustible. Nous avons ensuite présenté les différents types de convertisseurs DC/DC à haut ratio d'élévation permettant de connecter une pile à combustible basse tension à un réseau DC stabilisé. Puis nous avons présenté le convertisseur de puissance retenue comme convertisseur d'interface pour ces travaux de thèse. Il est constitué par la mise en cascade d'un convertisseur élévateur entrelacé et d'un convertisseur Boost trois niveaux. Ce choix permet d'obtenir un convertisseur utilisable pour des applications de moyenne voire de forte puissance avec un haut ratio d'élévation de tension et une haute densité de puissance, le rendement théorique étant voisin de 85.43% pour une puissance de charge de 1kW avec une tension d'entrée 15V, une tension intermédiaire de 40V et de sortie 80V. Cette valeur est une valeur minimale sachant que ce rendement peut dépasser les 90% lorsque la tension d'entrée et la puissance de charge augmentent.

## 1.6. Référence

- [Blaabjerg,2004] F. Blaabjerg, Z. Chen and S.B. Kjaer, “Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 19, no. 5, pp. 1184- 1194, Septembre 2004.
- [Buasri,2006] P. Buasri and Z.M. Salameh, “An Electrical Circuit Model for a Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC) ”, IEEE-Power Engineering Society General Meeting, 18-22, Juin 2006.
- [Choe,2007] G.-Y. Choe, J.-S. Kim, H.-S. Kang, B.-K. Lee and W.-Y. Lee, “Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC) Modeling for High Efficiency Fuel Cell Balance of Plant (BOP)”, International Conference on Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS, pp. 271-276, 8-11 Octobre 2007.
- [Crappe,2006] M. CRAPPE “L’Exploitation des Réseaux Electriques avec l’électronique de Puissance”, Lavoisier, 2006, ISBN 274621198X.
- [Di Dio,2008] V. Di Dio, D. La Cascia, R. Liga and R. Miceli, “Integrated Mathematical Model of Proton Exchange Membrane Fuel Cell Stack (PEMFC) with Automotive Synchronous Electrical Power Drive”, 18th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2008, pp.1-6, 6-9 Septembre 2008.
- [Dwari,2011] S. Dwari, L. Parsa, “An Efficient High Step-up Interleaved DC-DC Converter with a Common Active-Clamp”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 26, no.1, pp. 66-78, Janvier 2011.
- [Ebesui,2004] A.M. Ebesui, C.V. Boccuzzi, G. Ett, G. Janolio, G.Y. Saiki, J.A. Jardini, M. Ellern and V. Ett, “Development and Tests of a Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC) for Stationary Generation”, Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES , pp. 605- 610, 8-11 Novembre 2004.
- [Ellis,2001] M. W. Ellis, M. R. Von Spakovsky and D. J. Nelson, “Fuel Cell Systems: Efficient, Flexible Energy Conversion for the 21st Century”, IEEE Proceeding, vol. 89, no. 12, pp. 1808–1818, Décembre 2001.
- [Hinaje,2008] M. Hinaje, D. Nguyen, S. Rael and B. Davat, “Modeling of the Proton Exchange Membrane Fuel Cell in Steady State”, Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008. IEEE, pp. 3550-3556, 15-19 Juin 2008.
- [Huang,2008] B. Huang, A. Shahin, J.P.Martin, S. Pierfederici and B. Davat, “High Voltage Ratio non-Isolated DC-DC Converter for Fuel Cell Power Source Applications” ,Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008. IEEE, pp. 1277-1283, 15-19 Juin 2008.
- [Huang,2009] B. Huang, “Convertisseur Continu-Continu à Rapport de Transformation Elève pour Applications Pile à Combustible”, thèse de Doctorat de ENSEM, INPL, Nancy, 2009.
- [Ixyspower,2011] MOSFET- IXFN230N10, 2011, <http://www.ixyspower.com/>
- [Jin,2009] K. Jin, X. Ruan, M. Yang, and M. Xu, “A Hybrid Fuel Cell Power System”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 56, no.4, pp. 1212–1222, Avril. 2009.
- [Kramer,2008] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas, “Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems”, National Renewable Energy Laboratory, Technical Report, Mars 2008.

- [Lee,2006] J. Lee, J. Jo, S. Choi, and S. B. Han, “A 10-kW SOFC Low-Voltage Battery Hybrid Power Conditioning System for Residential Use”, IEEE Transaction Energy Conversion, vol. 21, no. 2, pp. 575–585, Juin 2006.
- [Lee,2007] B.-H. Lee, C.-E. Kim and G.-W. Moon “A New non-Isolated ZVZCS Voltage Doubler Rectified Boost-Integrated Half-Bridge(VDRBIHB) DC/DC Converter for Digital Car Audio Amplifier Power Supply”, Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007 IEEE, pp. 331-336, 17-21 Juin 2007.
- [Li,2007] Li. Wuhua, He. Xiangning, “An Interleaved Winding-Coupled Boost Converter with Passive Lossless Clamp Circuits”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1499-1507, Juillet 2007.
- [Nymand,2010] M. Nymand, M.A.E. Andersen, “High-Efficiency Isolated Boost DC–DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 505-514, Février. 2010.
- [Palma,2009] L. Palma, M. H. Todorovic and P. N. Enjeti, “Analysis of Common-Mode Voltage in Utility-Interactive Fuel Cell Power Conditioners”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 56, no. 1, pp.20-27, Janvier 2009.
- [Park,2009] Park Ki-Bum, Kim Chong-Eun, Moon Gun-Woo and Youn Myung-Joong, “PWM Resonant Single-Switch Isolated Converter”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no. 8, pp. 1876-1886, Août 2009.
- [Prudente,2005] M. Prudente, L.L. Pfitscher and R. Gules, “A Boost Converter with Voltage Multiplier Cells”, Power Electronics Specialists Conference, PESC 2005. IEEE 36th, pp. 2716-2721, 16-16 Juin 2005.
- [Ramos-Paja,2009] C.A. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral and L. Martínez-Salamero, “Minimum Fuel Consumption Strategy for PEM Fuel Cells”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 56, no.3, pp.685–696, Mars 2009.
- [Schenck,2005] M.E. Schenck, J.-S. Lai and K. Stanton, “Fuel Cell and Power Conditioning System Interactions”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, vol. 1, pp.114-120, 6-10 Mars 2005.
- [Seo,2006] Y. T. Seo, D. J. Seo, J. H. Jeong, and W. L. Yoon, “Development of Compact Fuel Processor for 2 kW Class Residential PEMFCS”, Journal Power Sources, vol. 163, no. 1, pp. 119–124, Décembre 2006.
- [Shahin,2010] A. Shahin, M. Hinaje, J.-P. Martin, S. Pierfederici, S. Rael and B. Davat “High Voltage Ratio DC–DC Converter for Fuel-Cell Applications”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, pp.3944-3955, Décembre 2010.
- [Thounthong,2006] P. Thounthong, S. Raël and B. Davat, “Test of a PEM Fuel Cell with Low Voltage Static Converter”, J. Power Sources, vol. 153, no. 1, pp. 145–150, Janvier 2006.
- [Viet,2006] 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”, Power Electronics Specialists Conference, PESC 2006. 37th IEEE, pp. 1- 7, 18-22 Juin 2006.
- [Walter,2003] J. Walter, and R.W. De Doncker, “High-power Galvanically Isolated DC/DC Converter Topology for Future Automobiles”, Power Electronics Specialist Conference, PESC 2003 IEEE 34th Annual, pp. 27- 32 vol.1, 15-19 Juin 2003.

[Wu,2008] Wu Tsai-Fu, Lai Yu-Sheng, Hung Jin-Chyuan and Chen Yaow-Ming, “Boost Converter with Coupled Inductors and Buck–Boost Type of Active Clamp”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 154-162, Janvier. 2008.

[Xu,2008] L. Xu, J. Hua, X. Li, Q. Meng, J. Li and M. Ouyang, “Control Strategy Optimization of a Hybrid Fuel Cell Vehicle with Braking Energy Regeneration”, Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2008. IEEE, pp. 1-6, 3-5 Septembre 2008.

[Yamaguchi,1990] M. Yamaguchi, T. Saito, M. Izumitani, S. Sugita, and Y. Tsutsumi, “Analysis of Control Characteristics Using Fuel Cell Plant Simulator”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 31, no. 5, pp. 378–386, Octobre. 1990.

[Zandi,2010] Majid ZANDI, “Contribution au Pilotage des Sources Hybrides d’Energie Electrique”, thèse de Doctorat de ENSEM, INPL, Nancy, 2010.

[Zhu,2006] L. Zhu “A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC–DC Converter for Bidirectional High Power Applications”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 422–429, Mars 2006.

# Chapitre 2

## **Chapitre 2: Modélisation et Estimation des Pertes dans un Convertisseur DC/DC Non-Isolé**

### **2.1. Introduction**

Pour maximiser le rendement d'une source telle qu'une pile à combustible, le point de fonctionnement de cette source doit être choisi près du point de rendement maximum [Mazumder,2007]. De plus, maximiser le rendement du convertisseur DC/DC sur une large gamme de puissance est aussi un point crucial [Waffler,2009], [Vargas,2008], [Vargas,2009].

Pour analyser les performances et le rendement d'un convertisseur, un modèle précis des pertes est nécessaire. Les pertes dans un convertisseur DC/DC non-isolé peuvent être classées en différents types : les pertes fer (hystérésis et courant Foucault), les pertes ohmiques en conduction et les pertes en commutation dans les semi-conducteurs. Fondamentalement, la modélisation des différents éléments constituant le convertisseur statique peut être classée en trois types [Yuancheng,2006]]: le modèle physique des paramètres de l'appareil, le modèle de comportement et le modèle analytique. Le modèle de comportement est utilisé largement dans l'analyse des pertes parce qu'il permet un bon compromis entre l'exactitude et le temps de simulation. Le modèle analytique (aussi appelé le modèle mathématique) est basé sur des circuits électriques équivalents, permettant de déduire les expressions des pertes [Yuancheng,2006]. Comparé aux deux premières méthodes, le modèle analytique est le plus rapide pour modéliser les convertisseurs statiques. Cependant, le défi majeur pour ce modèle est d'améliorer sa précision. En effet, ces modèles sont basés sur des paramètres qui évoluent en fonction du point de fonctionnement [Chang,2009].

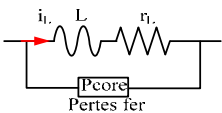
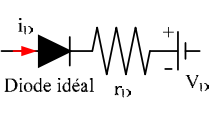
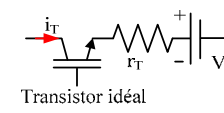
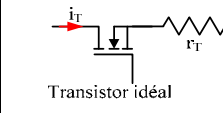
Dans ce chapitre, nous allons présenter une méthode pour estimer toutes les pertes d'un convertisseur DC/DC non isolé. Ces pertes prennent en compte la résistance parasite de l'inductance, les pertes magnétiques dans le noyau et les pertes en conduction et en commutation des semiconducteurs. Ce modèle de pertes sera validé par des résultats de simulation et expérimentaux. Ensuite, un modèle de pertes pour les convertisseurs non-isolés sera présenté. Ce modèle est réalisé autour de deux résistances ajoutées à l'entrée et à la sortie d'un convertisseur idéal. Une expression analytique de ces deux résistances sera déduite du modèle. Cependant, ces résistances étant fortement non-linéaires, des estimateurs de paramètres seront proposés pour identifier « en ligne » ces deux éléments. L'efficacité des estimateurs et leur dimensionnement seront détaillés et validés par des résultats de simulation et expérimentaux.

### **2.2. Modélisation des Pertes dans un Convertisseur non-Isolé**

#### **2.2.1. Prise en Compte des Composants Parasites pour les Différents Éléments**

Le tableau 2-1 indique les différents composants modélisés avec les résistances parasites pour l'inductance et son noyau magnétique, la diode, le transistor et les différents paramètres de chaque élément. Un modèle général simple pour la diode et le transistor à l'état passant est utilisé pour évaluer les pertes en conduction. Ce modèle est basé sur la tension de seuil de la jonction bipolaire et la résistance série à l'état passant. Pour l'inductance, le modèle est basé sur la résistance série et les pertes dans le noyau magnétique. Ces modèles sont donc définis en fonction des valeurs moyennes et efficaces du courant dans chaque élément ainsi que du rapport cyclique du transistor.

**Tableau 2-1**  
**Modèle de Pertes des Composants pour l'Electronique de Puissance**

	Inductance	Diode	Transistor bipolaire	Transistor unipolaire
Schéma du modèle utilisé				
Paramètres	L valeur de l'inductance (H). r <sub>L</sub> résistance série parasite (Ω). i <sub>L</sub> courant instantané (A). i <sub>LRMS</sub> valeur efficace du courant (A)	V <sub>D</sub> tension de seuil (V). r <sub>D</sub> résistance série (Ω). I <sub>D</sub> valeur moyenne du courant (A). i <sub>DRMS</sub> valeur efficace du courant (A)	V <sub>ON</sub> tension de seuil (V) r <sub>T</sub> résistance série à l'état passant (Ω). I <sub>T</sub> valeur moyenne du courant (A). i <sub>TRMS</sub> valeur efficace du courant (A)	r <sub>T</sub> résistance série (Ω). I <sub>T</sub> valeur moyenne du courant (A). i <sub>TRMS</sub> valeur efficace du courant (A)

### 2.2.2 Calcul des Pertes en Conduction

Pour estimer les pertes en conduction de chaque composant, nous avons besoin de calculer les valeurs moyennes et efficaces du courant. Ces valeurs dépendent de la pente du courant sur chaque intervalle, comme représenté sur la figure suivante:

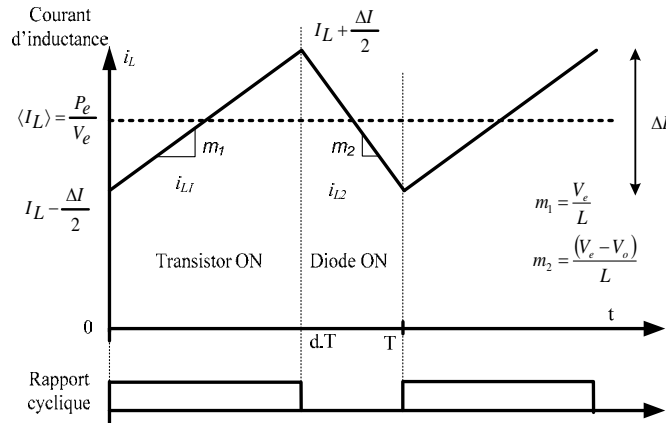


Figure 2-1. Forme d'onde du courant sur une période de découpage.

Le courant  $i_{L1}(t)$  sur l'intervalle  $[0, d.T]$  et  $i_{L2}(t)$  sur l'intervalle  $[d.T, T]$  est exprimé comme suit:

$$i_{L1}(t) = m_1 t + I_L - \frac{\Delta I}{2}, \quad 0 < t < d \cdot T \quad (2-1)$$

$$i_{L2}(t) = m_2 (t - t_o) + I_L + \frac{\Delta I}{2}, \quad d \cdot T < t < T \quad (2-2)$$

où:  $\Delta I = \frac{V_e}{L} \cdot d \cdot T$ ;  $t_o = d.T$ . et  $m_1, m_2$  sont les pentes du courant.

La valeur efficace est exprimée par:

$$I_{L1RMS} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^{d.T} i_{L1}^2(t) \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-3)$$

$$I_{L2RMS} = \left[ \frac{1}{T} \int_{dT}^T i_{L2}^2(t) \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-4)$$

### 2.2.2.1. Pertes en Conduction dans l'Inductance

On obtient ainsi l'expression des pertes dans la résistance de l'inductance:

$$P_{rL} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^T i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_L = (I_{L1RMS}^2 + I_{L2RMS}^2) \cdot r_L \quad (2-5)$$

### 2.2.2.2. Pertes en Conduction dans le Transistor

Les pertes en conduction dans le transistor peuvent être approximées par l'expression (2-6) où  $I_L$  est la valeur moyenne du courant  $i_L(t)$  et  $P_{in}$  est la puissance à l'entrée du convertisseur.

$$P_{TL} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^{dT} i_{L1}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_T + V_T \cdot I_L \cdot d \cdot T \quad (2-6)$$

où:  $I_L = \frac{P_{in}}{V_e}$

### 2.2.2.3. Pertes en Conduction dans la Diode

Les pertes en conduction dans la diode sont définies par l'expression (2-7).

$$P_{DL} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_{dT}^T i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_D + V_D \cdot I_L \cdot (1-d)T \quad (2-7)$$

### 2.2.2.4. Calcul des Pertes en Conduction Totale

Les pertes totales en conduction sont obtenues en additionnant les pertes en conduction de l'inductance, de la diode et du transistor et son expression est indiquée par la relation (2-8).

$$P_{Cond} = P_{rL} + P_{TL} + P_{DL}$$

$$P_{Cond} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^{dT} i_{L1}^2(t) \cdot dt + \int_{dT}^T i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_L + \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^{dT} i_{L1}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_T + \left[ \frac{1}{T} \left( \int_{dT}^T i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_D + V_T \cdot I_L \cdot d \cdot T + V_D \cdot I_L \cdot (1-d) \cdot T \quad (2-8)$$

## 2.2.3. Pertes dans le Circuit Magnétique

L'évaluation des pertes dans le noyau magnétique est importante pour le dimensionnement du circuit magnétique utilisé dans un convertisseur statique. Les pertes prises en compte dans cette partie sont les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault.

### 2.2.3.1. Estimation des Pertes par Hystérésis

Les pertes par hystérésis sont modélisées par Mulder en utilisant l'équation de Steinmetz [Mulder,1994]-[David,1998]. Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence de découpage et le niveau d'induction magnétique comme suit:



$$P_{hyst} = \rho_m K_1 F_s^{K_2} \hat{B}^{K_3} (C_{t_2} T^2 - C_{t_1} T + C_t) \quad (2-9)$$

Où :

- $P_{hyst}$  : La densité de puissance hystérésis (W/m<sup>3</sup>),
- $\rho_m$  : La densité du noyau (kg/m<sup>3</sup>),
- $F_s$  : La fréquence de coupage (kHz),
- $\hat{B}$  : L'induction maximale (Tesla),
- $K_1, K_2, K_3$  : Les coefficients de pertes,
- $C_b, C_{t1}, C_{t2}$  : Les coefficients de température,
- $T$  : La température du noyau magnétique.

Les coefficients de pertes ou les courbes expérimentales équivalentes pour les pertes sont fournies habituellement par le fabricant du noyau magnétique sous une excitation sinusoïdale. Pour les autres types d'applications comme les convertisseurs DC/DC, Albach et al [Mulder,1994], [Albach,1996] ont étendu l'applicabilité des coefficients  $K_1, K_2, K_3$  aux excitations magnétiques non sinusoïdales par le concept de fréquence équivalente:

$$P_{hyst} = \frac{1}{\tau} \rho_m K_1 f_{eq}^{K_2-1} \hat{B}^{K_3} (C_{t_2} T_{rs}^2 - C_{t_1} T_{rs} + C_t) \quad (2-10)$$

où :

- $\tau$  : La période de découpage (s),
- $f_{eq}$  : Fréquence équivalente (Hz).

La fréquence de découpage équivalent  $f_{eq}$  est calculée pour le convertisseur élévateur DC/DC commandée en MLI par [Sippola,2002] :

$$f_{eq} = \frac{2}{\pi^2} F_s \frac{1}{d(1-d)} \quad (2-11)$$

La valeur maximale de l'induction magnétique dans le noyau sur une période de découpage du convertisseur élévateur est:

$$\hat{B} = \frac{V_e \cdot d}{2 \cdot F_s \cdot N \cdot A_e} \quad (2-12)$$

où:

- $V_e$  : La tension d'entrée (V),
- $A_e$  : Section équivalent du noyau (m<sup>2</sup>).
- $N$  : Le nombre de spires de l'inductance.

Les pertes totales par hystérésis dans l'ensemble du circuit magnétique sont calculées en insérant (2-11) et (2-12) dans (2-10) et en multipliant la densité du matériau magnétique par son volume :

$$P_{hyst} = \rho_m K_1 \left( \frac{2}{\pi^2} F_s \frac{1}{d(1-d)} \right)^{K_2} \left( \frac{V_e d}{2 F_s N A_e} \right)^{K_3} (Ct_2 T_{rs}^2 - Ct_1 T_{rs} + Ct) A_e l_e \quad (2-13)$$

où:

$l_e$  : Longueur équivalente dans le circuit magnétique (m).

### 2.2.3.2. Estimation des Pertes par Courant de Foucault

Les pertes par courants de Foucault dans un noyau magnétique sont semblables aux pertes par courant de Foucault à l'intérieur d'un conducteur en cuivre. Ainsi elles sont directement proportionnelles à la fréquence de découpage et la valeur de l'induction magnétique.

Ces pertes sont générées par les variations du flux magnétique dans le matériau magnétique. Pour limiter la circulation des courants induits, le circuit magnétique est feuilleté. L'estimation des pertes par courant Foucault a été étudiée par Mulder et al [Sippola,2002], [Mulder,1994]. Ces densité de pertes notées  $\rho_{P_{eddy}}$  (W/kg) dépendent du carré des variations de l'induction magnétique  $(dB/dt)^2$ , de la fréquence de découpage, et du carré de l'épaisseur de peau  $\lambda^2$  comme suit [David,1998] :

$$\rho_{P_{eddy}} = \frac{\pi^2}{6 \rho \rho_m} (F_s \hat{B} \lambda)^2 \quad (2-14)$$

où  $\rho$  la résistivité électrique du noyau feuilleté ( $\Omega.m$ ). En remplaçant la valeur maximale de l'induction magnétique  $\hat{B}$  défini par (2-12) et en multipliant la densité de pertes par la densité du noyau  $\rho_m$  et le volume, les pertes totales par courant de Foucault  $P_{eddy}$  (W) peuvent être exprimées comme suit:

$$P_{eddy} = \frac{\pi^2}{6 \cdot \rho \cdot A_e} \left( \frac{V_e \cdot d \cdot \lambda}{2 \cdot N} \right)^2 \cdot l_e \quad (2-15)$$

On obtient ainsi les pertes fer totales  $P_{Core}$  en additionnant les deux types de pertes fer détaillés précédemment.

$$P_{Core} = P_{hyst} + P_{eddy} \quad (2-16)$$

### 2.2.4. Calcul des Pertes en Commutation dans les Semiconducteurs

Avec l'augmentation de la fréquence de découpage des semiconducteurs, les pertes en commutation constituent une part considérable de la puissance dissipée dans les convertisseurs statiques [Xiong,2009].

#### 2.2.4.1. Pertes en Commutation dans les Diodes

Quel que soit la technologie utilisée pour la diode présente dans le convertisseur statique (type PIN ou type shottky), les pertes à l'amorçage sont négligeables comparées aux pertes au blocage. Cependant, pour les diodes à jonction, le courant de recouvrement de la diode pendant la phase de blocage entraîne une augmentation significative des pertes dans la diode ainsi que dans le transistor [Rajapakse,2005]. Dans le cas de diodes Shottky, le courant inverse est de nature capacitif, ce qui

implique une amplitude ( $I_{rrm}$ ) plus petite. Les formes d'ondes idéalisées au blocage d'une diode, aussi bien de type bipolaire que Schottky, sont montrées sur la figure 2-2.

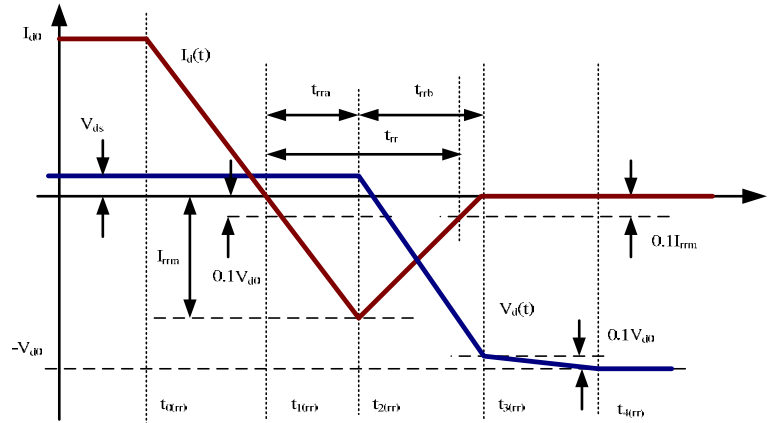


Figure 2-2. Courbes approximatives d'une diode au blocage.

Pendant la phase de blocage, la pente initiale du courant ( $dI_d/dt$ ) dans la diode est déterminée par la vitesse d'amorçage du transistor. On peut alors aisément calculer la durée  $t_{rra}$ . Ensuite, un courant négatif apparaît et lorsqu'il a atteint sa valeur maximale  $I_{rrm}$  (calculée en fonction de  $Q_{rr}$  et  $t_{rr}$ ), la tension inverse aux bornes de la diode s'établit rapidement [Rajapakse,2005]. Le calcul de la durée  $t_{rrb}$  se fait en utilisant la donnée  $t_{rr}$  et la durée  $t_{rra}$  précédemment calculée. Ainsi l'énergie dissipée pendant la phase de blocage est définie par la relation (2-17).

$$\begin{aligned}
 W_{DSW} &= \int_{t_0(rr)}^{t_4(rr)} V_d(t) I_d(t) dt \\
 &= \int_{t_0(rr)}^{t_2(rr)} V_d(t) I_d(t) dt + \int_{t_2(rr)}^{t_3(rr)} V_d(t) I_d(t) dt
 \end{aligned} \tag{2-17}$$

Où  $t_{rr}$  représente le temps de récupération,  $Q_{rr}$  la charge stockée.

L'énergie dissipée sur l'intervalle  $[t_{3(rr)}-t_{4(rr)}]$  est négligée, car le courant est proche de zéro. En regardant les caractéristiques fournies par le fabricant, nous pouvons obtenir l'énergie totale dissipée dans la diode pendant la phase de commutation et ainsi définir la puissance dissipée.

$$P_{DSW} = (W_{DSW}) \cdot F_s \tag{2-18}$$

## 2.2.4.2. Approximation des Pertes en Commutation pour les IGBT

Les équations algébriques de la commutation sont généralement fondées sur le fait que l'évolution du courant et de la tension pendant la commutation est fonction des valeurs finales et initiales du courant et de la tension, comme détaillé dans [Rajapakse,2005], [Bryant,2006]. On suppose que la commutation débute lorsque le driver fournit un courant de grille pour charger la capacité d'entrée du semiconducteur. On néglige donc le retard engendré par le driver. Le niveau des pertes entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT permettent de négliger toutes les autres pertes.

### 2.2.4.2.1. Calcul des Pertes à l'Amorçage dans un IGBT

Dans les bases de données fournies par les fabricants, l'amorçage est caractérisé par le temps de retard ( $t_{d(on)}$ ), le temps de montée ( $t_r$ ) et l'énergie dissipée à l'amorçage ( $W_{on}$ ). Généralement, il

existe trois méthodes d'extraction de paramètres. La première est une estimation simple fondée sur des valeurs empiriques. La seconde est basée sur une extrapolation des données du fabricant et la troisième est basée sur des mesures expérimentales simples.

Pour rendre la procédure d'extraction pratique, les trois méthodes sont employées conjointement [Bryant,2006]. Le temps de commutation est divisé en 5 périodes ( $t_1$  à  $t_5$ ) comme illustré en figure 2-3.

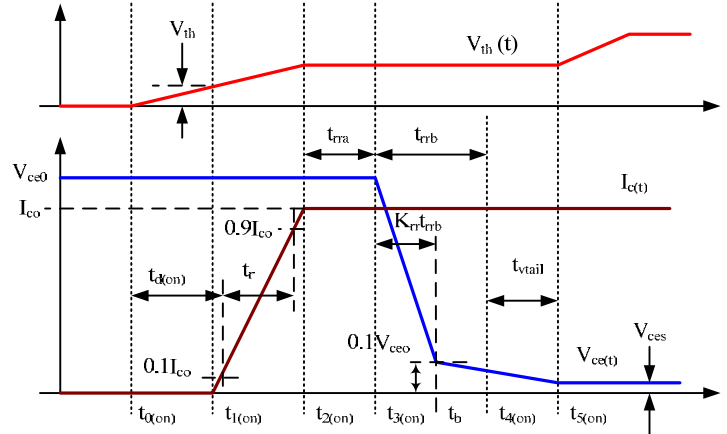


Figure 2-3. Formes d'onde du courant  $I_c$  et de la tension  $V_{ce}$  à l'amorçage d'un IGBT.

La tension appliquée sur la grille de l'IGBT pour l'amorçage à l'instant  $t_{0(on)}$  permet de faire croître la tension  $V_{ge}$  progressivement, avec une pente déterminée par la capacité d'entrée de l'IGBT et la résistance de grille du driver [Rajapakse,2005]. Cette séquence n'intervient pas dans le calcul de perte puisque le courant est nul. Après un temps  $t_{d(on)}$ , lorsque  $V_{ge}$  atteint une tension de seuil  $V_{th}$ , le courant du collecteur  $I_c$  augmente rapidement. La pente de montée du courant du collecteur peut être déterminée par la relation suivante:

$$\frac{dI_c}{dt} = \frac{0.8I_{c0}}{t_r} \quad (2-19)$$

$I_{c0}$  et  $t_r$  étant respectivement le courant commuté et le temps de montée du courant (donnée du fabricant). Lorsque le courant de charge est entièrement transférée à la IGBT à  $t_{2(on)}$ , la diode force son courant de recouvrement à circuler à traverser l'IGBT. Ce courant est négligé ici pour plus de simplicité. La durée de cette séquence correspond au temps  $t_{rra}$  présenté sur les figures 2-2 et 2-3. A l'instant  $t_{3(on)}$ , la tension collecteur-émetteur  $V_{ce}$  commence à diminuer. Les valeurs du coefficient  $K_{rr}$  et de la durée  $t_{vtail}$  sont calculées comme indiqué par [Rajapakse,2005]. L'énergie dissipée pendant l'amorçage est définie par la relation (2-20).

$$W_{Ton} = \int_{t_{0(on)}}^{t_{5(on)}} V_{ce}(t) I_c(t) dt \quad (2-20)$$

#### 2.2.4.2.2. Calcul des Pertes au Blocage de l'IGBT

La figure 2-4 montre les formes d'ondes pendant la phase de blocage de l'IGBT. Le blocage est caractérisé dans les documentations des constructeurs par un temps de retard  $t_{d(off)}$ , un temps de chute  $t_f$ , et une énergie de blocage  $W_{off}$ . Le début du processus de blocage correspond à l'application d'une tension négative sur la grille de l'IGBT à l'instant  $t_{0(off)}$ . Comme précédemment, on néglige le retard généré par le driver. La capacité d'entrée de l'IGBT se décharge progressivement à travers la

résistance du driver et la tension grille-émetteur  $V_{ge}$  diminue. Cependant, durant cet intervalle, la tension collecteur-émetteur  $V_{ce}$  reste pratiquement inchangée jusqu'à une chute suffisante de la tension  $V_{ge}$  pour placer l'IGBT hors de la zone de saturation. Ensuite, la tension  $V_{ce}$  augmente rapidement avec une pente :

$$\frac{dV_{ce}}{dt} = \frac{0.9V_{ce0}}{(1 - k_{off}) \cdot t_{d(off)}} \quad (2-21)$$

La valeur de la constante  $K_{off}$  peut être déterminée pour un type donné d'IGBT par des essais expérimentaux [Rajapakse,2005].

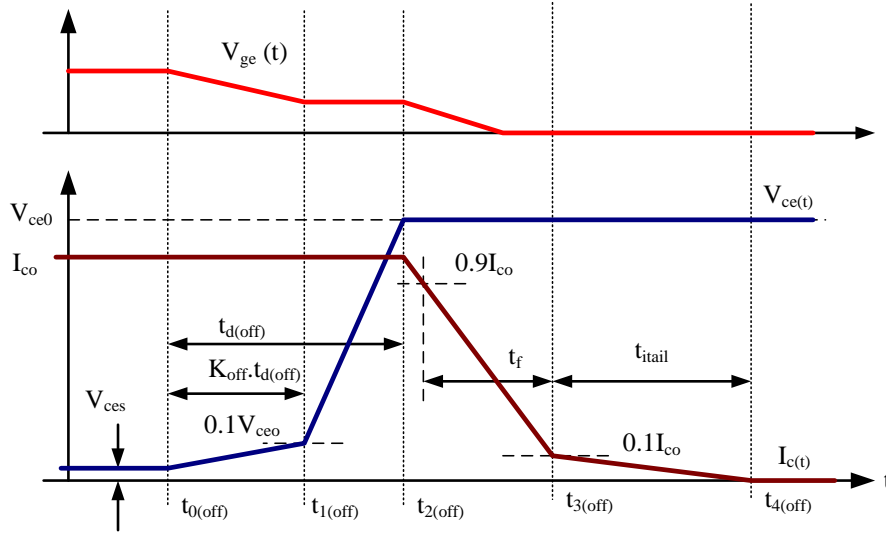


Figure 2-4. Courbes approximatives pour le blocage d'un IGBT.

Le calcul de la durée correspondant au courant de queue  $t_{tail}$  est détaillé en [Rajapakse,2005]. Comme précédemment, une expression approximative pour l'énergie dissipée pendant la phase de blocage peut être développée. On obtient ainsi la relation (2-22):

$$W_{Toff} = \int_{t_0(off)}^{t_4(off)} V_{ce}(t) I_c(t) dt \quad (2-22)$$

### 2.2.4.2.3. Pertes Totales en Commutation pour IGBT

La multiplication de l'énergie totale dissipée pendant les phases de commutation par la fréquence de découpage donne la puissance de perte totale en commutation. En rassemblant (2-20), (2-22) pour les deux types des pertes, et en regardant les caractéristiques et les paramètres fournis par le fabricant, nous pouvons estimer les pertes totales en commutations de l'IGBT par :

$$P_{TSW} = (W_{Ton} + W_{Toff}) \cdot F_s \quad (2-23)$$

### 2.2.4.3. Approximation des Pertes à la Commutation dans un MOSFET

Le modèle proposé utilise des formes d'ondes linéaires et donc approximatives des formes d'onde réelles se produisant lors de la commutation d'un composant de type MOSFET. Les pertes à l'amorçage et au blocage se produisent pendant les intervalles de temps  $t_r$  et  $t_f$  respectivement.

Les capacités parasites du MOSFET sont représentées sur la figure 2-5 et sont nécessaires pour le calcul des pertes. Ces valeurs sont définies en utilisant les valeurs spécifiées dans les documentations des constructeurs  $V_{ds\_spec}$ ,  $C_{rss\_spec}$ , et  $C_{iss\_spec}$ . Comme dans [Eberle,2008], [Rael,2008], le condensateur  $C_{ds}$  du MOSFET est négligé dans le modèle proposé car il a un impact minime sur les pertes en commutation, et sa prise en compte complique largement le processus de modélisation [Eberle,2008].

$$C_{gd} = 2C_{rss\_spec} \sqrt{\frac{V_{ds\_spec}}{V_{ap}}} \quad (2-24)$$

$$C_{iss} = C_{iss\_spec} \quad (2-25)$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{gd} \quad (2-26)$$

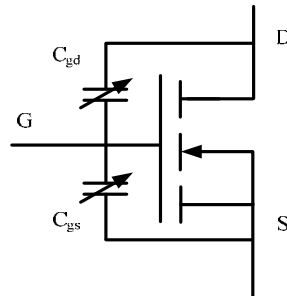


Figure 2-5. Modèle Conventionnel capacitif du MOSFET.

### 2.2.4.3.1. Calcul des Pertes à l'Amorçage pour un MOSFET

Lorsque des composants de type MOSFET sont utilisés, nous devons considérer deux cas. Le premier correspond à un fonctionnement où l'interrupteur commandable est associé à une diode dans la cellule de commutation [Brown,2006]. Le second correspond au cas du redressement synchrone [Eberle,2008] où la cellule de commutation est constituée de deux interrupteurs commandables.

#### 2.2.4.3.1.1. Pertes à l'amorçage lors d'un redressement Synchrone

L'instant initial d'amorçage correspond à l'instant où le driver fournit un courant non-nul pour charger les capacités d'entrée de la grille du transistor. Les formes d'ondes idéalisées pendant l'amorçage sont représentées sur la figure 2-6 [Eberle,2008]. On suppose dans le calcul des pertes proposé que le courant  $I_{ON}$  correspond au courant à la fin de la commutation, donc à la fin de l'intervalle de temps  $t_r$ .

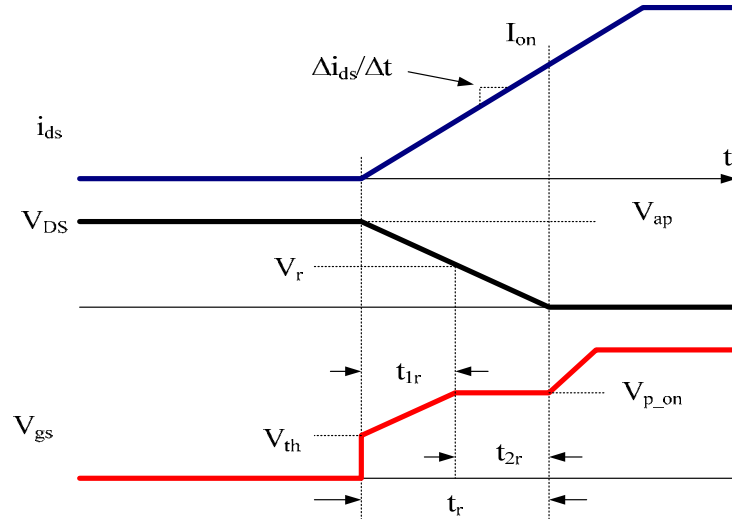


Figure 2-6. Formes d'ondes pour le MOSFET pendant la phase d'amorçage à redressement synchrone.

En supposant les variations de tension  $V_{ds}$  et de courant  $i_{ds}$  affines, les équations de tension  $V_{ds}$ , de courant  $i_{ds}$  et la variation de la tension  $V_{gs}$  pendant l'intervalle de temps  $t_{1r}$  sont définies par:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DS} = V_{ap} - \frac{V_{ap}}{t_r} t \\ i_{ds} = \frac{I_{on}}{t_r} t \\ \Delta V_{gsr} = V_{p\_on} - V_{th} \end{array} \right. \quad (2-27)$$

La pente du courant drain-source  $i_{ds}$  définie d'après la figure 2-6 pendant l'intervalle  $t_{1r}$  et la valeur de la tension intermédiaire  $V_r$  à la fin de cet intervalle sont définies par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta i_{ds}}{\Delta t} = \frac{g_{fs} \Delta V_{gsr}}{t_{1r}} \\ I_{on} = \frac{\Delta i_{ds}}{\Delta t} t_r \end{array} \right. \quad (2-28)$$

$$V_r = V_{ap} - L_{par} \frac{g_{fs} \Delta V_{gsr}}{t_{1r}} \quad (2-29)$$

où  $V_{ap}$  est la tension entre le drain et la source,  $L_{par}$ , de très faible valeur, correspond à l'inductance parasite dû au packaging [Zheng,2010] et  $g_{fs}$  est la transconductance du transistor.

Le temps de montée  $t_{1r}$  pour un courant fournit à la grille sur un temps  $t_{1r}$  est défini à partir de (2-29) et de la relation suivante :

$$t_{1r} = \frac{C_{gs} \Delta V_{gsr} + C_{gd} [\Delta V_{gsr} + V_{ap} - V_r]}{I_{g1r}} \quad (2-30)$$

Pendant l'intervalle de temps  $t_{2r}$ , la tension aux bornes de la capacité  $C_{gd}$  reste constante à  $V_{p\_ON}$ , tandis que la capacité  $C_{gd}$  est déchargée par le courant  $I_{g2r}$  sur le temps  $t_{1r}$ . La durée de l'intervalle  $t_{2r}$  est définie par :

$$t_{2r} = \frac{C_{gd} V_r}{I_{g2r}} \quad (2-31)$$

Les calculs de la tension  $V_{p-on}$ , des courants  $I_{g1r}$  et  $I_{g2r}$  sont détaillés en [Eberle,2008], [Eberle,2009] et utilisent pour leur calcul les paramètres liés au driver (tension d'alimentation, résistance série,...) et au composant (tension de seuil, inductance interne, transconductance...).

La durée  $t_r$  total pendant l'amorçage est donnée par:

$$t_r = t_{1r} + t_{2r} \quad (2-32)$$

L'énergie dissipée à l'amorçage est obtenue par la relation suivante :

$$\left\{ W_{TON} = \int_0^{t_r} V_{DS} i_{ds} dt = \frac{1}{6} V_{ap} I_{on} t_r \quad (2-33) \right.$$

### 2.2.4.3.1.2. Pertes à l'amorçage pour une cellule de commutation avec Diode

Les formes d'onde typique obtenues à l'amorçage ont été détaillées dans les travaux de [Brown,2006] et sont présentées sur la figure 2-7.

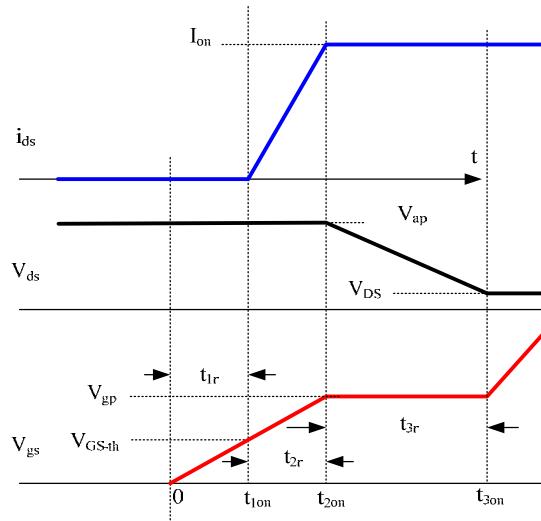


Figure 2-7. Formes d'ondes idéalisées pendant la phase d'amorçage pour une cellule de commutation avec diode.

Dans le cas où les éléments parasites du système sont négligés, on peut supposer les variations de tension  $V_{ds}$  et de courant  $i_{ds}$  affines. Elles vérifient alors :



$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \begin{cases} V_{ap} & 0 < t < t_2 \\ \frac{-V_{ap}}{t_{r2} + t_{r1}} t & t_2 < t < t_3 \end{cases} \\ i_{ds} = \begin{cases} \frac{I_{on}}{t_{r2} + t_{r1}} t & t_1 < t < t_2 \\ I_{on} & t_2 < t < t_3 \end{cases} \end{array} \right. \quad (2-34)$$

Les temps de montée  $t_{1r}$ ,  $t_{2r}$  et  $t_{3r}$  pour les formes d'amorçage sont définis à partir de (2-35) où  $t_{don}$  est le temps de retard,  $R_g$  est la résistance de grille et  $V_{GS-app}$  est la tension appliquée sur la grille. Ces paramètres sont utilisés pour estimer les transitoires de commutation du MOSFET et sont détaillés en [Brown,2006]:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{1r} \\ t_{2r} \\ t_{3r} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} t_{don} \\ R_g (C_{gs} + C_{gd}) \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{V_{gp}}{V_{GS-app}}} \right) \\ \frac{(V_{ap} - V_{DS}) R_g \cdot C_{gd}}{V_{GS-app} - V_{gp}} \end{array} \right\} \quad (2-35)$$

L'énergie dissipée à l'amorçage est obtenue par la relation suivante :

$$W_{TON} = \left\{ \begin{array}{l} \int_{t_{1on}}^{t_{2on}} V_{ds} i_{ds} dt + \int_{t_{2on}}^{t_{3on}} V_{ds} i_{ds} dt \\ \frac{1}{2} V_{ap} I_{on} (t_{2r} + t_{3r}) \end{array} \right. \quad (2-36)$$

### 2.2.4.3.2. Calcul des Pertes au Blocage dans un MOSFET

#### 2.2.4.3.2.1. Pertes au blocage lors d'un redressement Synchrones

Sur la figure 2-8 sont représentées les formes d'ondes simplifiées pendant la phase de blocage d'un transistor MOSFET.

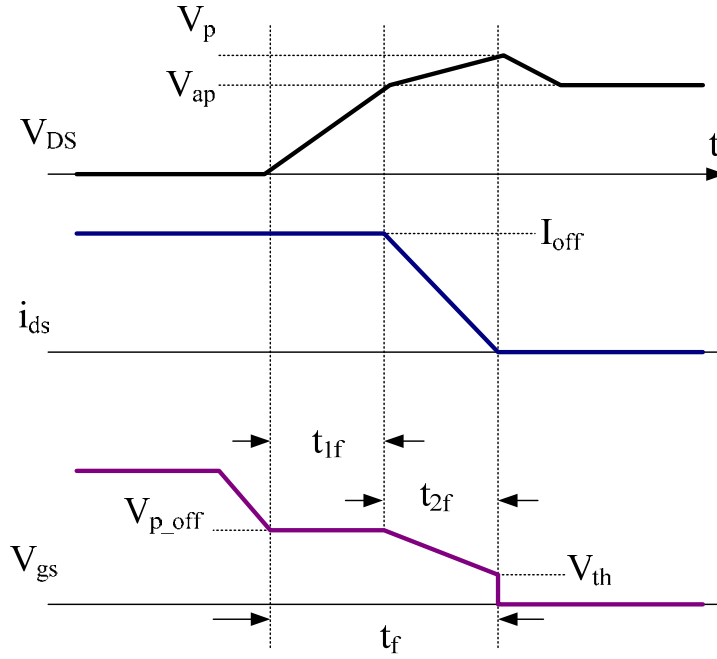


Figure 2-8. Formes d'onde simplifiées pendant le blocage à redressement synchrone.

L'intervalle de temps  $t_{1f}$  est le temps nécessaire pour décharger la capacité  $C_{gd}$  à travers le courant de grille  $I_{g1f}$ . Il s'exprime par :

$$t_{1f} = \frac{C_{gd} V_{app}}{I_{g1f}} \quad (2-37)$$

$$\Delta V_{gsf} = V_{p-off} - V_{th} \quad (2-38)$$

L'intervalle de temps  $t_{2f}$  est donné par la relation (2-40) pour un courant de grille noté  $I_{g2f}$

$$V_{p-off} = V_{ap} + L_{par} \frac{g_{fs} \Delta V_{gsf}}{t_{2f}} \quad (2-39)$$

$$t_{2f} = \frac{C_{gs} \Delta V_{gsf} + C_{gd} [(V_p - V_{ap}) + \Delta V_{gsf}]}{I_{g2f}} \quad (2-40)$$

Comme pour la commutation à l'amorçage, le calcul de la tension  $V_{p-off}$ , des courants  $I_{g1f}$  et  $I_{g2f}$  sont détaillés en [Eberle,2008], [Eberle,2009].

La tension drain-source  $V_{DS}$  pendant l'intervalle de temps  $t_{2f}$  peut être déterminée comme suit:

$$V_{DS} = V_{ap} + L_{par} \frac{g_{fs} \Delta V_{gsf}}{t_{2f}} \quad (2-41)$$

Le temps total  $t_f$  de la phase de blocage est donnée par :

$$t_f = t_{1f} + t_{2f} \quad (2-42)$$

L'énergie dissipée pendant la phase de blocage s'obtient alors par la relation suivante :

$$W_{TOFF} = \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{t_{1f}} V_{DS} i_{ds} dt + \int_{t_{1f}}^{t_{2f}} V_{DS} i_{ds} dt \\ \frac{1}{2} V_{app} I_{off} t_{1f} + \left( \begin{array}{l} \frac{1}{6} (V_p - V_{ap}) I_{off} \\ + \frac{1}{2} V_{ap} I_{off} \end{array} \right) t_{2f} \end{array} \right\} \quad (2-43)$$

### 2.2.4.3.2.2. Pertes au blocage pour une cellule de commutation avec Diode

Sur la figure 2-9 sont représentées les formes d'ondes simplifiées pendant la phase de blocage d'un transistor MOSFET pour une cellule de commutation avec diode.

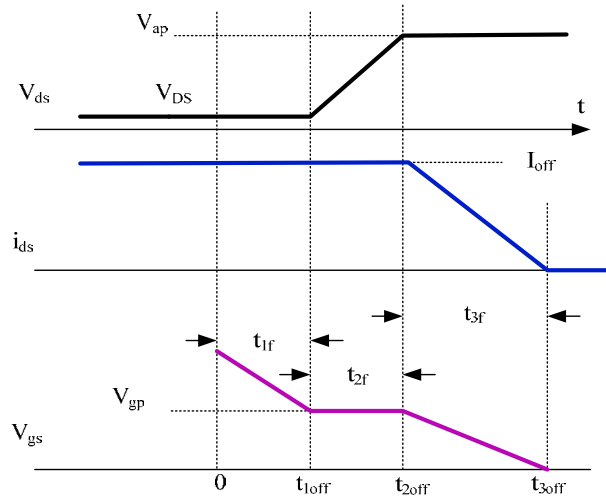


Figure 2-9. Formes d'onde simplifiées pendant le blocage pour une cellule de commutation à diode.

Comme pour l'amorçage, les intervalles de temps  $t_{1f}$ ,  $t_{2f}$  et  $t_{3f}$  sont les temps nécessaires au calcul des pertes pendant le blocage, où  $V_{GS-th}$  est la tension de seuil. Ils s'expriment par:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{1f} \\ t_{2f} \\ t_{3f} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} t_{doff} \\ R_g \cdot C_{gd} \cdot \left( \frac{V_{ap} - V_{DS}}{V_{gp}} \right) \\ R_g (C_{gs} + C_{gd}) \ln \left( \frac{V_{gp}}{V_{GS-th}} \right) \end{array} \right\} \quad (2-44)$$

L'énergie dissipée pendant la phase de blocage s'obtient alors par la relation suivante :

$$W_{TOFF} = \begin{cases} \int_0^{t_{1off}} V_{ds} i_{ds} dt + \int_{t_{1off}}^{t_{2off}} V_{ds} i_{ds} dt + \int_{t_{2off}}^{t_{3off}} V_{ds} i_{ds} dt \\ V_{DS} I_{off} \cdot t_{1f} + \frac{1}{2} V_{ap} I_{off} (t_{2f} + t_{3f}) \end{cases} \quad (2-45)$$

#### 2.2.4.4. Pertes Totales en Commutation pour un MOSFET

Les pertes totales pendant les phases de commutation dans un MOSFET pour les deux cas (cellule de commutation avec diode ou redressement synchrone) sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{Bmatrix} P_{TON} \\ P_{TOFF} \\ P_{TSW} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} W_{TON} \cdot F_s \\ W_{TOFF} \cdot F_s \\ P_{TON} + P_{TOFF} \end{Bmatrix} \quad (2-46)$$

#### 2.2.5. Estimation des Pertes Totales dans un Convertisseur non-Isolé

En rassemblant les pertes totales antérieures (2-8), (2-16), (2-18) et (2-23) ou (2-46) en fonction du type de transistor utilisé, les pertes totales dans le convertisseur deviennent:

$$P_{perte\_total} = P_{Cond} + P_{DSW} + P_{Core} + P_{TSW} \quad (2-47)$$

### 2.3. Modèle de Convertisseur DC/DC non Isolé avec Pertes

Les pertes totales dans le convertisseur exprimées dans la relation (2-47) peuvent être modélisées par une formule simple utilisant une résistance série  $r_s$  et une résistance parallèle  $R_p$ . Ces résistances sont non linéaires; des expressions analytiques de ces résistances peuvent être obtenues à partir de la modélisation des pertes précédentes données par la relation (2-47) et une comparaison avec l'expression:

$$P_{perte\_total} = I_L^2 r_s + \frac{V_o^2}{R_p} \quad (2-48)$$

où  $r_s$  et  $R_p$  représentent les résistances analytiques série et parallèle.

On obtient ainsi le modèle représenté sur la figure 2-10. On identifie facilement la structure du convertisseur sans pertes. Les seules pertes négligées sont les pertes dans la capacité de sortie.

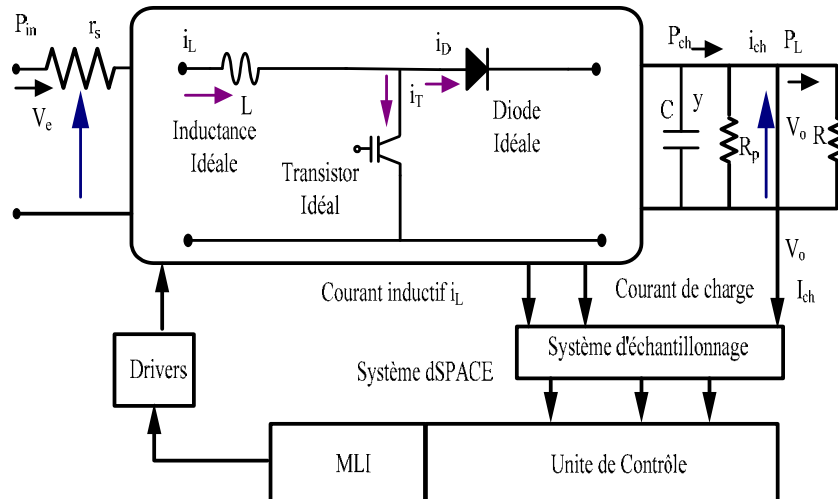


Figure 2-10. Schéma d'un hacheur Boost avec pertes.

### 2.3.1. Prise en Compte des Pertes dans un Convertisseur Boost

Le schéma électrique du convertisseur "Boost" est présenté sur figure 2-11 avec les éléments parasites modélisant les pertes des différents éléments du convertisseur. Dans l'exemple présenté, le semi-conducteur commandable est de type IGBT et la diode est de type PIN.

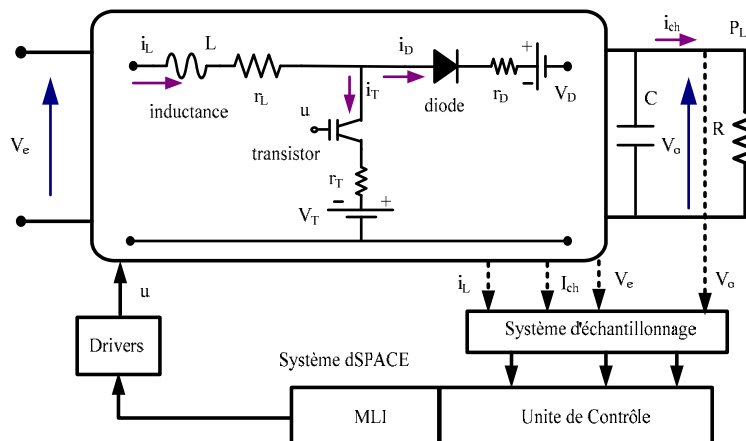


Figure 2-11. Schéma du convertisseur élévateur avec les éléments parasites.

Les pertes dans les différents éléments du convertisseur vont être détaillées en appliquant les expressions générales présentées dans la partie précédente.

#### 2.3.1.1. Calcul du Rapport Cyclique en Fonction du Point de Fonctionnement

Pour estimer les pertes en conduction de chaque composant, nous avons besoin de calculer les valeurs moyennes et efficaces du courant. La valeur efficace des courants dépend de la pente du courant sur chaque intervalle. La forme d'onde de courant dans un hacheur élévateur est rappelée sur la figure suivante :

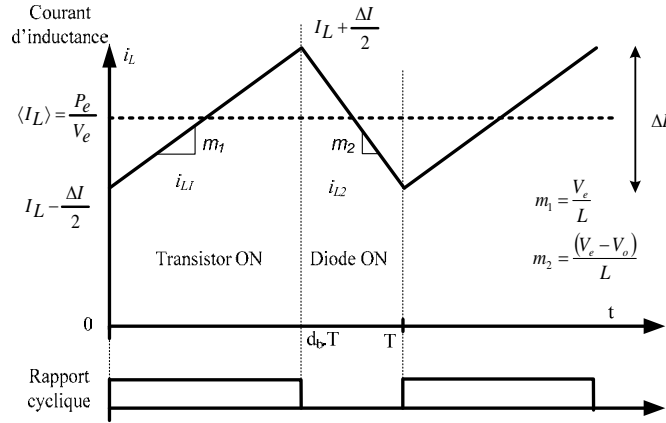


Figure 2-12. Forme d'onde du courant pour un hacheur élévateur non - isolé.

Le courant  $i_{L1}(t)$  sur l'intervalle  $[0, d_b.T]$  et  $i_{L2}(t)$  sur l'intervalle  $[d_b.T, T]$  est exprimé comme suit :

$$i_{L1}(t) = m_1 t + I_L - \frac{\Delta I}{2}, \quad 0 < t < d_b \cdot T \quad (2-49)$$

$$i_{L2}(t) = m_2 (t - t_o) + I_L + \frac{\Delta I}{2}, \quad d_b \cdot T < t < T \quad (2-50)$$

où:  $\Delta I = \frac{V_e}{L} \cdot d_b \cdot T$  ;  $t_o = d_b.T$  et  $m_1, m_2$  sont les pentes du courant.

La valeur efficace des courants  $i_{L1}(t)$  et  $i_{L2}(t)$  est exprimée par :

$$I_{L1RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{d_b.T} i_{L1}^2(t) \cdot dt} \quad (2-51)$$

$$I_{L2RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{d_b.T}^T i_{L2}^2(t) \cdot dt} \quad (2-52)$$

Pour déterminer ces intervalles précisément, il est nécessaire de définir le rapport cyclique en fonction des éléments parasites. L'équation d'état au sens des grandeurs moyennes, du convertisseur élévateur avec les éléments parasites est donnée par la relation (2-53).

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= V_e - r_L i_L - V_T d_b - i_L r_T d_b - i_L r_D (1 - d_b) - V_D (1 - d_b) - V_o (1 - d_b), \\ C \frac{dV_o}{dt} &= i_L (1 - d_b) - \frac{V_o}{R} \end{aligned} \quad (2-53)$$

En régime permanent, la tension de la sortie  $V_o$  et le rapport cycle peuvent être exprimés par les relations (2-54) et (2-55) fondée sur le schéma de figure 2-11.

$$V_o = \frac{V_e - d_b \cdot V_T - (1 - d_b) \cdot V_D}{(1 - d_b) + \frac{r_L + d_b \cdot r_T + (1 - d_b) \cdot r_D}{(1 - d_b) \cdot R}} \quad (2-54)$$

$$d_b = \frac{1}{2 \cdot R \cdot (V_T - (V_D + V_o))} \cdot \left( R \cdot (V_e - 2 \cdot (V_D + V_o) + V_T) + \sqrt{\left( R \cdot (V_e - 2 \cdot (V_D + V_o) + V_T) \right)^2 - 4 \cdot (R \cdot (V_e - (V_D + V_o)) - (r_L + r_D) \cdot V_o) \cdot R \cdot (V_T - (V_D + V_o))} \right) \quad (2-55)$$

### 2.3.1.2. Calcul des Pertes en Conduction

En réutilisant les calculs précédents donnés au paragraphe 2.2.2., il vient alors pour chaque composant :

Expression des pertes en conduction dans l'inductance

$$P_{rLb} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_L = (I_{L1RMS}^2 + I_{L2RMS}^2) \cdot r_L \quad (2-56)$$

Expression des pertes en conduction dans l'IGBT où  $I_L = \frac{P_{in}}{V_e}$  :

$$P_{TLb} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^{d_b T} i_{L1}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_T + V_T \cdot I_L \cdot d_b \cdot T \quad (2-57)$$

Expression des pertes en conduction dans la diode

$$P_{DLb} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_{d_b T}^T i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_D + V_D \cdot I_L \cdot (1 - d_b) T \quad (2-58)$$

### 2.3.1.3. Expression des Pertes Totales en Conduction du Boost

Les pertes en conduction totale de Boost sont obtenues en additionnant les pertes en conduction de l'inductance, de la diode et du transistor et son expression est indiquée par la relation (2-59).

$$P_{condb} = P_{rLb} + P_{TLb} + P_{DLb} \quad (2-59)$$

### 2.3.1.4. Expression des Pertes Fer du Boost

D'après la relation 2-13, les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique sont définies par

$$P_{hystb} = \rho_m K_1 \left( \frac{2}{\pi^2} F_s \frac{1}{d_b (1 - d_b)} \right)^{K_2} \left( \frac{V_e d_b}{2 F_s N A_e} \right)^{K_3} (Ct_2 T_{rs}^2 - Ct_1 T_{rs} + Ct) A_e l_e \quad (2-60)$$

D'après la relation 2-15, les pertes par courant de foucault dans le circuit magnétique sont définies par :

$$P_{eddyb} = \frac{\pi^2}{6 \cdot \rho \cdot A_e} \left( \frac{V_e \cdot d_b \cdot \lambda}{2 \cdot N} \right)^2 \cdot l_e \quad (2-61)$$

On obtient ainsi les pertes fer totales en additionnant les deux types de pertes fer précédents. On obtient :

$$P_{Coreb} = P_{hystb} + P_{eddyb} \quad (2-62)$$

### 2.3.1.5. Calcul des Pertes en Commutation

#### 2.3.1.5.1. Approximation de l'Energie Dissipée au Blocage de la Diode

D'après les figures 2-2, 2-11 et 2-12, l'énergie dissipée pendant la phase de blocage devient:

$$W_{DSWb} = \left( \frac{V_{ds}}{2} \left( I_L - \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Doff,0 \rightarrow 1}) + \left( \frac{V_{ds}}{2} (I_{rrm}) \right) (t_{Doff,1 \rightarrow 2}) + \frac{V_o I_{rrm}}{4} (t_{Doff,2 \rightarrow 3}) \quad (2-63)$$

avec :

$$t_{Doff,0 \rightarrow 1} = \frac{\left( \left( I_L - \frac{\Delta I}{2} \right) \right)}{\left( \frac{dId}{dt} \right)} \quad t_{Doff,1 \rightarrow 2} = \frac{(I_{rrm})}{\left( \frac{dId}{dt} \right)}$$

$$t_{Doff,2 \rightarrow 3} = t_{rrb}, \quad t_{rra} = \frac{I_{rrm}}{\left( \frac{dId}{dt} \right)}, \quad t_{rrb} = 1.11(t_{rr} - t_{rra}), \quad Q_{rr} = \frac{t_{rr} I_{rrm}}{2}$$

Où  $t_{rr}$  représente le temps de recouvrement et  $Q_{rr}$  la charge stockée.

#### 2.3.1.5.2. Approximation des Pertes Totales à la Commutation la Diode

La puissance dissipée par commutation des diodes s'exprime par :

$$P_{DSWb} = (W_{DSWb}) \cdot F_s \quad (2-64)$$

#### 2.3.1.5.3. Approximation de l'Energie Dissipée à l'Amorçage de l'IGBT

D'après la relation 2-20, l'énergie dissipée pendant la commutation de l'IGBT devient:

$$W_{Tonb} = \left( \frac{V_o}{2} \left( I_L - \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Ton1 \rightarrow 2}) + V_o \left( I_L - \frac{\Delta I}{2} \right) (t_{Ton2 \rightarrow 3}) + \left( \frac{V_o}{2} \left( I_L - \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Ton3 \rightarrow 4}) + \left( \frac{0.1V_o}{2} \left( I_L - \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Tonb \rightarrow 4}) \quad (2-65)$$

avec:

$$t_{Ton,1 \rightarrow 2} = 1.25t_r, \quad t_{Ton,2 \rightarrow 3} = t_{rra},$$

$$t_{Ton,3 \rightarrow 4} = K_{rr} t_{rrb}, \quad t_{Tonb \rightarrow 4} = (1 - K_{rr}) t_{rrb} + t_{vtail}$$

#### 2.3.1.5.4. Approximation de l'Energie Dissipée au Blocage de l'IGBT

D'après la relation 2-22, l'énergie dissipée pendant la phase de blocage de l'IGBT devient :

$$W_{Toffb} = \left( \frac{0.1V_o}{2} \left( I_L + \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Toff,0 \rightarrow 1}) + \left( \frac{V_o}{2} \left( I_L + \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Toff,1 \rightarrow 2}) + \left( \frac{V_o}{2} \left( I_L + \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Toff,2 \rightarrow 3}) + \left( \frac{0.1V_o}{2} \left( I_L + \frac{\Delta I}{2} \right) \right) (t_{Toff,3 \rightarrow 4}) \quad (2-66)$$

où :

$$t_{Toff,0 \rightarrow 1} = k_{off} t_{d(off)}, \quad t_{Toff,1 \rightarrow 2} = (1 - k_{off}) t_{d(off)},$$

$$t_{Toff,2 \rightarrow 3} = 1.25t_f, \quad t_{Toff,3 \rightarrow 4} = t_{itail}$$



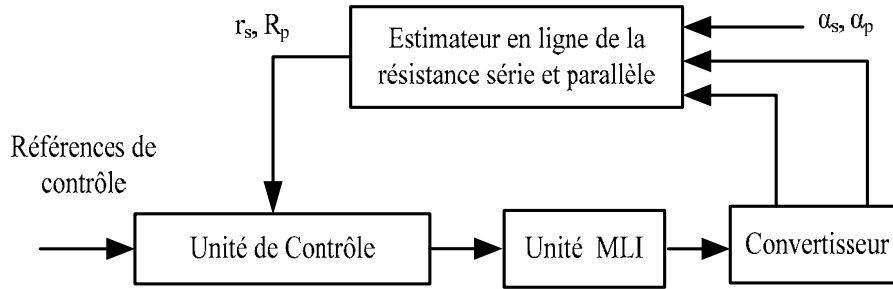
### 2.3.1.5.5. Approximation des Pertes Totales à la Commutation dans l'IGBT

Les pertes à la commutation dans l'IGBT peuvent être estimées par :

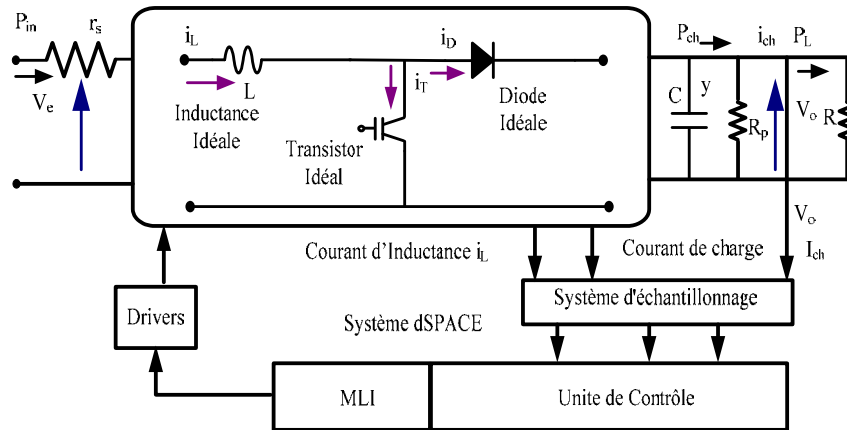
$$P_{TSWb} = (W_{Tonb} + W_{Toffb}) \cdot F_s \quad (2-67)$$

### 2.4. Schéma de Contrôle avec Système d'Estimation Paramétrique

Les deux résistances utilisées dans le modèle défini par la relation 2-43 sont des résistances non linéaires dont la valeur évolue en fonction du point de fonctionnement, de la température ou des variations de paramètres. Il est donc nécessaire de suivre en ligne leur évolution pour que le modèle du convertisseur avec pertes soit le plus juste possible. La définition des observateurs paramétriques se base sur l'hypothèse que la dynamique d'asservissement de l'énergie de référence est bien plus rapide que la dynamique des observateurs. On va donc, dans cette partie détailler les estimateurs paramétriques. Les performances de l'algorithme proposé sont vérifiées par des résultats de simulations et validées expérimentalement. La figure 2-13-a montre le schéma bloc du contrôleur d'énergie proposé. Ce contrôle sera détaillé dans le chapitre 3. Le schéma du convertisseur avec pertes est rappelé sur la figure 2-13-b.



(a). Schéma de bloc du contrôleur.



(b). Schéma du modèle avec pertes du convertisseur.

Figure 2-13. Résistances estimées série et parallèle pour le contrôle.

Les équations différentielles régissant le fonctionnement des estimateurs des deux résistances  $r_s$  et  $R_p$  sont définies ci-dessous en utilisant les notations de la figure 2-13 où  $\hat{r}_s$  et  $\hat{R}_p$  représentent respectivement les valeurs estimées de  $r_s$  et  $R_p$ .

$$\frac{d\hat{r}_s}{dt} = \alpha_s (\hat{P}_a - P_a) \cdot \left( \frac{V_e}{P_{in}} \right)^2, \quad P_{in} = P_{inref} \quad \forall t \quad (2-68)$$

$$\frac{d\hat{R}_p}{dt} = \alpha_p (\hat{i}_d - i_d) \cdot \frac{\hat{R}_p^2}{V_o}, V_o = V_{oref} \quad \forall t \quad (2-69)$$

avec :

$$P_a = (1 - d) \cdot V_o \cdot i_L,$$

$$\hat{P}_a = P_{in} - \hat{r}_s \left( \frac{P_{in}}{V_e} \right)^2,$$

$$i_d = (1 - d) \cdot i_L,$$

$$\hat{i}_d = i_{ch} + \frac{V_o}{\hat{R}_p}$$

où :

$P_{inref}$  : La référence de puissance d'entrée (W),

$\hat{P}_a$  : La puissance estimée (W),

$V_{oref}$  : La référence de tension de sortie (V),

$i_d$  : Le courant dans la diode (A),

$\hat{i}_d$  : Le courant estimé de la diode (A),

$\alpha_s$  : Le coefficient pour l'estimation de la résistance série

$\alpha_p$  : Le coefficient pour l'estimation de la résistance parallèle.

### 2.4.1. Stabilité des Estimateurs Paramétriques Proposés

La stabilité et la dynamique des estimateurs sont déterminées par les coefficients  $\alpha_s$  et  $\alpha_p$ . Pour prouver la stabilité, on définit deux fonctions de Lyapunov candidates comme suit :

$$V(\hat{r}_s) = \frac{1}{2} (\hat{P}_a - P_a)^2, \quad V(\hat{R}_p) = \frac{1}{2} (\hat{i}_d - i_d)^2 \quad (2-70)$$

La dérivée de cette fonction de Lyapunov pour une puissance d'entrée positive conduit à :

$$\dot{V}(\hat{r}_s) = (\hat{P}_a - P_a) \frac{d(\hat{P}_a - P_a)}{d\hat{r}_s} \frac{d\hat{r}_s}{dt}, \quad \dot{V}(\hat{R}_p) = (\hat{i}_d - i_d) \frac{d(\hat{i}_d - i_d)}{d\hat{R}_p} \frac{d\hat{R}_p}{dt} \quad (2-71)$$

Avec (2-68), (2-69), et (2-71), nous pouvons simplifier la dérivée de la fonction de Lyapunov. Il devient:

$$\dot{V}(\hat{r}_s) = -\alpha_s (\hat{P}_a - P_a)^2 \leq -2\alpha_s V(\hat{r}_s), \quad \dot{V}(\hat{R}_p) = -\alpha_p (\hat{i}_d - i_d)^2 \leq -2\alpha_p V(\hat{R}_p), \quad \forall \alpha_s, \alpha_p > 0 \quad (2-72)$$

Ainsi, en choisissant ces deux coefficients positifs, on montre que les deux erreurs d'estimation convergent exponentiellement vers zéro.

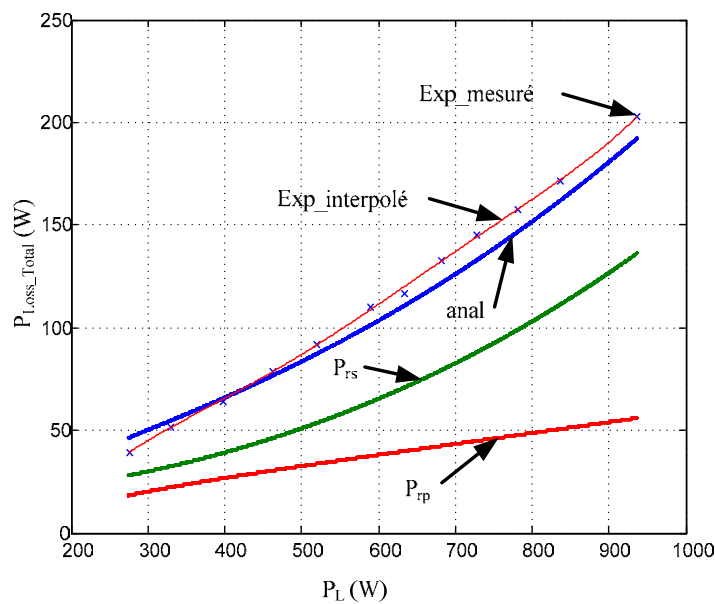
### 2.4.2. Comparaison des Résultats Théoriques et Expérimentaux sur un convertisseur Boost

La validation des estimateurs paramétriques et leur dimensionnement a été réalisé sur un convertisseur Boost de faible puissance (1 kW) dont les paramètres sont indiqués dans le tableau 2-2.

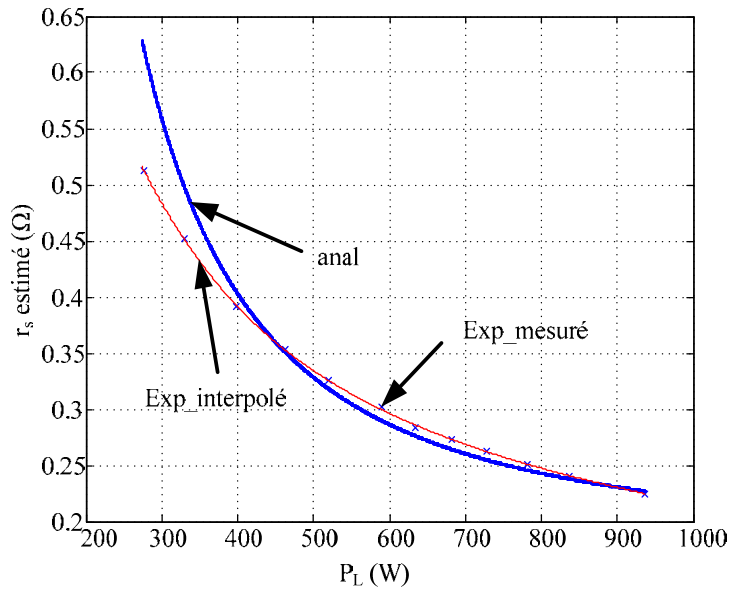
**Tableau 2-2.**  
**Paramètres du Système**

Convertisseur élévateur	Inductance	: $L=554\mu\text{H}$ , $r_1 = 0.12\Omega$
	Capacité de sortie	: $C= 1100\mu\text{F}$ ,
	Noyau magnétique	: Powerlite AMCC50 Metglas
	Semi-conducteur	: IGBT-SKM50GB123D
Fréquence de découpage	15kHz	
Tension d'entrée	50V	
Charge	Résistance variable	

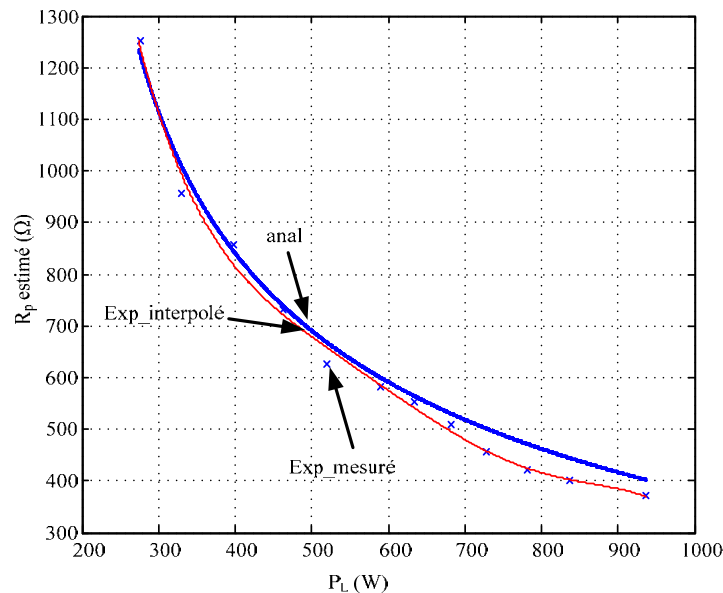
La figure 2-14-a présente l'évolution des pertes totales (relevés expérimentaux et résultats théoriques) ainsi que l'évolution des pertes théoriques dans les résistances fictives  $r_s$  et  $R_p$  notées respectivement  $P_{rs}$  et  $P_{rp}$ . Même si l'ajout d'un élément résistif en sortie du modèle du convertisseur permet de diminuer les pertes ramenées à l'entrée du convertisseur, la majorité des pertes sont associée à la résistance série placée à l'entrée du convertisseur. Les figures 2-14-b et 2-14-c montrent l'évolution de la valeur des résistances  $r_s$  et  $R_p$  estimées et calculées à partir de leurs expressions analytiques en fonction de la puissance de charge. Un pourcentage d'erreur acceptable de 15% est obtenu pour l'estimation des pertes et des résistances  $r_s$  et  $R_p$ . Cette erreur vient d'une part des valeurs des paramètres utilisées pour le modèle analytique et d'autre part des imperfections de mesure.



(a). Puissance de perte totale (analytique et expérimentale),



(b). Evolution de la valeur de la résistance série (analytique et expérimentale),



(c). Evolution de la valeur de la résistance parallèle (analytique et expérimentale),

Figure 2-14. Comparaison entre les résultats expérimentaux et analytiques pour la fréquence de découpage  $F_s = 15$  kHz.

## 2.5. Etude Analytique des Pertes en Fonction de la Puissance de Charge, du Niveau de Tension de Sortie et de la Fréquence de Découpage du Boost

Sur la figure 2-15 sont présentés différents résultats permettant d'analyser l'influence sur les pertes dans le convertisseur et sur les valeurs des résistances fictives  $r_s$  et  $R_p$ , des variations de trois paramètres à savoir la puissance de charge  $P_L$ , la fréquence de découpage de l'interrupteur  $F_s$  et le niveau de tension de sortie  $V_O$ .

On remarque aussi que la résistance série fictive varie inversement proportionnellement à la puissance de charge, et varie proportionnellement à la tension de sortie et à la fréquence de découpage particulièrement à faible charge (figures 2-15-a et 2-15-b).

De même la résistance fictive parallèle est peu dépendante de la fréquence de découpage. Elle varie inversement proportionnellement à la puissance de charge et proportionnellement au niveau de tension de sortie (figures 2-15-c et 2-15-d). On voit clairement que quand la puissance de charge, la fréquence de découpage ou le niveau de tension augmentent, les pertes font de même (figures 2-15-e et 2-15-f) ce qui est conforme aux attentes. Comme attendu, le rendement du dispositif de conversion (figure. 2-15-g et 2-15-h) présente un optimum dépendant du ratio d'élévation, de la puissance de charge et de la fréquence de découpage.

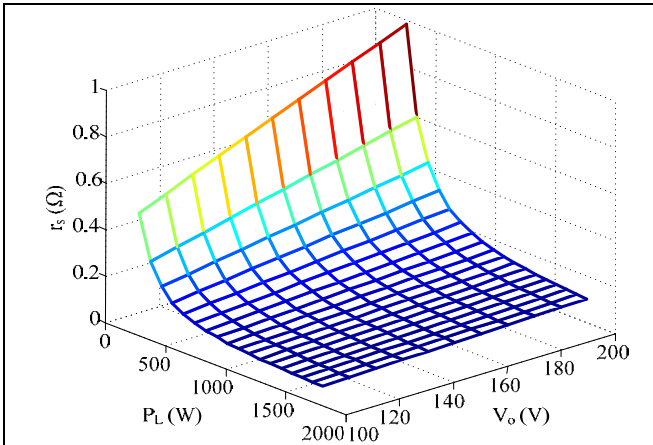


Figure 2-15-a. Résistance série en fonction de  $P_{ch}$  et  $V_o$ , fréquence  $F_s = 15$  kHz.

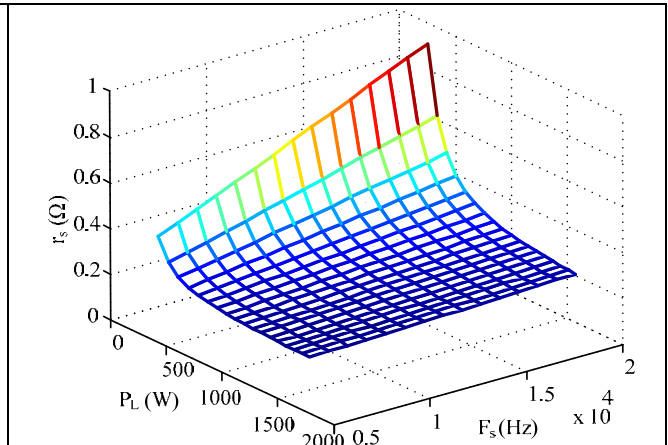


Figure 2-15-b. Résistance série en fonction de  $P_{ch}$  et  $F_s$ , pour  $V_o = 150$  V.

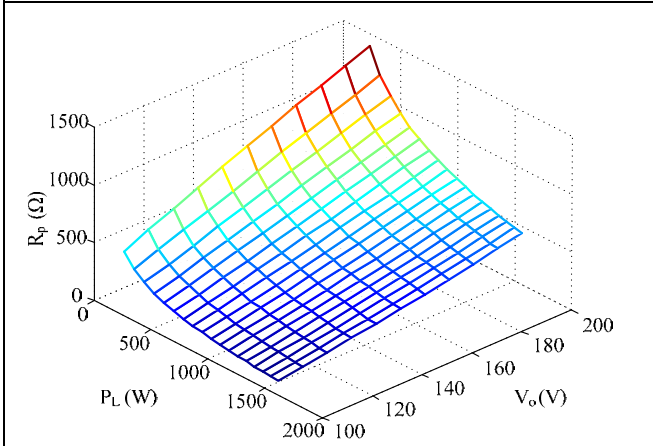


Figure 2-15-c. Résistance parallèle en fonction de  $P_{ch}$  et  $V_o$ , fréquence  $F_s = 15$  kHz.

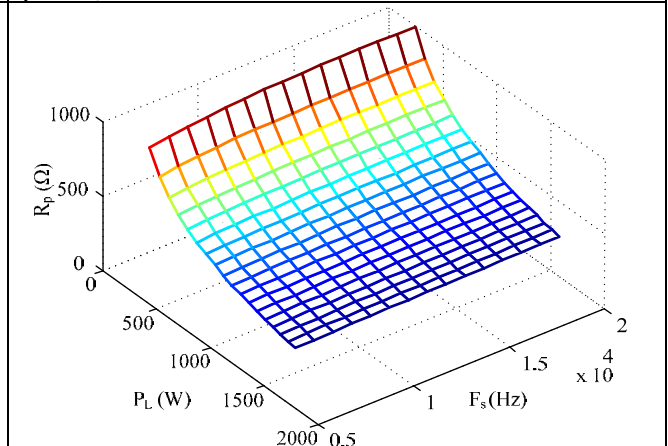


Figure 2-15-d. Résistance parallèle en fonction de  $P_{ch}$  et  $F_s$ , pour  $V_o = 150$  V.

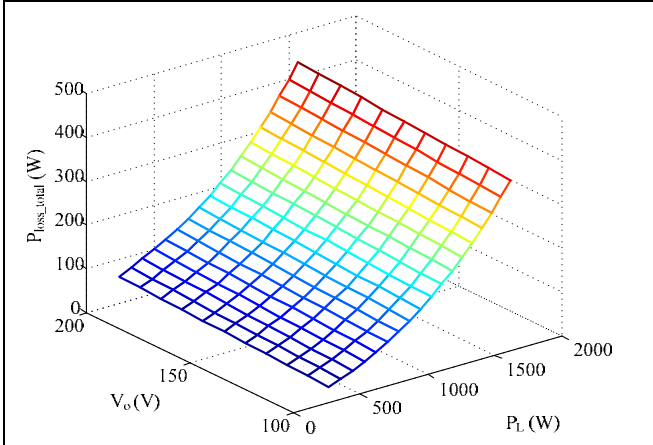


Figure 2-15-e. Perte totale de puissance en fonction de  $P_{ch}$  et  $V_o$ , fréquence  $F_s = 15$  kHz.

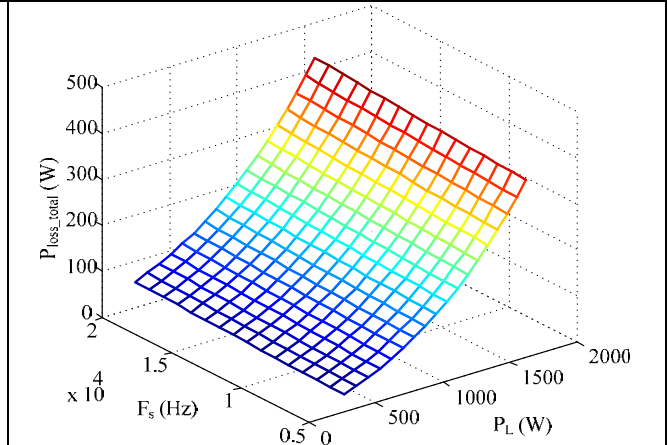


Figure 2-15-f. Perte totale de puissance en fonction de  $P_{ch}$  et  $F_s$ , pour  $V_o = 150$  V.

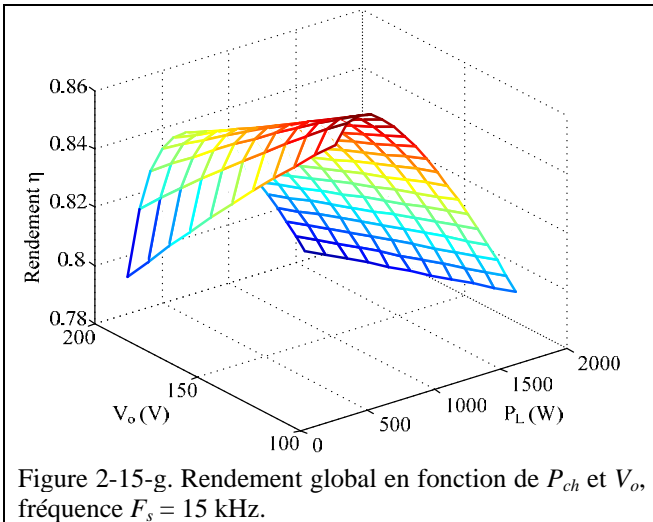


Figure 2-15-g. Rendement global en fonction de  $P_{ch}$  et  $V_o$ , fréquence  $F_s = 15$  kHz.

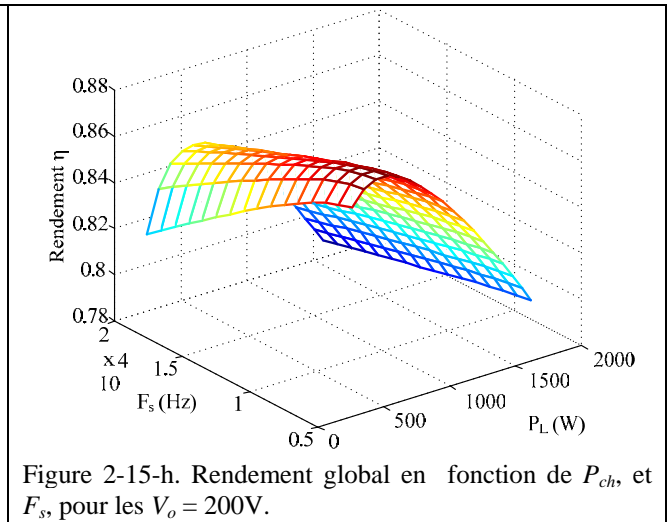


Figure 2-15-h. Rendement global en fonction de  $P_{ch}$ , et  $F_s$ , pour les  $V_o = 200$ V.

Figure 2-15. Evolution des pertes dans le système en fonction de la puissance de charge, de la tension d'entrée et de la fréquence de découpage pour une tension d'entrée fixée à 50V.

## 2.6. Validation Expérimentale sur un Convertisseur Boost

Les essais sont réalisés sur un convertisseur dont les paramètres sont ceux donnés dans le tableau 2-2. La figure 2-16 montre l'évolution des résistances estimées  $\hat{r}_s$  et  $\hat{R}_p$  quand l'estimateur est activé sur un front descendant du signal de contrôle sachant qu'avant le début de l'estimation, les valeurs des deux résistances série et parallèle sont fixées à des valeurs initiales quelconques. La figure 2-17 montre le partage expérimental des puissances  $P_{\text{loss\_total}}$ ,  $P_{\text{loss\_Rp}}$ ,  $P_{\text{loss\_rs}}$ , les pertes totales étant égale à le somme des pertes série et parallèle.

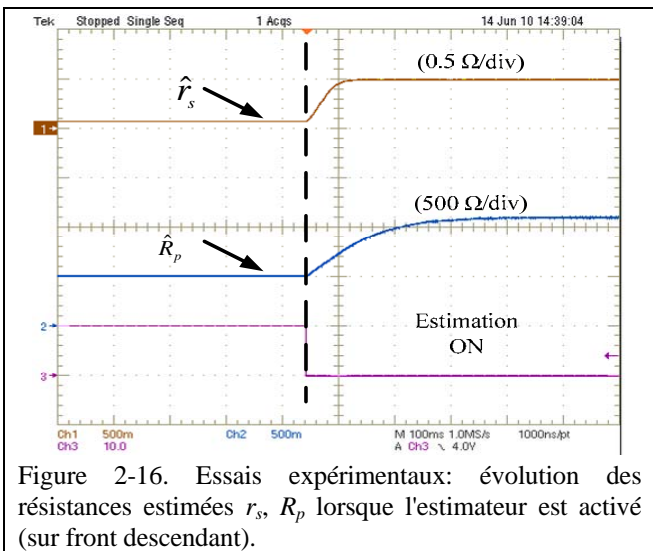


Figure 2-16. Essais expérimentaux: évolution des résistances estimées  $r_s$ ,  $R_p$  lorsque l'estimateur est activé (sur front descendant).

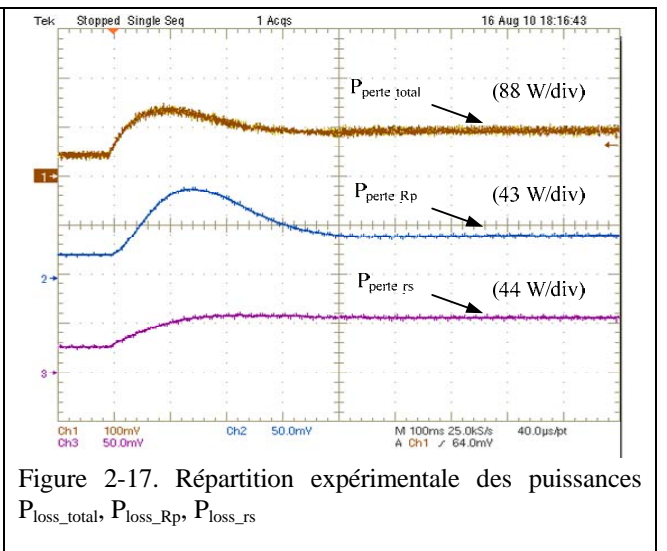


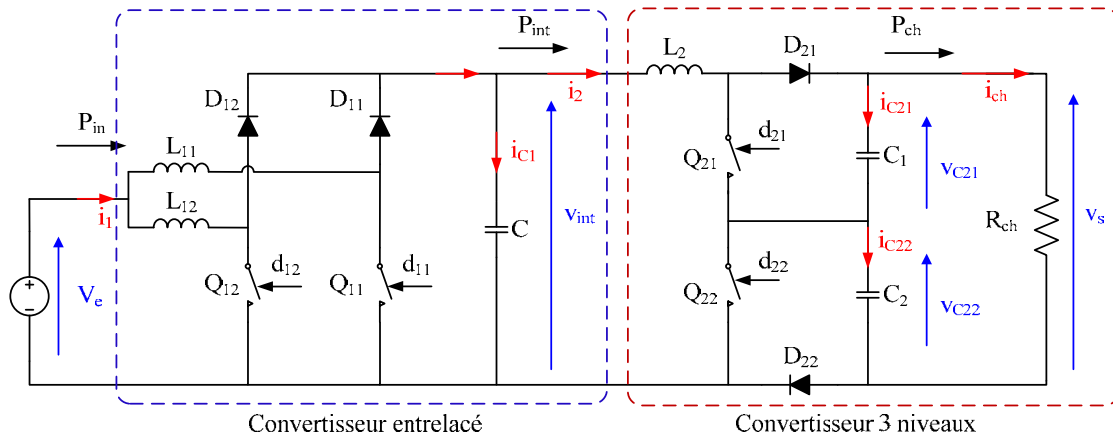
Figure 2-17. Répartition expérimentale des puissances  $P_{\text{loss\_total}}$ ,  $P_{\text{loss\_Rp}}$ ,  $P_{\text{loss\_rs}}$

## 2.7. Application à l'évaluation des Pertes pour le Système en Cascade

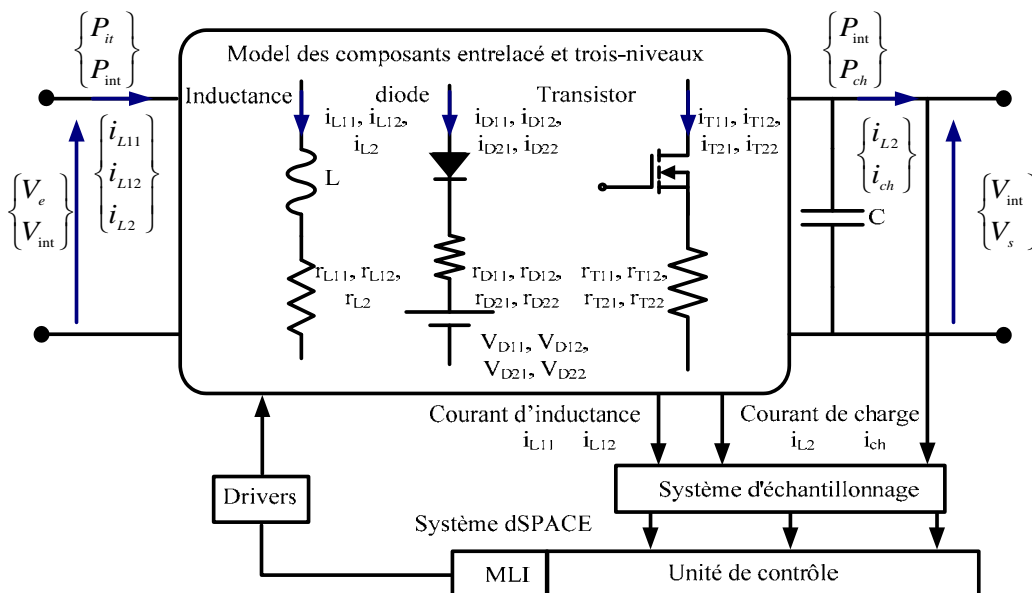
On va considérer ici le système en cascade dans sa version non réversible débitant sur charge résistive et tester la méthode proposée pour évaluer les pertes. Confère le schéma présenté sur la figure 2-18, on peut appliquer les mêmes démarches pour calculer les pertes totales et l'estimation des résistances série et parallèle pour les deux convertisseurs entrelacé et 3-niveaux respectivement.

### 2.7.1. Présentation de la Structure en Cascade Étudiée

La figure 2-18-a montre le convertisseur mise en cascade proposé au chapitre 1 et la figure 2-18-b montre les différents modèles de composants utilisés pour les convertisseurs entrelacé et 3-niveaux sachant que tous les interrupteurs commandables sont cette fois-ci de type MOSFET.



(a). Topologie de la mise en cascade proposée



(b). Modèle de composants avec éléments parasites

Figure 2-18. Schéma des deux convertisseurs entrelacé et 3-niveaux utilisés pour le calcul des pertes et des résistances fictives,

### 2.7.2. Modèle de Perte du Convertisseur Élévateur Entrelacé

Pour le calcul des pertes dans les semiconducteurs pour le convertisseur élévateur entrelacés, le rapport cyclique de chaque branche du convertisseur doit être déterminé et doit prendre en compte les éléments parasites du circuit. L'équation différentielle d'état du convertisseur élévateur entrelacé au sens des grandeurs moyennes, s'écrit pour une branche (figure 2-18-a) comme suit:

$$\begin{cases} V_e = L_{11} \frac{di_{L11}}{dt} + r_{L11} \cdot i_{L11} + i_{L11} \cdot r_{T11} \cdot d_{11} + i_{L11} \cdot r_{D11} \cdot (1-d_{11}) + V_{D11} \cdot (1-d_{11}) + V_{int} \cdot (1-d_{11}) \\ C \frac{dV_{int}}{dt} = (1-d_{11})i_{L11} + (1-d_{12})i_{L12} - \frac{P_{int}}{V_{int}} \end{cases} \quad (2-73)$$

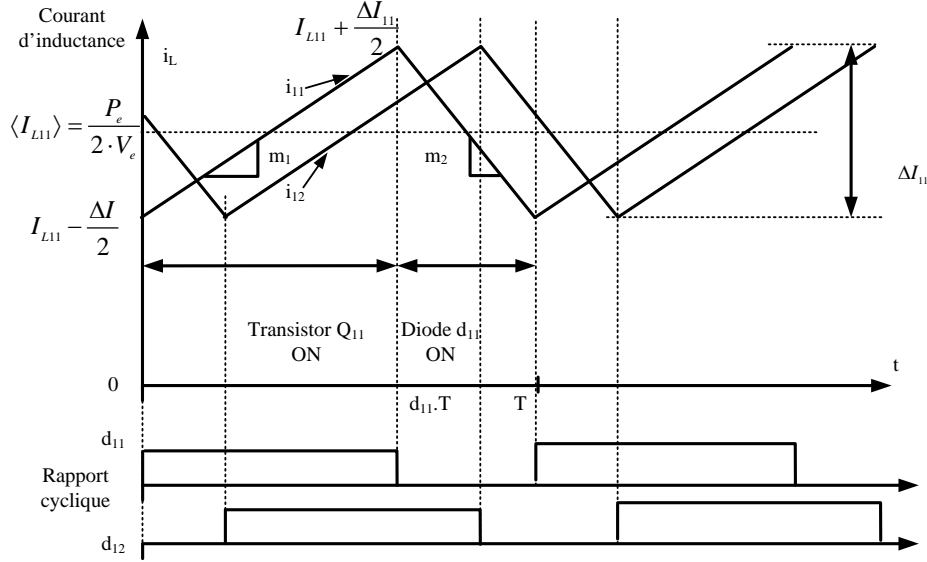


Figure 2-19. Formes d'onde des courants pour un convertisseur Boost entrelacés.

En régime permanent, le rapport cyclique de chaque branche peut être exprimé en fonction de la puissance de sortie (ici la puissance intermédiaire  $P_{int}$ ) et les paramètres du système comme suit:

$$d_{11} = d_{12} = 1 - \frac{V_e V_{int} - P_{int}(r_{D11} - r_{T11}) + \sqrt{(P_{int}^2 (r_{D11} - r_{T11})^2 + V_e^2 V_{int}^2 - 2P_{int} V_{int} (2(r_{L11} + r_{T11})V_D + (r_{D11} - r_{T11})V_e + 2(r_{L11} + r_{T11})V_{int}))}}{2V_{int}(V_D + V_{int})} \quad (2-74)$$

Pour estimer les pertes en conduction pour chaque composant, nous avons besoin de calculer les valeurs moyennes et efficaces du courant. La valeur efficace des courants dépend de la pente du courant sur chaque intervalle (voir figure. 2-19. Le courant du convertisseur entrelacé  $i_{L11}(t)$  sur la période  $[0, d_{11}T]$  et sur la période  $[d_{11}T, T]$  s'exprime comme suit:

$$i_{L11}(t) = \begin{cases} \frac{V_e}{L_{11}} t + I_{L11} - \frac{\Delta I_{11}}{2}, & 0 < t < d_{11} \cdot T \\ \frac{(V_e - V_{int})}{L_{11}} (t - t_{o11}) + I_{L11} + \frac{\Delta I_{11}}{2}, & d_{11} \cdot T < t < T \end{cases} \quad (2-75)$$

où:

$$\Delta I_{11} = \frac{V_e}{L_{11}} \cdot d_{11} \cdot T,$$

$$t_{o11} = d_{11} \cdot T$$

La valeur efficace de chaque courant,  $i_{L11}(t)$  permet de calculer les pertes joules résistives dans l'inductance, le transistor MOSFET, les diodes ainsi que leurs pertes en conduction. Il vient :



$$I_{L11RMS} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^{d_{11} \cdot T} i_{L11}^2(t) \cdot dt + \int_{d_{11} \cdot T}^T i_{L11}^2(t) \cdot dt \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-76)$$

Les pertes totales résistives dans les  $M$  inductances en parallèle ( $M$  nombre de branches entrelacées) s'écrit:

$$P_{rLInter} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^T i_{L11}^2(t) \cdot dt \right) \right]^2 \cdot r_{L11} \cdot M = (I_{L11RMS}^2) \cdot r_{L11} \cdot M \quad (2-77)$$

Les pertes totales en conduction dans les  $M$  MOSFET s'écrivent:

$$P_{TLInter} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_0^{d_{11} \cdot T} i_{L11}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{T11} \cdot M \quad (2-78)$$

Les pertes totales dans les  $M$  diodes (on note  $V_{D11}$  leur tension de seuil supposée identique) s'écrivent:

$$P_{DLInter} = \left[ \frac{1}{T} \left( \int_{d_{11} \cdot T}^T i_{L11}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{D11} \cdot M + V_{D11} \cdot I_{L11} \cdot (1 - d_{11}) \cdot T \cdot M \quad (2-79)$$

Ainsi, les pertes totales en conduction sont alors données par:

$$P_{CondInter} = P_{rLInter} + P_{TLInter} + P_{DLInter} \quad (2-80)$$

où :

$$I_{L11} = \frac{P_{in}}{V_e \cdot M}$$

$I_{L11}$  : La valeur moyenne du courant dans l'inductance,

$P_{in}$  : La puissance d'entrée.

### 2.7.3. Modèle des Pertes en Conduction du Convertisseur Élévateur Trois-Niveaux

Le convertisseur élévateur 3-niveaux est utilisé comme deuxième convertisseur dans le système en cascade, ce convertisseur utilise deux commutateurs et de deux diodes, mais une seule inductance, l'intérêt de cette structure est de réduire de moitié les contraintes en tension des interrupteurs. Les deux interrupteurs sont commandés avec le même rapport cyclique, mais leurs commandes sont décalées.

Ce convertisseur est indiqué sur la figure 2-18-a avec les éléments parasites. La tension du point milieu est  $V_s/2$ , ce qui est obtenu en choisissant  $C_1=C_2$  et deux interrupteurs identiques, comme expliqué ci-dessous. Il y a deux régions où ce convertisseur peut fonctionner, selon que le rapport cyclique est inférieur ou supérieure à 0,5. Pour les deux cas, l'équation différentielle d'état permettant d'analyser le comportement moyen du convertisseur s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{int} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + i_{L2} \cdot r_{L2} + 2 \cdot i_{L2} \cdot r_{T21} \cdot d_{21} + 2 \cdot i_{L2} \cdot r_{D21} \cdot (1-d_{21}) + 2 \cdot V_{D21} \cdot (1-d_{21}) + V_s \cdot (1-d_{21}) \\ C_1 \cdot \frac{dV_{C1}}{dt} = (1-d_{21}) \cdot i_{L2} - \frac{P_{ch}}{V_s} \\ C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} = (1-d_{22}) \cdot i_{L2} - \frac{P_{ch}}{V_s} \\ \forall d_{21}, d_{22} \in [0, 1] \end{array} \right. \quad (2-81)$$

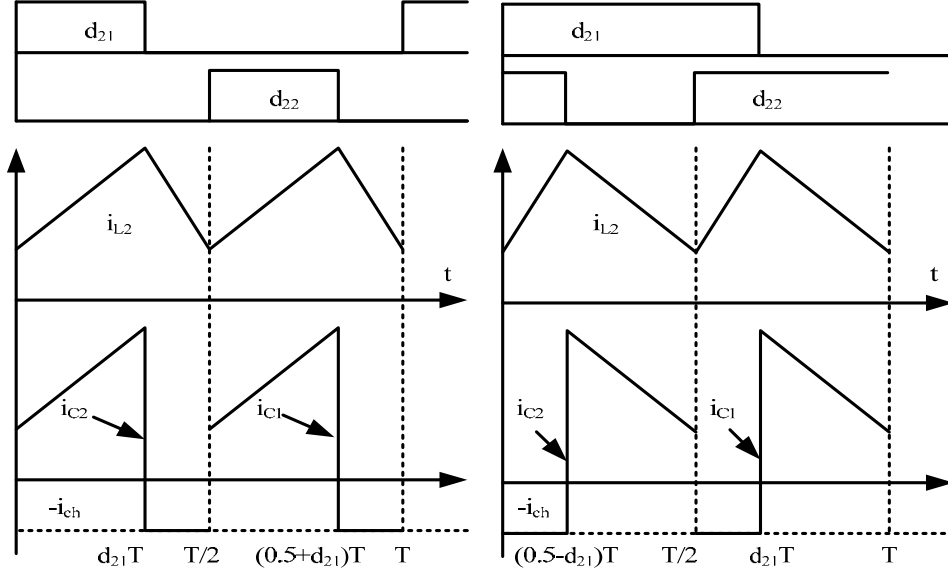


Figure 2-20. Forme d'onde du courant pour le convertisseur 3-niveaux, ( $d_{21} = d_{22} < 0,5$ , à gauche,  $d_{21} = d_{22} > 0,5$  à droite) avec les signaux de commande pour les commutateurs  $Q_{21}$  et  $Q_{22}$ .

En régime permanent, le rapport cyclique peut être exprimé en fonction de la puissance de sortie  $P_{ch}$  et des paramètres du système en résolvant (2-82). Il vient :

$$d_{21} = d_{22} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{int} V_s - 2P_{ch}(r_{D21} - r_{T21}) + \sqrt{\left( (2P_{ch}(r_{T21} - r_{D21}) + 2V_s(2V_{D21} + V_s) + V_{int} V_s)^2 \right.}}{\left. - 4 \cdot 2V_s(2V_{D21} + V_s)(P_{ch}(2r_{D21} + r_{L2}) + V_s(2V_{D21} + V_s) + V_{int} V_s) \right)}{2V_{int}(2V_{D12} + V_s)} \\ \forall d_{21}, d_{22} \in [0, 1] \end{array} \right. \quad (2-82)$$

Dans le cas de  $d_{21} = d_{22} < 0,5$  le courant  $I_{L2}(t)$  s'écrit:

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} \frac{1}{L_2} \left( V_{int} - \frac{V_s}{2} \right) t + I_{L2} - \frac{\Delta I_2}{2}, & 0 < t < d_{21} \cdot T \\ \frac{(V_{int} - V_s)}{L_2} (t - t_{o2}) + I_{L2} + \frac{\Delta I_2}{2}, & d_{21} \cdot T < t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2-83)$$

où:

$$t_{o2} = d_{21} T$$

Dans le cas de  $d_{21} = d_2 > 0,5$  le courant  $I_{L2}(t)$  s'écrit:

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{\text{int}}}{L_2} t + I_{L2} - \frac{\Delta I_2}{2}, & 0 < t < \left(d_2 - \frac{1}{2}\right) \cdot T \\ \frac{1}{L_2} \left(V_{\text{int}} - \frac{V_s}{2}\right) (t - t_{o2}) + I_{L2} + \frac{\Delta I_2}{2}, & \left(d_2 - \frac{1}{2}\right) \cdot T < t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2-84)$$

où:

$$t_{o2} = (1 - d_{21})T$$

L'ondulation du courant pour chaque cas est exprimée comme suit:

$$\Delta I_{2i} = \begin{cases} \Delta I_{21} \rightarrow \frac{V_{\text{int}}}{2L_2 F_s} \cdot \frac{d_{21}(1 - 2d_{21})}{1 - d_{21}}, & d_{21} < 0.5 \\ \Delta I_{22} \rightarrow \frac{V_{\text{int}}}{2L_2 F_s} \cdot (2d_{21} - 1), & d_{21} > 0.5 \end{cases} \quad (2-85)$$

Où l'indice  $i$  égale à 1 (respectivement 2) correspond à un rapport cyclique inférieur à 0.5 (respectivement supérieure à 0.5).

Comme l'analyse précédente pour le convertisseur entrelacé, les pertes du convertisseur 3-niveaux peuvent être déterminées comme suit:

Pour les pertes série dans l'inductance on obtient pour chaque mode de fonctionnement:

$$P_{rL3niv} = \begin{cases} \left[ \frac{2}{T} \left( \int_0^{d_{21}T} i_{L2}^2(t) \cdot dt + \int_{d_{21}T}^{T/2} i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{L2}, & d_{21} < 0.5 \\ \left[ \frac{2}{T} \left( \int_0^{(d_{21}-1/2)T} i_{L2}^2(t) \cdot dt + \int_{(d_{21}-1/2)T}^{T/2} i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{L2}, & d_{21} > 0.5 \end{cases} \quad (2-86)$$

De même, les pertes totales en conduction des MOSFETs pour le convertisseur à 3-niveaux s'écrivent :

$$P_{TL3niv} = \begin{cases} \left[ \frac{2}{T} \left( \int_0^{d_{21}T} i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{T21}, & d_{21} < 0.5 \\ \left[ \frac{2}{T} \left( \int_0^{(d_{21}-1/2)T} i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{T21}, & d_{21} > 0.5 \end{cases} \quad (2-87)$$

Les pertes totales en conduction dans les diodes (tension de seuil  $V_{D21}$ ) s'écrivent dans les deux modes:

$$P_{DL3niv} = \begin{cases} \left[ \frac{2}{T} \left( \int_0^{d_{21}T} i_{L2}^2(t) \cdot dt + \int_{d_{21}T}^{T/2} i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{D21} + V_{D21} I_{L2}, & d_{21} < 0.5 \\ \left[ \frac{2}{T} \left( \int_0^{(d_{21}-1/2)T} i_{L2}^2(t) \cdot dt + \int_{(d_{21}-1/2)T}^{T/2} i_{L2}^2(t) \cdot dt \right) \right] \cdot r_{D21} + V_{D21} I_{L2}, & d_{21} > 0.5 \end{cases} \quad (2-88)$$

Ainsi, les pertes totales en conduction se calculent en collectant les résultats (2-86), (2-87) et (2-88) sachant que le rapport cyclique sera évalué pour chaque point de fonctionnement. Il vient :

$$P_{cond3niv} = P_{rL3niv} + P_{TL3niv} + P_{DL3niv} \quad (2-89)$$

où :

$$I_{L2} = \frac{P_{int}}{V_{int}} \quad : \quad \text{Courant moyen de l'inductance,}$$

$$P_{int} \quad : \quad \text{puissance intermédiaire.}$$

## 2.7.4. Estimation des Pertes en Commutation dans les Semiconducteurs

### 2.7.4.1. Estimation des Pertes en Commutation dans les Diodes

Comme précédemment on peut définir l'énergie dissipée dans les diodes de la structure entrelacée (Inter) et dans la structure 3 niveaux (3niv). On obtient :

$$W_{DSW} = \begin{cases} \text{Inter} \rightarrow \left( \left( \frac{V_{ds} \left( I_{L11} - \frac{\Delta I_{11}}{2} \right)}{2} \right) (t_{Doff,0 \rightarrow 2,Inter}) + \frac{V_{int} I_{rrmInter}}{4} (t_{Doff,2 \rightarrow 3,Inter}) \right) M, \\ \text{,3niv} \rightarrow \left( \left( \frac{V_{ds} \left( I_{L2i} - \frac{\Delta I_{2i}}{2} \right)}{2} \right) (t_{Doff,0 \rightarrow 2,3niv}) + \frac{V_s I_{rrm3niv}}{4} (t_{Doff,2 \rightarrow 3,3niv}) \right) \cdot 2, \end{cases} \quad (2-90)$$

où:

$$t_{Doff,0 \rightarrow 2} = \begin{cases} \text{Inter} \rightarrow \frac{\left( \left( I_{L11} - \frac{\Delta I_{11}}{2} \right) + I_{rrmInter} \right)}{\left( \frac{dId}{dt} \right)_{Inter}}, \\ \text{3niv} \rightarrow \frac{\left( \left( I_{L1i} - \frac{\Delta I_{2i}}{2} \right) + I_{rrm3niv} \right)}{\left( \frac{dId}{dt} \right)_{3niv}} \end{cases}, \quad t_{rra} = \begin{cases} \text{Inter} \rightarrow \frac{I_{rrmInter}}{\left( \frac{dId}{dt} \right)_{Inter}} \\ \text{3niv} \rightarrow \frac{I_{rrm3niv}}{\left( \frac{dId}{dt} \right)_{3niv}} \end{cases}$$

$$t_{Doff,2 \rightarrow 3} = \begin{cases} \text{Inter} \rightarrow t_{rrbInt} \\ \text{3niv} \rightarrow t_{rrb3niv} \end{cases}, \quad t_{rrb} = \begin{cases} \text{Inter} \rightarrow 1.11 \cdot (t_{rrInter} - t_{rraInter}) \\ \text{3niv} \rightarrow 1.11 \cdot (t_{rr3niv} - t_{rra3niv}) \end{cases}, \quad Q_{rr} = \begin{cases} \text{Inter} \rightarrow \frac{t_{rrInter} I_{rrmInter}}{2} \\ \text{3niv} \rightarrow \frac{t_{rr3niv} I_{rrm3niv}}{2} \end{cases}$$

où:  $t_{rr}$  est le temps de recouvrement déterminé pour les diodes de chaque convertisseur

$Q_{rr}$  (C) est la charge stockée de chaque diode.

On peut alors à partir des énergies dissipées calculer la puissance dissipée pendant la commutation des diodes. On obtient donc:

$$P_{DSW} = \left\{ \begin{array}{l} Inter \rightarrow W_{DSWInter} \\ 3lvl \rightarrow W_{DSW3niv} \end{array} \right\} \cdot F_s \quad (2-91)$$

### 2.7.4.2. Estimation des Pertes en Commutation pour les MOSFET

Une fois encore on réutilise les résultats des études précédentes en partie 2.2.4.3, il vient alors:

#### 2.7.4.2.1. Estimation de l'Energie Dissipée à l'Amorçage des MOSFET

L'énergie dissipée à l'amorçage est obtenue par la relation suivante :

$$W_{TON} = \left\{ \begin{array}{l} W_{TONInter} \\ W_{TON3niv} \end{array} \right\} = \int_0^{t_3} V_{ds} I_{ds} dt = \frac{1}{2} V_{ap} I_{on} (t_{2r} + t_{3r}) \quad (2-92)$$

où:

$$V_{ap} = \left\{ \begin{array}{l} Inter \rightarrow V_{int} \\ 3niv \rightarrow \frac{V_s}{2} \end{array} \right. \quad I_{on} = \left\{ \begin{array}{l} Inter \rightarrow I_{L11} - \frac{\Delta I_{11}}{2} \\ 3niv \rightarrow I_{L2} - \frac{\Delta I_{2i}}{2}, \quad i \in \{1 \rightarrow d_{21} < 0.5, 2 \rightarrow d_{21} > 0.5\} \end{array} \right.$$

#### 2.7.4.2.2. Estimation de l'Energie Dissipée au Blocage des MOSFET

L'énergie dissipée au blocage est obtenue par la relation suivante :

$$W_{TOFF} = \left\{ \begin{array}{l} W_{TOFFInter} \\ W_{TOFF 3niv} \end{array} \right\} = V_{DS} I_{off} \cdot t_{1f} + \frac{1}{2} V_{ap} I_{off} (t_{2f} + t_{3f}) \quad (2-93)$$

où:

$$I_{off} = \left\{ \begin{array}{l} Inter \rightarrow I_{L11} + \frac{\Delta I_{11}}{2}, \\ 3niv \rightarrow I_{2i} + \frac{\Delta I_{2i}}{2} \end{array} \right.$$

### 2.7.4.3. Estimation des Pertes Fer

En appliquant les résultats précédents aux éléments inductifs du montage, il vient :

$$P_{hyst} = \left\{ \begin{array}{l} Inter \\ 3niv \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} j \rightarrow u \cdot \rho_m \cdot K_1 \cdot \left( \frac{2}{\pi^2} \cdot F_s \cdot \frac{1}{d_r \cdot (1-d_r)} \right)^{K_2} \cdot \left( \frac{V_q \cdot d_r}{2 \cdot F_s \cdot N \cdot A_e} \right)^{K_3} \cdot (Ct_2 \cdot T_{rc}^2 - Ct_1 \cdot T_{rc} + Ct) \cdot A_e \cdot I_e \\ j \in \left\{ \begin{array}{l} Inter: 1 \rightarrow u = 2, r = 11, q = e, \\ 3niv: 2 \rightarrow u = 1, r = 21, q = int \end{array} \right\} \end{array} \right. \quad (2-94)$$

$$P_{eddy} = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} j \rightarrow u \cdot \frac{\pi^2}{6 \cdot \rho \cdot A_e} \left( \frac{V_q \cdot d_r \cdot t}{2 \cdot N} \right)^2 \cdot le \\ j \in \begin{cases} Inter : 1 \rightarrow u = 2, r = 11, q = e, \\ 3niv : 2 \rightarrow u = 1, r = 21, q = int \end{cases} \end{cases} \quad (2-95)$$

La puissance totale dissipée dans les matériaux magnétiques s'obtient donc pour chaque étage :

$$P_{Core} = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = P_{hyst} + P_{eddy} \quad (2-96)$$

## 2.8. Estimateurs Paramétriques des Résistances Série et Parallèle des Convertisseurs en Cascade

Les résistances estimées série  $\hat{r}_{sInter}$  et  $\hat{r}_{s3niv}$  et parallèle  $\hat{R}_{pInter}$  et  $\hat{R}_{p3niv}$  respectivement, sont estimés à l'aide d'un échantillonnage synchronisé avec la porteuse MLI qui permet d'avoir les valeurs moyennes des courants inductifs sur une période de découpage. Les équations d'état des estimateurs sont données ci-dessous:

$$\frac{d\hat{r}_s}{dt} = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} \alpha_{sInter} \left( \hat{P}_{alInter} - P_{alInter} \right) \cdot \left( \frac{V_e}{P_{in}} \right)^2 \\ \alpha_{s3niv} \left( \hat{P}_{a3niv} - P_{a3niv} \right) \cdot \left( \frac{V_{int}}{P_{int}} \right)^2 \\ P_{in} = P_{inref}, P_{int} = P_{intref} \quad \forall t \end{cases} \quad (2-97)$$

$$\frac{d\hat{R}_p}{dt} = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} \alpha_{pInter} \left( \hat{i}_{d11} - i_{d11} \right) \cdot \frac{\hat{R}_p^2}{V_{int}}, \\ \alpha_{p3niv} \left( \hat{i}_{d3niv} - i_{d3niv} \right) \cdot \frac{\hat{R}_p^2}{V_s}, \\ V_{int} = V_{intref}, V_s = V_{sref}, \end{cases} \quad (2-98)$$

où:

$$P_a = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} ((1-d_{11}) \cdot i_{L11} + (1-d_{12}) \cdot i_{L12}) V_{int}, \\ ((1-d_{21}) \cdot i_{L2}) V_s \end{cases}, \quad \hat{P}_a = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} P_{in} - \hat{r}_{sInter} \left( \frac{P_{in}}{V_e} \right)^2 \\ P_{int} - \hat{r}_{s3niv} \left( \frac{P_{int}}{V_{int}} \right)^2 \end{cases}$$

$$i_d = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} (1-d_{11})i_{L11} + (1-d_{12})i_{L12} \\ (1-d_{21})i_{L2} \end{cases},$$

$$\hat{i}_d = \begin{cases} Inter \\ 3niv \end{cases} = \begin{cases} i_{L2} + \frac{V_{int}}{\hat{R}_{pInter}} \\ i_{ch} + \frac{V_s}{\hat{R}_{p3niv}} \end{cases}$$

où :

$P_{inref}$  : La référence de puissance d'entrée du convertisseur entrelacé (W),

$\hat{P}_a$  : La puissance estimée (avec notation, *Inter*, *3niv*) (W),

$V_{intref}$  : La référence de tension intermédiaire de sortie (V),

$V_{stref}$  : La référence de tension 3-niveaux de sortie (V),

$i_d$  : Le courant du diode (avec notation, *Inter*, *3niv*) (A),

$\hat{i}_d$  : Le courant estimé de la diode (avec notation, *Inter*, *3niv*) (A),

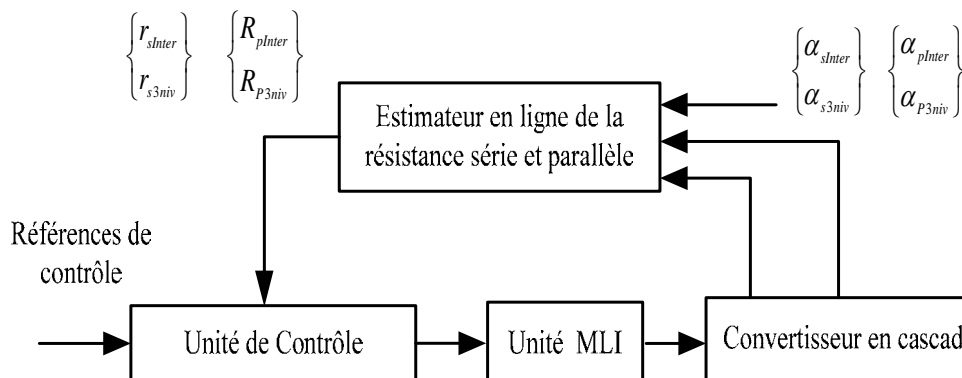
$\alpha_s$  : Le coefficient de convergence de résistance sériel (avec notation, *Inter*, *3niv*)

$\alpha_p$  : Le coefficient de convergence de résistance parallèle (avec notation, *Inter*, *3niv*).

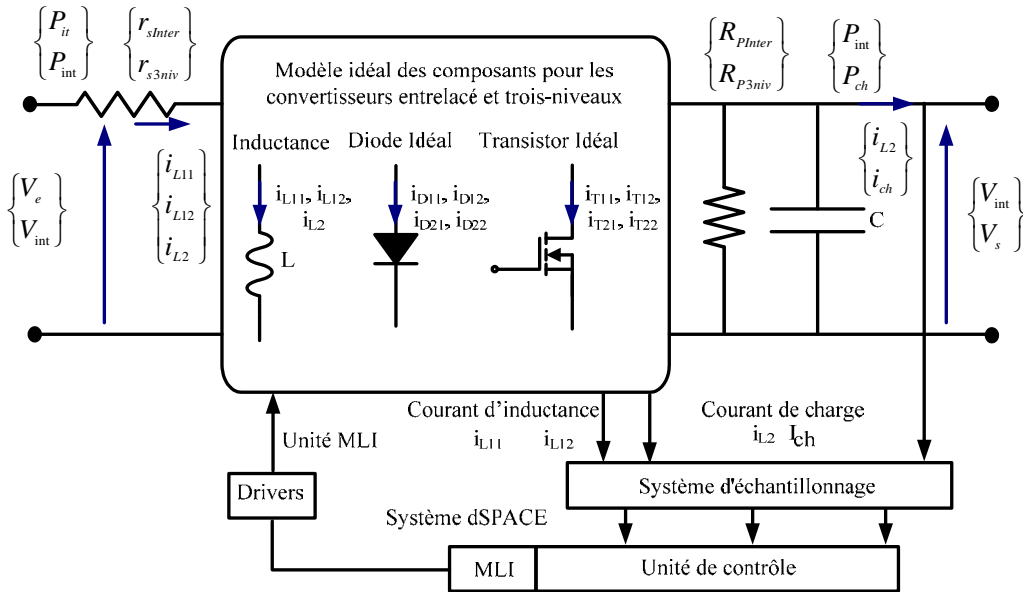
La stabilité exponentielle de ces observateurs se démontre comme précédemment et ne sera pas refaite ici.

## 2.9. Schéma de Principe du Banc de Test avec Estimation des Pertes pour le Système en Cascade

La figure 2-21-a montre sous forme de schéma bloc, le banc de test utilisé et les différentes mesures nécessaires à l'estimation des résistances série et parallèle. La tension d'entrée, les courants dans les deux inductances en parallèle, la tension intermédiaire et le courant dans l'inductance  $L_2$  sont nommés respectivement  $V_e$ ,  $I_{L11}$ ,  $I_{L12}$ ,  $V_{int}$ ,  $I_{L2}$  et  $I_{ch}$ .



(a). Schéma fonctionnel de la partie commande du convertisseur cascade (unité de contrôle détaillée au chapitre III).



(b). Présentation des différentes grandeurs mesurées pour le convertisseur entrelacé (*Inter*) et 3-niveaux (*3niv*).

Figure 2-21. Estimation des résistances séries et parallèles du convertisseur en cascade.

## 2.10. Etudes Analytique des Pertes en Fonction de la Puissance de Charge, du Niveau de Tension de Sortie et de la Fréquence de Découpage dans la Structure Cascade

La figure 2-22-a représente l'évolution du rendement total du convertisseur en fonction de l'amplitude de la tension intermédiaire  $V_{int}$  et de la puissance de charge  $P_{ch}$  pour le convertisseur en cascade. Le rendement maximum est obtenu lorsque l'amplitude de la tension intermédiaire est égale à la moitié de la tension de sortie (dans notre cas,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$ ). La figure 2-22-b montre l'évolution des pertes totales en fonction de la tension intermédiaire et du nombre de branches entrelacées pour un convertisseur ayant les paramètres donné dans le Tableau 1-5 du chapitre 1. Les pertes minimales sont obtenues lorsque le convertisseur entrelacé a entre trois et quatre branches.

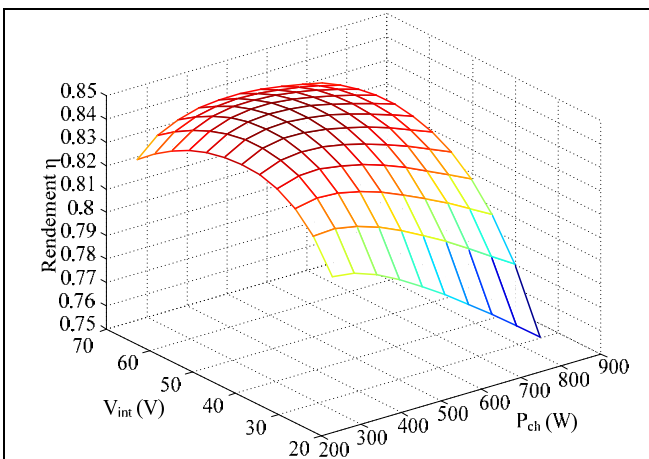


Figure 2-22-a. Rendement global du convertisseur en cascade en fonction de la tension intermédiaires  $V_{int}$  et de la puissance de charge  $P_{ch}$ .

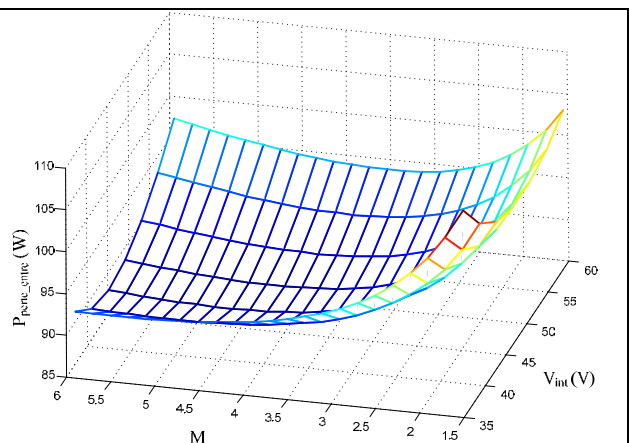


Figure 2-22-b. Pertes totales en fonction du nombre de branches entrelacées  $M$ ,  $P_{ch}=0.5kW$

Figure 2-22. Evolution du rendement global et des pertes totales en fonction de la tension intermédiaire  $V_{int}$  et du nombre de branches entrelacés  $M$ .



## 2.11. Résultats Expérimentaux de la Structure Cascade

Le banc d'essai a les paramètres indiqués dans le tableau 1-5 pour une charge de 1 kW;(la PAC utilisée a une puissance nominale de 500W). Ce banc de tests a été mis en œuvre au laboratoire comme montré en figure 2-23.

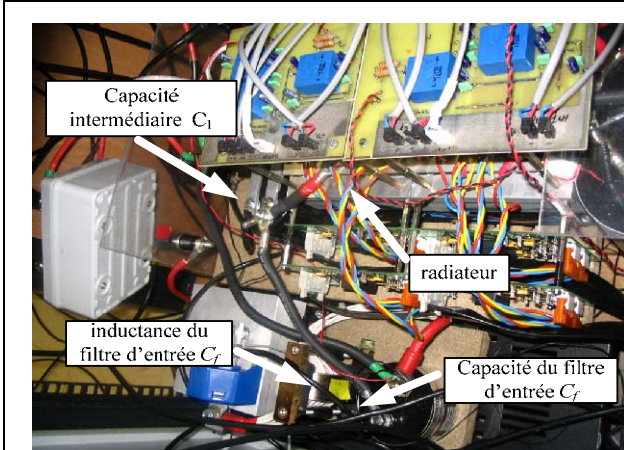


Figure 2-23-a. Vu de dessus du convertisseur.

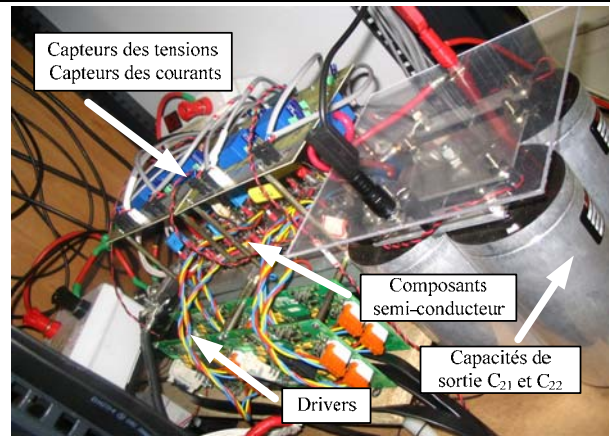


Figure 2-23-b. Vu de côté du convertisseur.

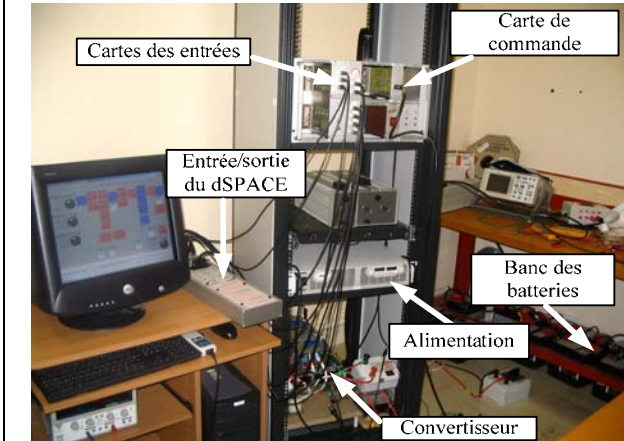


Figure 2-23-c. Banc d'essai.

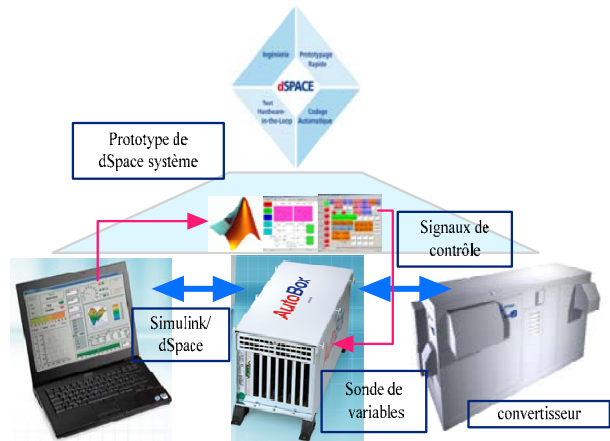


Figure 2-23-d. Diagramme de la carte DS1103 PPC [dSPACE\_1103].

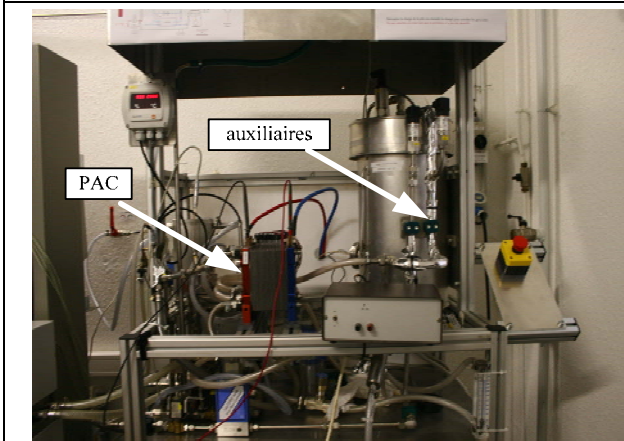


Figure 2-23-e. Photographie du système PAC avec ses auxiliaires

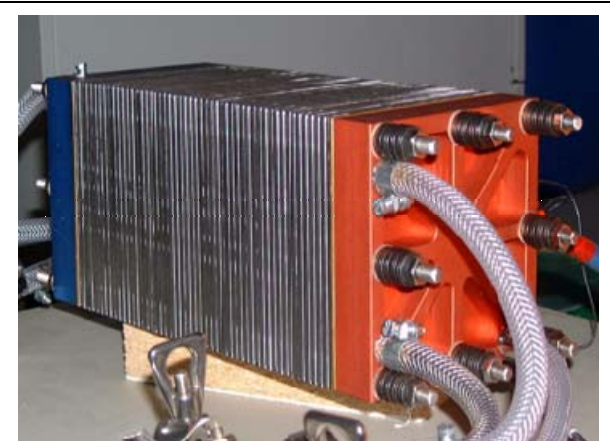


Figure 2-23-f. Photo du stack PAC

Figure 2-23. Photo du banc d'essai du convertisseur en cascade.

La figure 2-24-a montre l'évolution du rendement des deux parties du convertisseur  $\eta_{inter}$ ,  $\eta_{3niv}$  ainsi que l'évolution du rendement global du système  $\eta_{global}$ , après un échelon de la tension de sortie  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V en supposant une tension intermédiaire régulée à  $V_{int}=40$  V. La figure 2-24-b représente le partage expérimental des pertes pour le convertisseur entrelacé et dans le convertisseur 3-niveaux ainsi que les pertes totales dans le convertisseur en cascade. Les figures 2-24-c et d montrent l'évolution expérimentale des résistances estimées  $\hat{r}_{sinter}$ ,  $\hat{R}_{pinter}$  et  $\hat{r}_{s3niv}$ ,  $\hat{R}_{p3niv}$  pour le convertisseur entrelacé et 3-niveau, lorsque l'estimateur fonctionne (sur front descendant). Avant la mise en marche de l'estimateur, les valeurs de sortie pour les deux résistances série et parallèle sont déterminés par les valeurs initiales des estimateurs paramétriques. La vitesse de convergence de chaque estimateur dépend des coefficients  $\alpha_{sinter}$ ,  $\alpha_{s3niv}$ ,  $\alpha_{pinter}$ ,  $\alpha_{p3niv}$ .

Les figure 2-24-e et f montrent les comportements expérimentaux des résistances estimés  $\hat{r}_{sinter}$ ,  $\hat{R}_{pinter}$  et  $\hat{r}_{s3niv}$ ,  $\hat{R}_{p3niv}$  pour le convertisseur entrelacé et 3-niveaux après un échelon de la tension de sortie  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V, alors que la tension intermédiaire reste inchangée  $V_{int} = 40$  V. Lorsque la tension de sortie  $V_s$  est de 100 V, la puissance de charge est de 400 W ( $R_{ch}=25\Omega$ ). Par comparaison avec les résultats montrés sur les figures 2-15-a et c pour un convertisseur Boost classique (à IGBT), l'évolution des résistances série et parallèle pour le convertisseur entrelacé (figure 2-24-e) a un comportement similaire à celui décrit pour le convertisseur Boost classique pour le même type d'essai (augmentation de la puissance à tension intermédiaire  $V_{int}$  constante). Pour le convertisseur 3-niveaux, sur l'essai présenté sur la figure 2-24-f, la tension de sortie et la puissance augmentent simultanément. Comme le montre les résultats expérimentaux, les résistances série et parallèle estimées augmentent toutes deux. Ce résultats est similaire avec ceux donnés sur les figures 2-15-a et c pour un convertisseur Boost classique (à IGBT). La figure 2-24-g montre l'évolution du rendement global en fonction de  $V_{int}$  pour le convertisseur en cascade lorsque la tension de sortie est fixée à 80 V ( $V_{sref}= 80$  V) et pour une puissance de charge de  $P_{ch}=400$  W. Le rendement maximum est obtenu lorsque la tension intermédiaire est autour de la moitié de la tension de sortie (dans notre cas,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$ ). La figure 2-24-h montre, pour une puissance de charge  $P_{ch}=330$  W, la comparaison des pertes totales mesurées dans les convertisseurs entrelacé et 3 niveaux avec les pertes prises en compte par leur estimateur respectif après un échelon de la tension de sortie  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V, et pour une tension intermédiaire  $V_{int}=40$  V. Les deux pertes pour chaque convertisseur coïncident en régime établi, une légère différence apparaît en régime transitoire, ceci étant principalement du à la dynamique d'estimation.

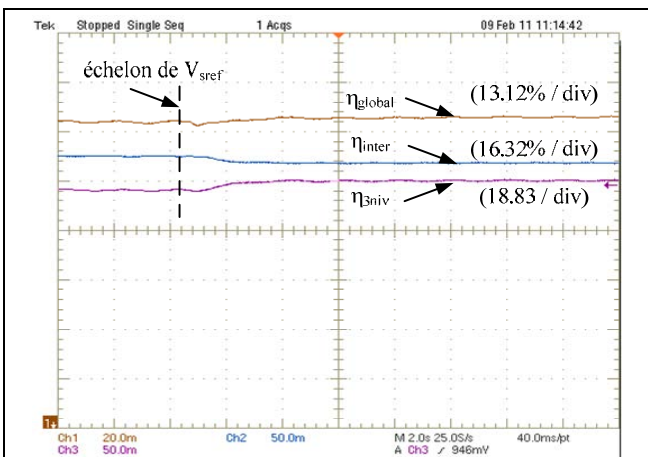


Figure 2-24-a. Rendement global et rendement pour convertisseur entrelacé et 3-niveau après un échelon de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V,  $V_{int} = 40$  V,  $R_{ch}=25\Omega$ .

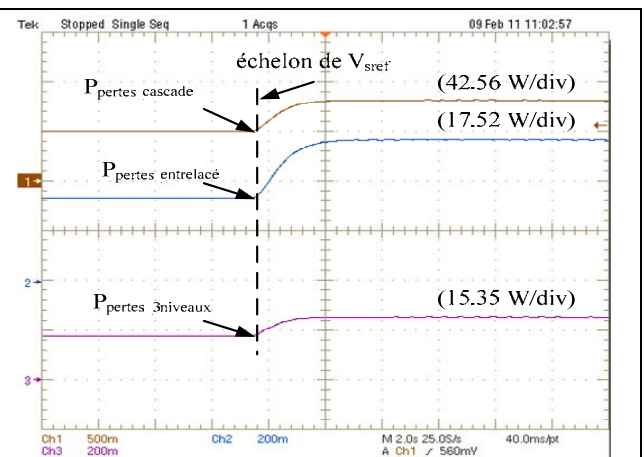


Figure 2-24-b. Partage expérimental des pertes pour le convertisseur en cascade après un échelon de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V,  $V_{int} = 40$  V,  $R_{ch}=25\Omega$ .

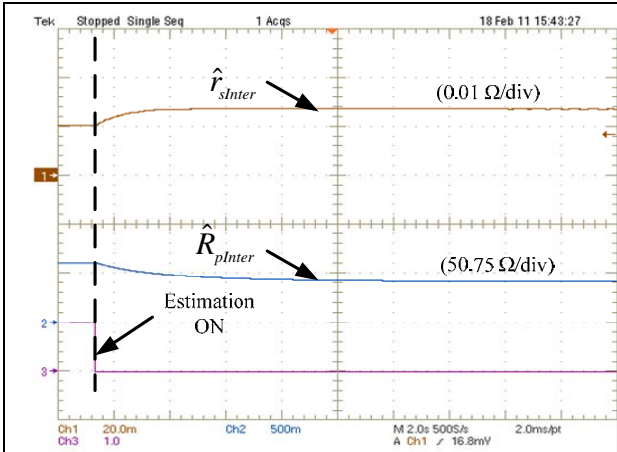


Figure 2-24-c. Evolution des résistances estimées  $\hat{r}_{sInter}$  et  $\hat{R}_{pInter}$  pour convertisseur entrelacé, lorsque l'estimateur est allumé (sur front descendant),  $P_{ch}=400W$ .

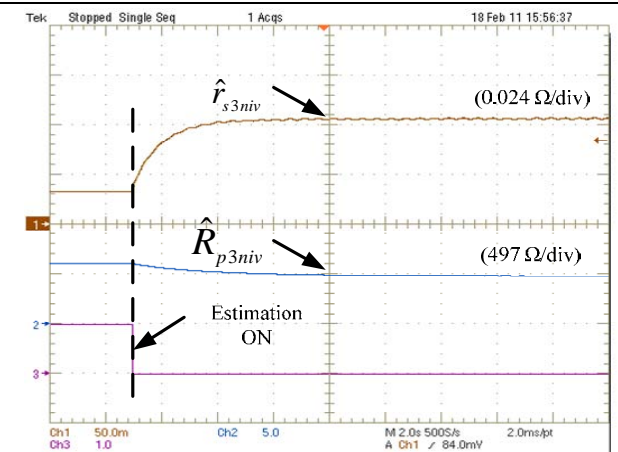


Figure 2-24-d. Evolution des résistances estimées  $\hat{r}_{s3niv}$  et  $\hat{R}_{p3niv}$  pour un convertisseur 3-niveaux, lorsque l'estimateur est allumé (sur front descendant),  $P_{ch}=400W$ .

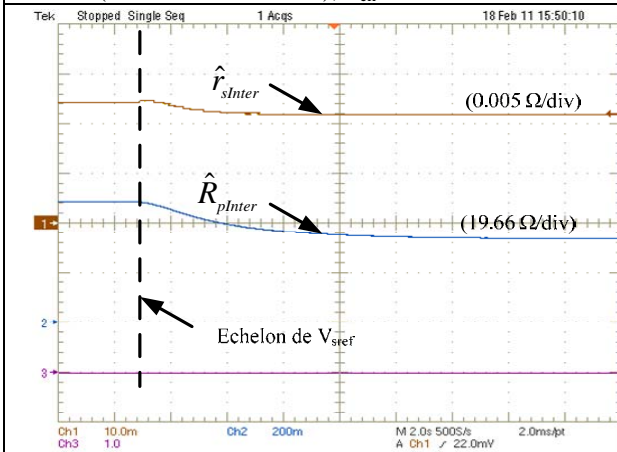


Figure 2-24-e. Evolution des résistances estimées  $\hat{r}_{sInter}$  et  $\hat{R}_{pInter}$  pour convertisseur entrelacé, après un échelon de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V,  $V_{int}=40$  V,  $R_{ch}=25\Omega$ .

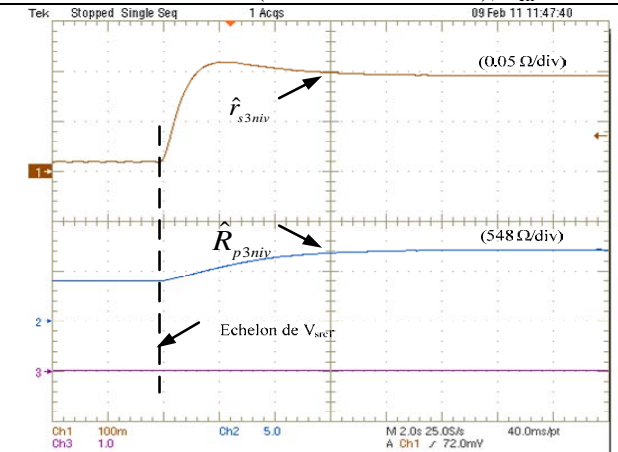


Figure 2-24-f. Evolution des résistances estimées  $\hat{r}_{s3niv}$  et  $\hat{R}_{p3niv}$  pour convertisseur 3-niveaux, après un échelon de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V,  $V_{int}=40$  V,  $R_{ch}=25\Omega$ .

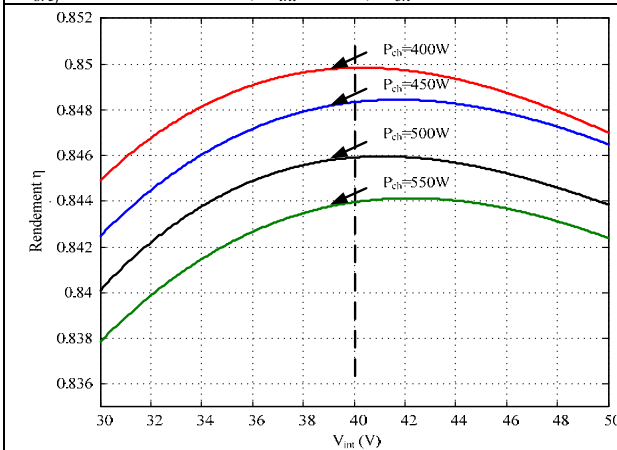


Figure 2-24-g. Rendement global en fonction de  $V_{int}$  pour le convertisseur en cascade  $V_{sref}=80$  V.

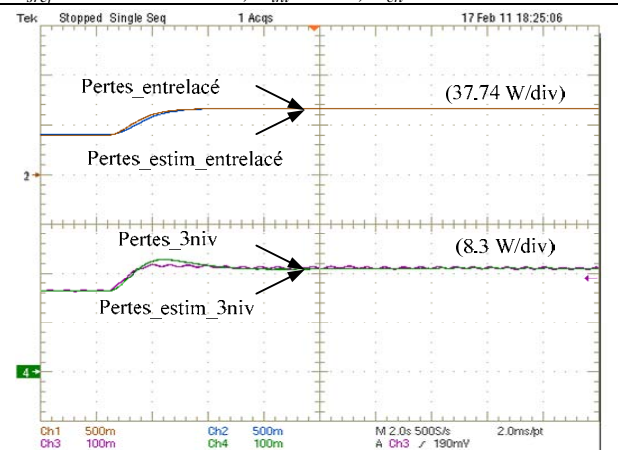


Figure 2-24-h. Comparaison des pertes mesurées et des pertes estimées, après un échelon de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V,  $V_{int}=40$  V,  $R_{ch}=25\Omega$ .

Figure 2-24. Comportement expérimental du rendement, des pertes et des variables estimées pour le convertisseur en cascade.

## 2.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une méthodologie permettant d'obtenir une expression analytique des pertes dans un dispositif de conversion DC/DC fonctionnant en mode de conduction continue. Nous avons montré qu'il est possible de modéliser ces pertes par deux résistances série et parallèle. L'intérêt d'une modélisation utilisant deux résistances réside dans le fait qu'il est alors possible à partir d'un modèle moyen d'estimer les pertes pour tout point de fonctionnement. Leurs expressions analytiques, déterminées dans le cas d'un convertisseur Boost, ont été validées expérimentalement. Ce modèle de perte a ensuite été appliqué au convertisseur à haut ratio d'élévation présenté au chapitre I. Nous avons alors étudié l'impact des variations de puissance de charge, du nombre de branches entrelacées et de la valeur de la tension intermédiaire sur le rendement global de conversion du système.

### 2.13. Références

- [Albach,1996] M. Albach, T. Durbaum and A. Brockmeyer, "Calculating Core Losses in Transformers for Arbitrary Magnetizing Currents a Comparison of Different Approaches", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC 1996 Records, 27th Annual, vol. 2, pp. 1463-1468 vol. 2, 23-27 Juin 1996.
- [Brown,2006] J. Brown, "Modeling the Switching Performance of a MOSFET in the High Side of a non-Isolated Buck Converter", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 21, no.1, pp. 3-10, Janvier 2006
- [Bryant,2006] A.T Bryant, Xiaosong Kang, E. Santi, P.R. Palmer and J.L. Hudgins, "Two-step Parameter Extraction Procedure with Formal Optimization for Physics-Based Circuit Simulator IGBT And P-I-N Diode Models", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 295- 309, Mars 2006.
- [Chang,2009] Ye-Then Chang, Yen-Shin Lai, "Parameter Tuning Method for Digital Power Converter with Predictive Current-Mode Control", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no. 12, pp. 2910-2919, Décembre 2009.
- [David,1998] David Jiles, "Introduction to Magnetism and Magnetic Materials", 1998, pp. 327.
- [dSPACE\_1103] dSPACE SARL, dSPACE Catalog 2008,<http://www.dspace.fr>
- [Eberle,2008] W. Eberle, Zhiliang Zhang, Yan-Fei Liu and P. Sen, "A Simple Switching Loss Model for Buck Voltage Regulators with Current Source Drive", IEEE-PESC 2008, Rhodes, pp. 3780-3786, 15-19 Juin 2008.
- [Eberle,2009] W. Eberle, Zhiliang Zhang, Liu Yan-Fei and P.C. Sen, "A Practical Switching Loss Model for Buck Voltage Regulators", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no.3, pp.700-713, Mars 2009.
- [Mazumder,2007] S.K. Mazumder, R.K. Burra and K. Acharya, "A Ripple-Mitigating and Energy-Efficient Fuel Cell Power-Conditioning System", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1437-1452, Juillet 2007.
- [Mulder,1994] S. Mulder, "Loss Formulas for Power Ferrites and their Use in Transformer Design", Eindhoven, the Netherlands: Philips, 1994.
- [Rael,2008] S. Rael, B. Davat, "A Physics-Based Modeling of Interelectrode MOS Capacitances of Power MOSFET and IGBT", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2585-2594, Septembre 2008.
- [Rajapakse,2005] A.D. Rajapakse, A.M. Gole and P.L. Wilson, "Approximate Loss Formulae for Estimation of IGBT Switching Losses through EMTP-type Simulations", IPST-2005, Montreal, Canada, Juin 19-23, 2005, paper no, IPST05-184.
- [Rajapakse,2005] A.D. Rajapakse, A.M. Gole and P.L. Wilson, "Electromagnetic Transients Simulation Models for Accurate Representation of Switching Losses and Thermal Performance in Power Electronic Systems", IEEE Transaction Power Delivery, vol. 20, no. 1, pp. 319- 327, Janvier 2005.
- [Sippola,2002] M. Sippola, R.E. Sepponen, "Accurate Prediction of High-Frequency Power-Transformer Losses and Temperature Rise", IEEE Transaction Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 835- 847, Septembre 2002.

- [Vargas,2008] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodriguez and J. Pontt, “Reduction of Switching Losses and Increase in Efficiency of Power Converters Using Predictive Control”, IEEE-PESC 2008. Rhodes, Greece, pp. 1062-1068, 15-19 Juin 2008.
- [Vargas,2009] R. Vargas, U. Ammann and J. Rodriguez, “Predictive Approach to Increase Efficiency and Reduce Switching Losses on Matrix Converters”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no. 4, pp. 894-902, Avril 2009.
- [Waffler,2009] S. Waffler, J.W. Kolar, “A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck + Boost Converters”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no. 6, pp. 1589-1599, Juin 2009.
- [Xiong,2009] Yali Xiong, Shan Sun, Hongwei Jia, P. Shea and Z.J. Shen, “New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no. 2, pp. 525-531, Fevrier 2009.
- [Yuancheng,2006] Ren Yuancheng, Xu Ming, Zhou Jinghai and F.C Lee, “Analytical Loss Model of Power MOSFET”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 310- 319, Mars 2006.
- [Zheng,2010] Chen Zheng, D. Boroyevich and R. Burgos, “Experimental Parametric Study of the Parasitic Inductance Influence on MOSFET Switching Characteristics”, Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, vol., no., pp. 164-169, 21-24 Juin 2010.

# Chapitre 3

## Chapitre 3 : Contrôle des Convertisseurs Élévateurs non-Isolés

### 3.1. Introduction

Le développement des véhicules électriques hybrides est associé à l'utilisation d'actionneurs électriques avec leur environnement d'électronique de puissance. Le confort de conduite va se traduire par des performances dynamiques importantes des actionneurs, les transitoires de puissance transitant souvent à travers les convertisseurs DC/AC mais aussi DC/DC pour les architectures électriques distribuées autour d'un bus DC moyenne tension.

Comme nous l'avons évoqué au chapitre 1, la connexion entre des organes de stockage (supercondensateurs par exemple) et une source d'énergie basse tension telle que les piles à combustible vers le bus DC (capacitif ou constitué de batteries en série par exemple) se fera à travers des convertisseurs DC/DC à haut ratio d'élévation. La commande de ses convertisseurs devra permettre de garantir des performances dynamiques élevées, indépendantes du point de fonctionnement. Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe de la commande utilisé pour piloter le convertisseur à haut ratio d'élévation choisi au chapitre I. Ce convertisseur est constitué de deux hacheurs de type élévateur connectés en cascade. Une synthèse indépendante des lois de commande de chaque étage via une approche linéaire pouvant conduire à des instabilités pour certains points de fonctionnement [Liutanakul,2010], nous avons opté pour une commande non linéaire basée sur le concept de platitude qui garantit la stabilité du système quel que soit le point de fonctionnement. De plus, elle permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques aussi bien en asservissement qu'en régulation. Il existe un certain nombre de commandes qui permettent d'atteindre de tels objectifs (mode glissant, commande basée sur la passivité, commande robuste de type  $H_\infty$ ...). Le choix d'une commande basée sur le concept de platitude a été justifié par le fait qu'avec cette stratégie de commande, d'une part la prise en compte des contraintes imposées au système s'effectue en modifiant certaines grandeurs de référence (et non en bridant les régulateurs), et d'autre part l'évolution de toutes les variables d'état et ainsi que les grandeurs de commande est a priori connue, ce qui facilite le dimensionnement du système.

Dans ce chapitre après avoir présenté le concept de platitude, nous l'appliquerons tout d'abord à la commande d'un convertisseur élévateur Boost conventionnel en investiguant les différentes options de commande possibles. Puis nous appliquerons cette commande au convertisseur à haut ratio d'élévation étudié dans cette thèse.

### 3.2. Introduction à la Commande Basée sur le Concept de Platitude

Ce concept initialement introduit par Fliess et al. [Fliess,1997] est intéressant dans les situations où la génération de trajectoire est nécessaire [Nieuwstadt,1994], [Gensior,2004].

Dans le cas d'une formulation explicite des équations d'état du système (cas majoritaire en génie électrique), un système d'équation  $\dot{x} = f(x, u)$  et  $x \in R^n$  à  $m$  entrées  $u \in R^m$  est dit différentiellement plat s'il existe une sortie plate  $y$  de dimension  $m$ , deux entier  $l$  et  $r$  et des applications  $\Phi : R^n \times (R^m)^{l+1} \rightarrow R^m$  de rang  $m$  dans un ouvert convenable,  $\varphi : (R^m)^{r+1} \rightarrow R^n$  et  $\psi : (R^m)^{r+2} \rightarrow R^m$  de rang respectif  $n$  et  $m$  dans un ouvert convenable tel qu'on puisse écrire:

$$y = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(l)}) \quad (3-1)$$

alors:



$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) \quad (3-2)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+l)}) \quad (3-3)$$

avec:

$$\text{rang}(\varphi) = n, \text{rang}(\phi) = m, \text{rang}(\psi) = m$$

Cette définition peut s'illustrer comme présenté sur la figure 3.1 où la connaissance de la sortie plate et de sa dérivée successive permet de connaître la commande  $u$  et l'état  $x$ . Inversement, la connaissance de l'état  $x$ , de sa dérivée successive et de la commande  $u$  permet de connaître la sortie plate.

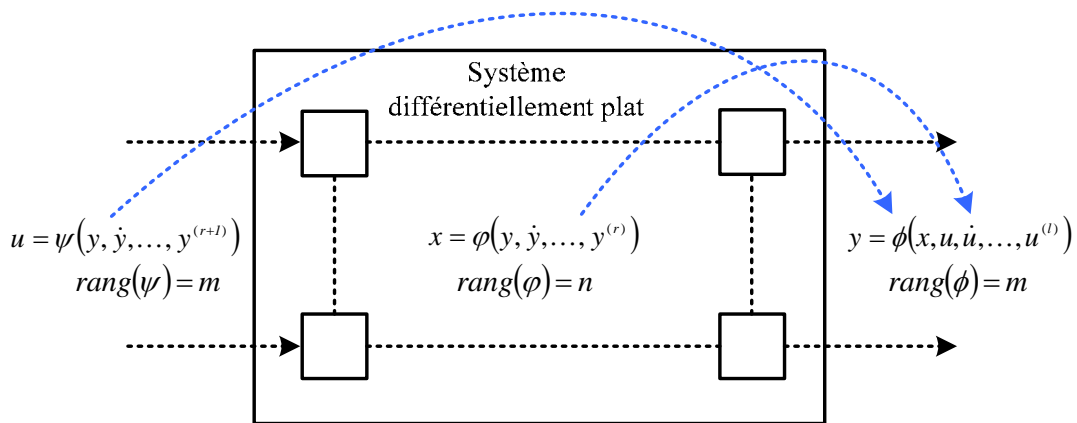


Figure 3-1. Illustration du concept de platitude.

### 3.2.1. Applications du Concept de Platitude à la Commande d'un Convertisseur Boost

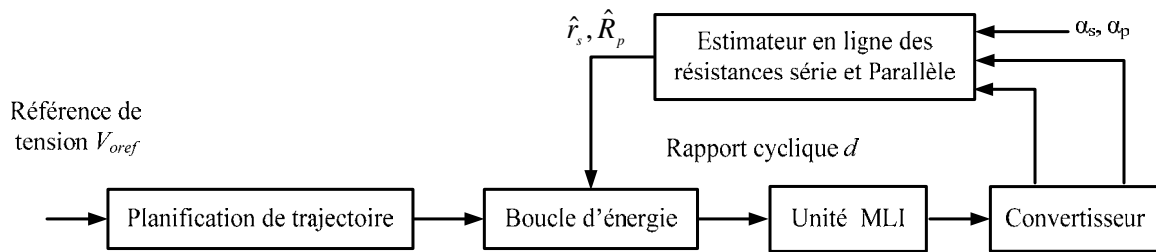
L'objectif est ici de présenter le concept de platitude appliqué à la commande d'un convertisseur élévateur classique. Comme évoqué en introduction, nous montrerons que cette stratégie de contrôle possède de nombreux avantages comme des propriétés dynamiques élevées, indépendantes du point de fonctionnement et un comportement dynamique parfaitement connu. Ce type de contrôle a été utilisé dans de nombreuses applications [Gensior,2004], [Shahin,J\_2010] et [Shahin,D\_2010]. Il donne des résultats supérieurs à ceux obtenus avec une approche linéaire classique basée sur l'utilisation de régulateurs de type PI [Gensior,2004], [Thounthong,2010].

### 3.2.2. Contrôle d'un Convertisseur Boost Basé sur le Concept de Platitude

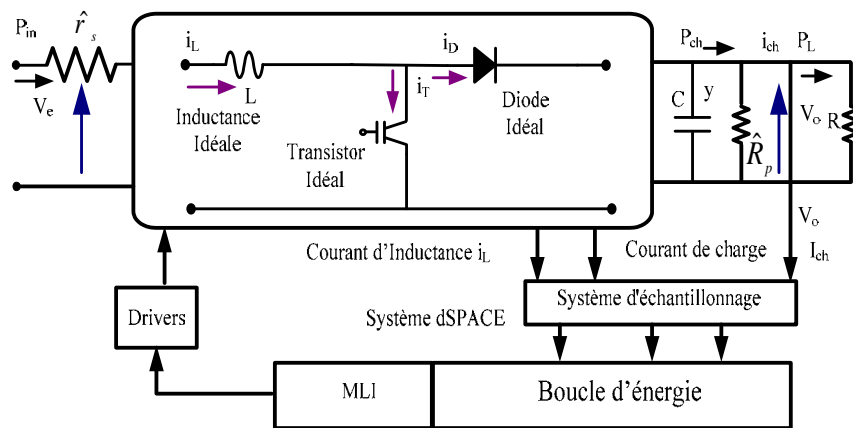
Un convertisseur DC/DC doit maintenir la tension de sortie constante quel que soit la charge et la valeur de la tension d'entrée et ceci même si les valeurs des paramètres du convertisseur évoluent avec le temps. En conséquence, pour assurer une régulation de la tension de sortie, il existe deux stratégies de contrôle. La première stratégie dite à une boucle est constituée d'une unique boucle d'asservissement contrôlant l'énergie totale stockée dans le hacheur, le contrôle de la tension de sortie se faisant de manière indirecte. La seconde stratégie dite à deux boucles utilise une boucle d'asservissement de puissance à large bande passante dont l'entrée correspond à la sortie d'une boucle asservissant l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie.

### 3.2.3. Contrôle Utilisant un Asservissement de l'Énergie Totale Stockée dans le Hacheur

On se propose de montrer qu'il est possible d'asservir la tension de sortie du hacheur en ne contrôlant que l'énergie qui y est stockée. Pour atteindre cet objectif, il est nécessaire de connaître l'ensemble des pertes dans la structure de conversion. Comme détaillé au chapitre II, nous allons donc les modéliser par deux résistances : une en série sur l'élément inductif, l'autre en parallèle sur la capacité de sortie. Une estimation en ligne de ces résistances est nécessaire car, comme expliqué au chapitre II, elles dépendent d'une part des paramètres du système (qui varient peu ou très lentement) et d'autre part du point de fonctionnement. Un système d'estimation de paramètres est un processus par lequel le modèle ou la structure d'un système est déterminé en utilisant un nombre limité d'entrées, de données, ou de sorties qui sont soumises à certaines procédures, et qui peuvent ou pas être dérangés par le bruit [Bhaskar,2000]. La procédure d'estimation de ces deux résistances est détaillée au chapitre II pour un convertisseur Boost simple. Le schéma de commande à une boucle est présenté sur la figure 3-2.



(a). Schéma bloc d'une commande par platitude à une boucle d'un convertisseur Boost.



(b). Schéma électrique du convertisseur et grandeurs mesurées.

Figure 3-2. Commande par platitude d'un convertisseur Boost, approche à une boucle.

Pour prouver que le système est différentiellement plat, l'énergie totale stockée dans le hacheur notée  $y$  (somme de l'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance et de l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie  $C$ ) est prise comme sortie plate candidate. Comme représenté sur la figure 3-1, l'analyse des propriétés de platitude passe par la détermination des applications  $\phi$ ,  $\varphi$  et  $\psi$ . Or:

$$y = \frac{1}{2} L i_L^2 + \frac{1}{2} C V_o^2 \quad (3-4)$$

$$\dot{y} = L i_L \dot{i}_L + C V_o \dot{V}_o \quad (3-5)$$

Le modèle d'état du convertisseur (au sens des grandeurs moyennes) présenté sur la figure.3-2 s'écrit:

$$\begin{cases} V_e = L \frac{di_L}{dt} + \hat{r}_s i_L + V_o (1 - d) \\ i_L (1 - d) = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{\hat{R}_p} + C \frac{dV_o}{dt} \end{cases} \quad (3-6)$$

En remplaçant (3-6) dans (3-5), il vient :

$$\dot{y} = Li_L \dot{i}_L + CV_o \dot{V}_o = V_e i_L - i_L^2 \hat{r}_s - \frac{V_o^2}{\hat{R}_p} - \frac{V_o^2}{R} \quad (3-7)$$

A l'aide des équations (3-4) et (3-7), il est possible d'exprimer les variable d'état du système en fonction de la sortie plate candidate et de sa dérivée première ( $r = 1$ ). Il vient :

$$i_L = \frac{-CR\hat{R}_p V_e + \sqrt{(CR\hat{R}_p V_e)^2 + 4(L(R + \hat{R}_p) - CR\hat{R}_p \hat{r}_s)(CR\hat{R}_p \dot{y} + 2(R + \hat{R}_p)y)}}{2(L(R + \hat{R}_p) - CR\hat{R}_p \hat{r}_s)} = \varphi_i(y, \dot{y}) \quad (3-8)$$

$$V_o = \sqrt{\left( (V_e \varphi_i(y, \dot{y}) - \varphi_i(y, \dot{y})^2 r_s - \dot{y}_p) \frac{RR_p}{R + R_p} \right)} = \varphi_v(y, \dot{y}) \quad (3-9)$$

La commande du système (rapport cyclique  $d$ ) sera obtenue en dérivant l'équation (3-7) puis en remplaçant les variables d'état par leurs expressions données en (3-8) et (3-9)

$$d = 1 - \frac{C(R\hat{R}_p V_e)^2 + 2L(R + \hat{R}_p)^2 \varphi_v(y, \dot{y})^2 - 3CV_e(R\hat{R}_p)^2 \hat{r}_s \varphi_i(y, \dot{y}) + 2C(R\hat{R}_p r_s \varphi_i(y, \dot{y}))^2 - LC(R\hat{R}_p)^2 \ddot{y}}{R\hat{R}_p (2L\varphi_i(y, \dot{y})(R + \hat{R}_p) - 2C\varphi_i(y, \dot{y})R\hat{R}_p r_s + CR\hat{R}_p V_e) \varphi_v(y, \dot{y})} \quad (3-10)$$

Il est donc possible, avec la sortie plate candidate choisie, d'exprimer la commande  $d$  en fonction de l'énergie  $y$  et de ses dérivées première et seconde :

$$d = \psi(y, \dot{y}, \ddot{y}) \quad (3-11)$$

Confère les équations (3-4), (3-8), (3-9) et (3-11) et les propriétés définissant la platitude d'un système différentiel (eq. (3-1), (3-2) et (3-3)), on peut donc considérer que le système étudié (hacheur Boost muni de deux résistances permettant d'intégrer les pertes) peut être considéré comme plat, l'énergie totale stockée dans le hacheur étant la sortie plate, le rapport cyclique  $d$  étant l'entrée de commande.

NB : cette analyse suppose que les résistances  $\hat{r}_s$  et  $\hat{R}_p$  sont constante ou lentement variables.

### 3.2.3.1. Génération des Trajectoires de Référence

En admettant que le système à contrôler soit parfaitement connu, la relation (3-10) permet de générer la commande  $d$  (contrôle en boucle ouverte) si l'on est capable de générer une trajectoire de

référence pour la sortie plate ayant pour valeur à l'instant initial  $t_{init}$ , l'énergie initiale stockée  $y_{init}$  dans le hacheur, et pour valeur finale  $y_{fin}$ , la valeur désirée à l'instant final. Le degré relatif étant de deux, une condition supplémentaire de continuité des dérivées successives de la sortie plate à l'instant initiale est à intégrer dans l'algorithme de génération de la trajectoire de référence [Fliess,1997]. Habituellement les trajectoires recherchées sont des types polynomiales, et calculées sur une fenêtre temporelle donnée. Cette approche rigoureuse mathématiquement conduit à des temps de calcul parfois élevés; de plus pour intégrer tout changement survenu coté charge, il est nécessaire d'introduire des outils de détection de changements de charge qui complexifie beaucoup la commande. Comme proposé initialement dans les travaux de Zandi, M et al [Zandi,2011], les trajectoires sont générées à l'aide de filtres d'ordre deux qui ne nécessitent pas de fenêtre de discrétisation temporelle et qui assure naturellement les conditions de tangence des trajectoires lors des régimes transitoires. Deux paramètres sont alors disponibles pour assurer les contraintes du système, à savoir l'amortissement du filtre  $\zeta_y$  et sa pulsation de coupure  $\omega_{ny}$ . Pour cet exemple, nous interdisons tout dépassement de tension en régime transitoire. Cette hypothèse conduit à choisir un amortissement supérieur ou égal à 1 ; nous le fixons unitaire. Ne reste donc plus qu'un paramètre  $\omega_{ny}=1/\tau$ , qui permettra de fixer la dynamique de ralliement à l'objectif. Ce paramètre est choisi de manière à ce qu'avec la trajectoire obtenue, le rapport cyclique calculé avec la relation (3-10) reste compris entre 0 et 1.

La trajectoire de référence s'écrit alors :

$$y_{ref}(t) = (y_{fin} - y_{init}) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t-t_{init}}{\tau}} - \frac{t-t_{init}}{\tau} e^{-\frac{t-t_{init}}{\tau}} \right) + y_{init} \quad (3-12)$$

Sachant que les valeurs de l'énergie stockée à l'instant initial et final s'écrivent :

$$y_{fin} = \frac{1}{2} L i_{Lref,fin}^2 + \frac{1}{2} C V_{oref,fin}^2,$$

$$y_{init} = \frac{1}{2} L i_{Lref,init}^2 + \frac{1}{2} C V_{oref,init}^2$$

Où  $V_{oref,fin}$  représente la référence de la tension de sortie,  $i_{Lref,fin}$  représente la valeur du courant dans l'inductance en régime permanent et vérifie:

$$i_{Lref,fin} = \frac{V_e}{2 \hat{r}_s} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{(R + \hat{R}_p) \cdot V_{oref,fin}^2}{R \hat{R}_p \cdot \frac{V_e^2}{4 \hat{r}_s^2}}} \right] \quad (3-13)$$

### 3.2.3.2. Asservissement de Trajectoire

Le système n'étant jamais parfaitement connu, une commande en boucle ouverte conduit souvent à l'apparition d'une erreur statique sur la grandeur régulée. Afin d'assurer le contrôle de l'énergie  $y$  à sa trajectoire de référence  $y_{ref}(t)$ , une technique classique consiste à appliquer la linéarisation entrée sortie suivante:

$$\ddot{y} = u \quad (3-14)$$

Il suffit alors de fixer la dynamique d'erreur en imposant une relation de la forme:

$$v - \ddot{y}_{ref} + K_d(\dot{y} - \dot{y}_{ref}) + K_p(y - y_{ref}) + K_i \int (y - y_{ref}) d\tau = 0 \quad (3-15)$$

Le point de fonctionnement est asymptotiquement stable si tous les coefficients  $K_d$ ,  $K_p$ ,  $K_i$  sont choisis strictement positifs. Les propriétés dynamiques du système sont fixées par les coefficients  $K_d$ ,  $K_p$ , et  $K_i$  et sont indépendantes du point de fonctionnement. Le dimensionnement des coefficients  $K_d$ ,  $K_p$ , et  $K_i$  s'effectue en plaçant les pôles du polynôme caractéristique:

$$s^3 + K_d s^2 + K_p s + K_i = 0 \quad (3-16)$$

Que l'on identifie avec:

$$(s - p) \cdot (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) = 0 \quad (3-17)$$

$\omega_n$  et  $\xi$  représentent respectivement la pulsation de coupure et l'amortissement souhaitée pour l'asservissement,  $p$  représente un pôle auxiliaire réel habituellement inférieur ou égal à  $-\xi\omega_n$ .

Il vient alors :

$$\begin{cases} p = -\xi\omega_n \\ K_d = 2\xi\omega_n - p \\ K_p = \omega_n^2 - 2\xi\omega_n p \\ K_i = -\omega_n^2 p \end{cases} \quad (3-18)$$

En boucle fermée la commande est générée en utilisant la relation:

$$d = \psi(y_{ref}, \dot{y}_{ref}, v)$$

### 3.2.3.3. Analyse des Résultats Obtenus avec une Commande à une Boucle

#### 3.2.3.3.1. Résultats de Simulation

Pour la simulation du convertisseur élévateur non-isolé, uniquement les pertes en conduction sont modélisées dans les simulations ; les estimateurs de résistances sont activés dès le démarrage de la simulation. Un convertisseur de moyenne puissance (1 kW) avec les paramètres indiqués dans le tableau 3-1 a été utilisé. Les paramètres de la commande sont indiqués dans le tableau 3-2.

**Tableau 3-1.**  
**Paramètres du Système**

Convertisseur élévateur Boost simple	Inductance : L=554μH, r <sub>l</sub> = 0.12Ω Capacité de sortie : C= 1100μF, Coeur magnétique : Powerlite AMCC50 Metglas
Fréquence du découpage	15kHz
charge	Résistance variable

**Tableau 3-2.**  
**Paramètres de Commande**

Paramètre de filtre de trajectoire	$\xi_y=1, \quad \omega_{ny}=100 \text{ rad. s}^{-1}, \quad \tau=0.01 \text{ s}$
Contrôleur d'énergie	$\omega_n=300 \text{ rad. s}^{-1}; \quad \xi=0.7;$ $P=-210 \text{ rad.s}^{-1}; \quad K_d=630 \text{ rad.s}^{-1};$ $K_p=178200 \text{ rad.s}^{-1}; \quad k_i=189*10^5 \text{ rad.s}^{-1}$
Tension d'entrée	50 V
Tension de sortie nominale	150 V
Gain des estimateurs paramétriques	$\alpha_s=10; \quad \alpha_p=1$

La figure 3-3-a montre l'évolution de la puissance d'entrée  $P_{in}$  et de sortie  $P_{ch}$  lors du démarrage du convertisseur et suite à un échelon de la référence de tension de sortie  $V_{oref}$  qui passe de 150V à 200V. La figure 3-3-b. montre l'évolution de l'énergie  $y$  stockée dans le hacheur lors du démarrage et après un échelon de la tension de référence  $V_{oref}$  qui passe de 150V à 200V. Comme le montre ces figures, la régulation fonctionne parfaitement. L'énergie  $y$  suit parfaitement sa référence  $y_{ref}$ .

Comme le montre les figures 3-3-c et 3-3-d, pour le jeu de paramètres et le point de fonctionnement choisis, l'énergie magnétique ne représente que 0.2% de l'énergie totale stockée dans le hacheur pour une tension de sortie de 150V et 0.4% de l'énergie totale pour une tension de sortie de 200V, le convertisseur alimentant dans les deux cas une charge de 50Ω. Ceci se traduit pas le fait que le contrôleur ne sera que faiblement affecté par les erreurs de modélisation qui n'affectent en fait que le niveau de courant inductif, et donc la valeur de l'énergie magnétique stockée. L'erreur statique sur l'énergie étant nulle, l'erreur statique de tension reste donc très faible même en présence d'erreur de modélisation (pertes, valeurs de paramètres...).

Les figures 3-3-e et 3-3-f montrent l'évolution du courant d'entrée et de la tension de sortie ainsi que leurs références respectives. Les références de courant et tension tracées sur cette figure sont obtenues en utilisant les relations (3-8) et (3-9):

$$i_{Lref} = \varphi_i(y_{ref}, \dot{y}_{ref})$$

$$V_{oref} = \varphi_v(y_{ref}, \dot{y}_{ref})$$

Ces courbes montrent que le comportement théorique de la tension est très voisin de l'évolution de la tension de sortie.

La figure 3-3-g montre l'évolution de la tension de sortie  $V_o$  et sa référence après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V et lors du démarrage et après un échelon de la charge de 500W à 800W. La figure 3-3-h montre l'évolution des puissances d'entrée et de charge après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V puis un échelon de puissance de charge qui passe de 500W à 800W. On voit ici que les performances dynamiques du système en asservissement et en régulation sont bonnes. La variation de tension suite à l'échelon de charge n'est quasiment pas visible.

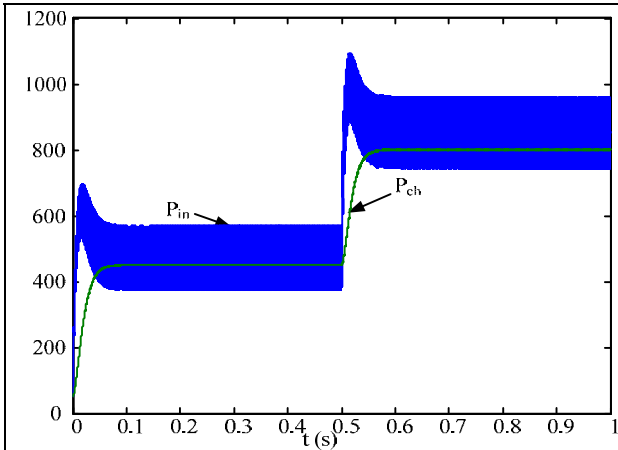


Figure 3-3-a. Evolution de la puissance d'entrée et de charge lors du démarrage et après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V.

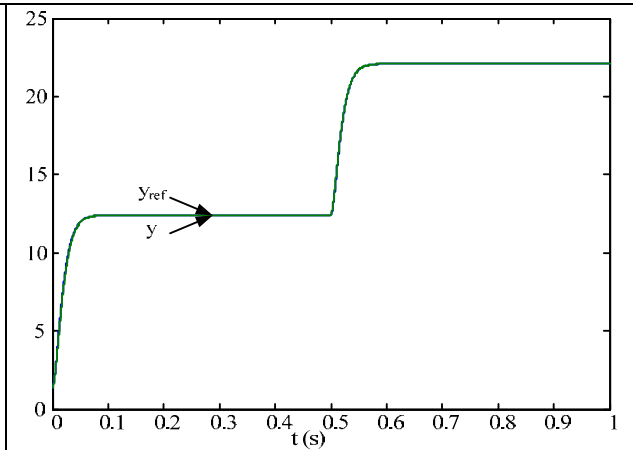


Figure 3-3-b. Evolution de l'énergie lors du démarrage et après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V.

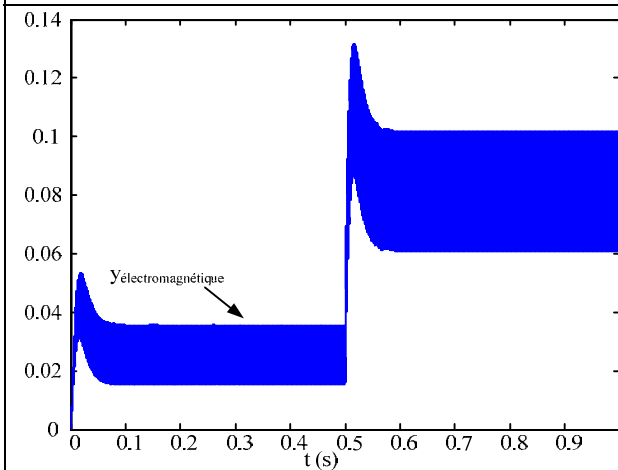


Figure 3-3-c. Evolution de l'énergie magnétique lors du démarrage et après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V.

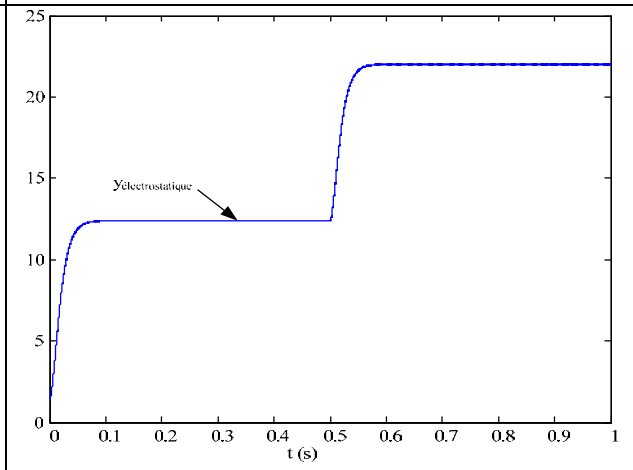


Figure 3-3-d. Evolution de l'énergie électrostatique lors du démarrage et après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V.

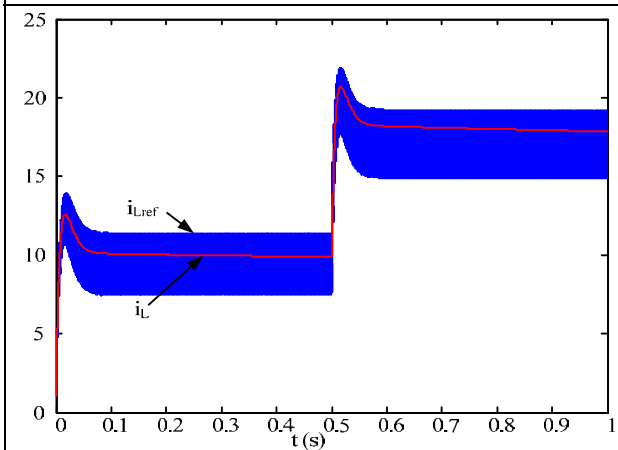


Figure 3-3-e. Evolution du courant  $i_L$  lors du démarrage et après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V.

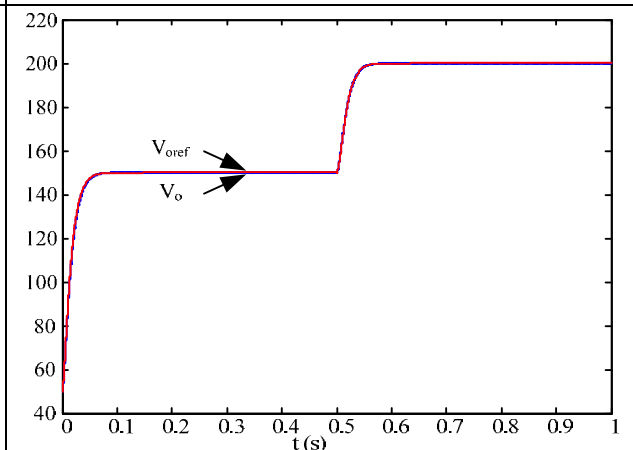


Figure 3-3-f. Evolution de la tension de sortie  $V_o$  lors du démarrage et après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V.

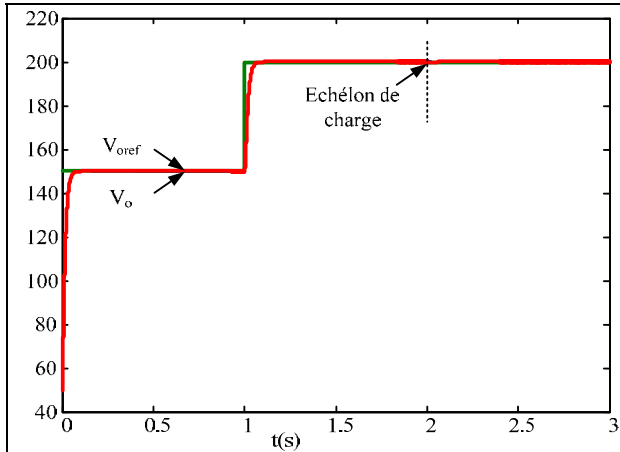


Figure.3-3-g. Evolution de la tension de sortie  $V_o$  lors du démarrage, après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V et après un échelon de la charge de 500W à 800W.

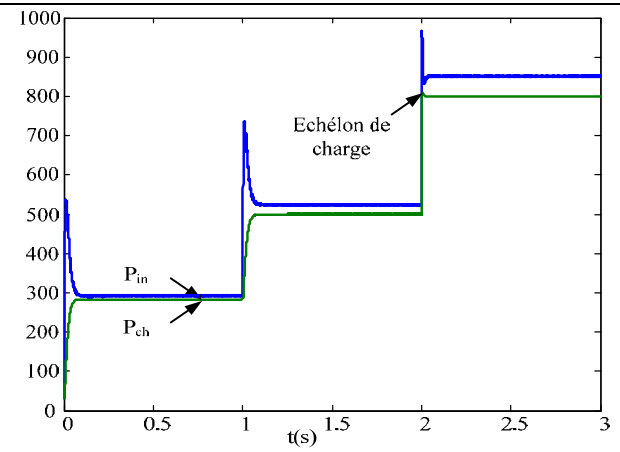


Figure.3-3-h. Evolution de la puissance d'entrée et de charge après un échelon de la référence de tension de 150V à 200V et lors d'un échelon de la charge de 500W à 800W.

Figure 3-3. Analyse du comportement du convertisseur muni d'une commande à une boucle, simulation

### 3.2.3.3.2. Résultats Expérimentaux

Dans cette section, nous allons présenter les résultats expérimentaux effectués afin de valider la méthode d'estimation et de contrôle proposée. Un convertisseur basse puissance de 1 kW avec les paramètres indiqués dans le tableau 3-1 a été utilisé. Les valeurs des paramètres de commande sont résumées dans le tableau 3-2. Pour les résultats présentés, l'estimation en ligne des résistances série et parallèle est activée. Les courbes présentées sur la figure 3-5 correspondent aux valeurs échantillonnées des différentes grandeurs électriques évaluées par la commande.

Sur la figure 3-4 est représenté le banc d'essai expérimental, le convertisseur étant réalisé avec un banc didactique 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. L'échantillonnage des données est synchronisé avec les sommets de la porteuse MLI (MLI symétrique).

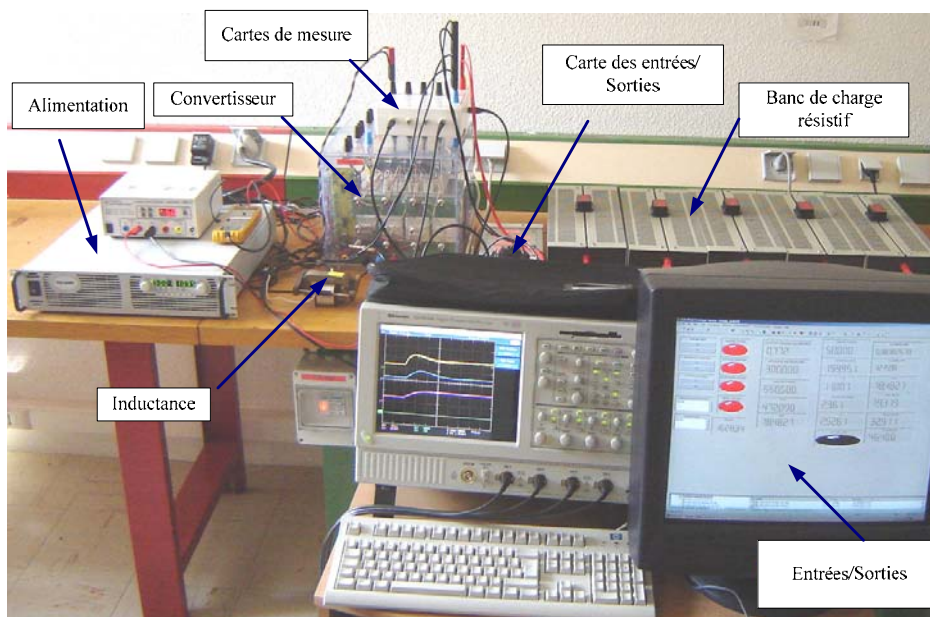


Figure 3-4. Photo du banc d'essai.



L'analyse des résultats présentés sur la figure 3-5 permet d'évaluer les performances du régulateur proposé. Comme le montre cette figure, l'énergie suit parfaitement sa référence, que ce soit suite à un changement de consigne (figure 3-5-a) ou de charge (figure 3-5-b). Les performances dynamiques sont donc bonnes en asservissement et en régulation. Vu les paramètres choisis pour le système, la tension de sortie suit quasiment sa référence (figure 3-5-c). Seul le courant s'écarte de sa trajectoire de référence lors d'une perturbation de charge (figure 3-5-d). Ce résultat est normal puisque le régulateur d'énergie rejette rapidement la perturbation mais que suite au changement du point de fonctionnement, les valeurs des résistances série et parallèle utilisées pour calculer le courant de référence et qui modélisent les pertes dans le convertisseur, changent. L'intervalle de temps où le courant diffère de sa référence correspond en fait au régime transitoire des estimateurs dont les sorties ne sont pas encore stabilisées.

Les figures 3-5-e et 3-5-f permettent d'analyser le comportement des estimateurs suite à une variation de la consigne de tension (figure 3-5-e) ou lors du démarrage de l'estimation. Comme le montre ces résultats expérimentaux, la convergence d'estimation est bien assurée.

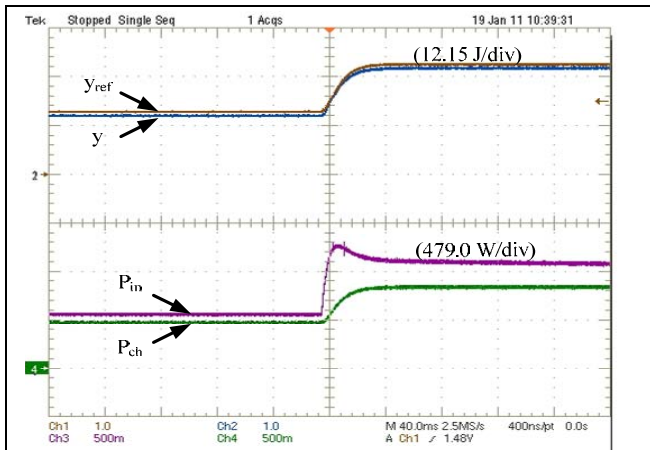


Figure 3-5-a. Comportement expérimental de l'énergie, des puissances d'entrée et de charge après une variation de tension  $V_{oref}$  de 150V à 200V.

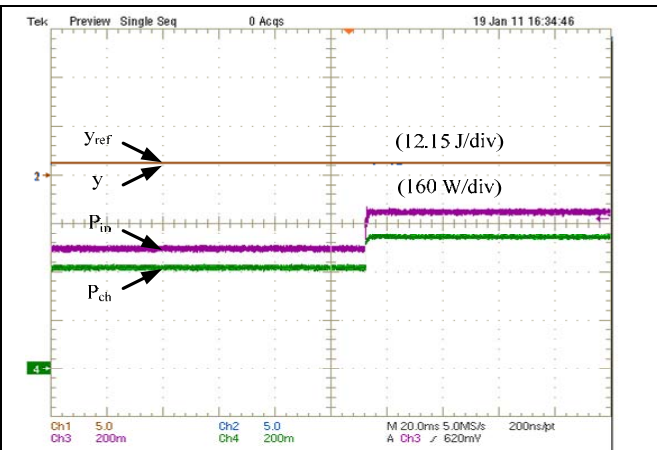


Figure 3-5-b. Comportement expérimental de l'énergie, des puissances d'entrée et de charge après une variation de charge de 400W à 530W.

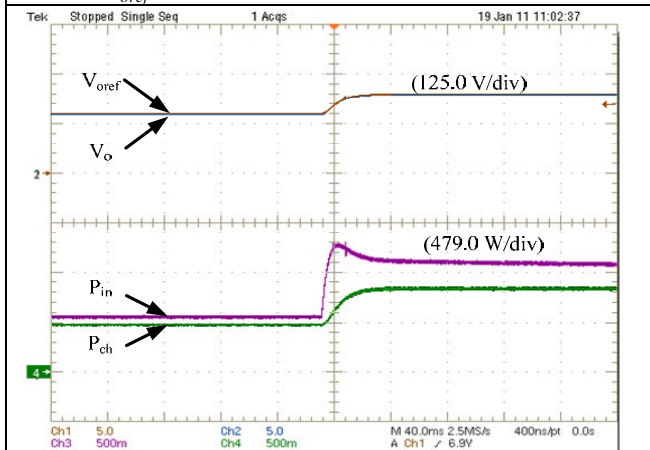


Figure 3-5-c. Comportement expérimental de la tension  $V_o$ , des puissances d'entrée et de charge après une variation de tension de 150V à 200V.

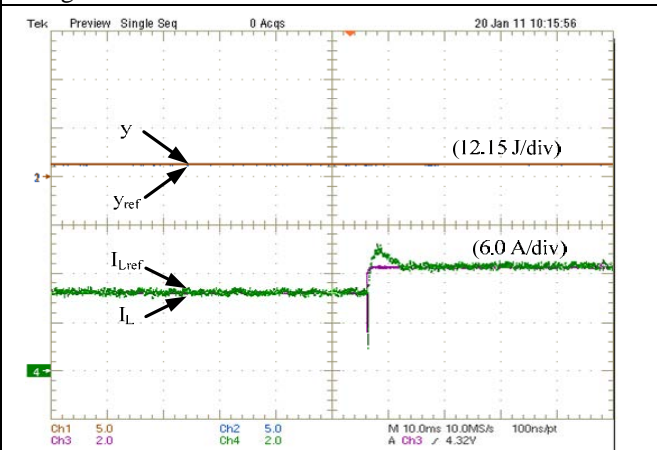


Figure 3-5-d. Comportement expérimental de l'énergie, du courant échantillonné et de sa référence après une variation de charge de 480W à 645W.

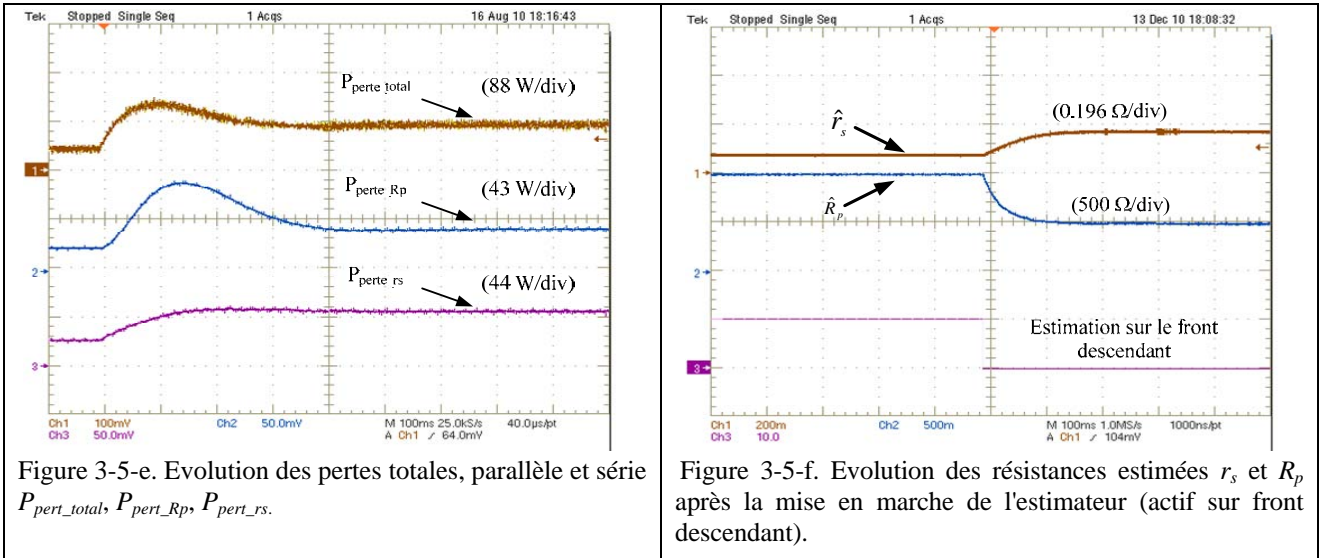
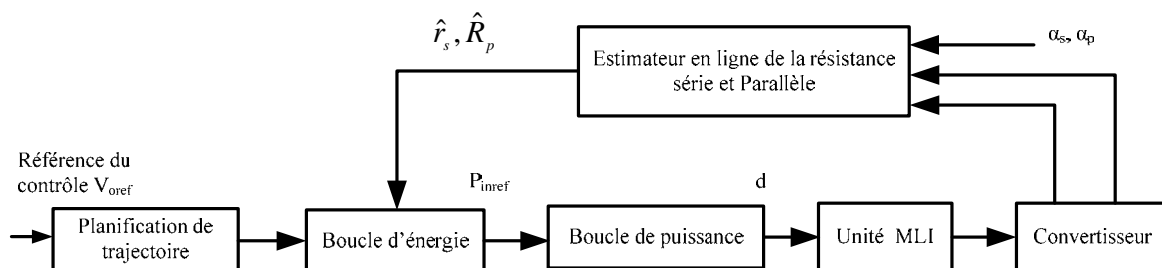


Figure 3-5. Mise en œuvre expérimentale d'une commande contrôlant l'énergie totale stockée dans un hacheur Boost.

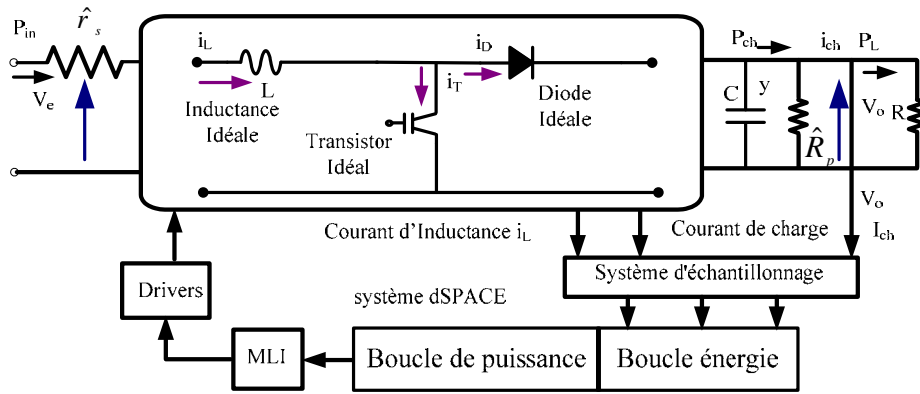
Pour conclure sur cette stratégie de commande, elle permet d'obtenir un régulateur d'énergie avec une bande passante relativement élevée (une seule boucle d'asservissement). Cette propriété découlant du fait que le régulateur décrit par la relation (3-15) n'a qu'à rejeter les erreurs de modélisation, la commande étant principalement générée à l'aide de la relation (3-10). La prise en compte des pertes dans le hacheur permet d'assurer une erreur statique nulle sur la tension de sortie et ceci indépendamment du niveau d'énergie magnétique stockée dans l'élément inductif. Lorsque le niveau d'énergie magnétique n'est plus négligeable devant celui de l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie, les performances dynamiques du système sont alors principalement limitées par la dynamique d'estimation des résistances  $\hat{r}_s$  et  $\hat{R}_p$ .

### 3.2.4. Contrôle d'un Hacheur Boost avec Double Asservissement (Boucle d'Énergie Electrostatique et Boucle de Puissance)

Avec le contrôle présenté sur la figure 3-6 constitué d'une boucle d'énergie électrostatique comme boucle externe et d'une boucle de puissance comme boucle interne, on peut éviter la limitation des performances dynamiques dues aux dynamiques d'estimation même si la présence de deux boucles imbriquées induit elle aussi des contraintes dynamiques supplémentaires. La sortie de la boucle d'énergie correspond à la référence de puissance d'entrée  $P_{inref}$  pour la boucle de contrôle de puissance. Pour la modélisation du système de contrôle et le dimensionnement des boucles d'énergie et de puissance, nous allons faire l'hypothèse que la dynamique de la boucle de puissance est bien plus rapide que celle de l'énergie électrostatique. Nous supposons de plus que la variation de puissance induite par le changement d'énergie stockée dans l'inductance reste toujours négligeable devant la puissance absorbée par le hacheur.



(a). Schéma de principe d'une commande à deux boucles avec estimation en ligne des pertes.



(b). Schéma du convertisseur étudié, des grandeurs mesurées et du bloc de commande.

Figure 3-6. Convertisseur Boost avec une commande à deux boucles.

### 3.2.4.1. Dimensionnement de la Boucle d'Énergie

Pour calculer les trajectoires de contrôle du convertisseur, on va proposer les hypothèses suivantes :

- Les puissances mis en jeux lors des variations d'énergie magnétique dans les inductances sont supposées faibles devant les puissances transitant dans le système. Cette hypothèse conduit d'une part à dimensionner les éléments passifs pour que les énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs soient grandes devant les énergies électromagnétiques stockées dans les inductances; d'autre part elle revient à séparer suffisamment les bandes passantes des régulateurs de puissance et d'énergie,
- On suppose que le système fonctionne en mode de conduction continue,
- La valeur des inductances de câblage est supposée faible et elles seront négligées,
- La dynamique des boucles des puissances est supposée être largement plus rapide que celles des boucles d'énergie. Donc, pour le dimensionnement des boucles d'énergie,  $P_{in}$  et  $P_{int}$  sont supposées égales respectivement à  $P_{inref}$  et  $P_{intref}$ .

Pour obtenir une relation entre la variable de contrôle  $P_{in}$  et la sortie  $y$ , nous écrivons un bilan de puissance en négligeant la puissance induite par les variations d'énergie magnétique. Il vient:

$$\dot{y} = -P_{ch} + P_{in} - \hat{r}_s \cdot \left( \frac{P_{in}}{V_e} \right)^2 \quad (3-19)$$

Ainsi, une expression similaire à (3-3) peut être obtenue.

$$P_{in} = 2P_{max} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y} + P_{ch}}{P_{max}}} \right] \quad (3-20)$$

Où  $P_{max}$  et  $P_{ch}$  représentent respectivement la puissance maximale d'entrée du convertisseur élévateur et la puissance totale transmise à la charge et dissipées dans la résistance fictive  $\hat{R}_p$ . Ces puissances ont les expressions suivantes:

$$P_{\max} = \frac{(V_e)^2}{4 \cdot \hat{r}_s} \quad (3-21)$$

$$P_{ch} = \frac{2 \cdot y}{C \hat{R}_p} + P_L \quad (3-22)$$

Où  $P_L$  est la puissance fournie à la charge. Ainsi, on peut noter  $P_{in} = \psi(y, \dot{y})$ . En regardant l'expression (3-20), on constate qu'une condition d'existence de la commande est que:

$$\dot{y} + P_{ch} < P_{\max}$$

On peut alors considérer que le système réduit donné par l'équation (3.19) associé à la sortie  $y$  et la commande  $P_{in}$  est plat. Afin d'assurer le contrôle de la sortie  $y$  à sa référence  $y_{ref}$ , associé à la tension de référence  $V_{oref}$ , nous construisons une trajectoire de référence correspondant, comme précédemment, à la grandeur de sortie d'un filtre du second ordre de facteur d'amortissement  $\xi_{yd}$ , ( $0 < \xi_{yd} < 1$ ) et de pulsation de résonance  $\omega_{nyd}$ , ce filtre ayant pour valeur initiale  $y(t_{inityd})$  et pour valeur asymptotique  $y_{ref}$ :

$$y_{ref}(t) = (y_{ref} - y(t_{inityd})) \left( 1 - \frac{e^{-\xi_{yd}\omega_{nyd}(t-t_{inityd})}}{\sqrt{1-\xi_{yd}^2}} \sin(\omega_{nyd}(t-t_{inityd}) \cdot \sqrt{1-\xi_{yd}^2} + \psi_{yd}) \right) + y(t_{inityd}) \quad (3-23)$$

$$\text{où: } \psi_{yd} = \arcsin(\sqrt{1-\xi_{yd}^2})$$

Une telle formulation permet de respecter les conditions de tangence de la trajectoire de référence aux instants initial et final (conditions de type arrêt-arrêt). Afin d'assurer le contrôle de l'énergie  $y$  à sa référence  $y_{ref}(t)$ , comme précédemment, une linéarisation entrée sortie (I/O) est utilisée et permet d'exprimer la dérivée de la sortie plate  $y$  en fonction d'une variable fictive de contrôle  $v$  comme suit:

$$\dot{y} = v \quad (3-24)$$

Associée à la loi de comportement:

$$v - \dot{y}_{ref} + K_{1y} \cdot (y - y_{ref}) + K_{2y} \cdot \int (y - y_{ref}) d\tau = 0 \quad (3-25)$$

La point de fonctionnement est asymptotiquement stable pour toutes valeurs des coefficients  $K_{1y}$  et  $K_{2y}$  strictement positif. Les propriétés dynamiques du système sont indépendantes du point de fonctionnement. En posant  $\omega_{ny}$  et  $\xi_y$  respectivement la pulsation de coupure et l'amortissement souhaités en boucle fermée, cela revient à choisir  $K_{1y} = 2 \xi_y \omega_{ny}$  et  $K_{2y} = \omega_{ny}^2$ . La référence de puissance est calculée en utilisant les relations (3-20), (3-23) et (3-25). Il vient:

$$P_{inref} = 2 P_{\max} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{v + P_{ch}}{P_{\max}}} \right]$$

NB : par la suite, pour toutes les lois de comportement d'ordre 2, le choix des gains se fera en fonction de la pulsation de coupure et de l'amortissement souhaité comme procédé ici.

### 3.2.4.2. Dimensionnement de la Boucle de Puissance

Comme le montre la figure 3-6-a, le contrôleur d'énergie électrostatique génère la référence de puissance  $P_{inref}$  qui est utilisée par le contrôleur de puissance pour générer le rapport cyclique  $d$ , la référence de trajectoire de puissance permet si nécessaire de prendre en compte des contraintes particulières comme par exemple la limitation du rapport cyclique entre 0 et 1. Les principaux avantages à l'utilisation de trajectoire de référence continue à dérivée continue (par opposition à l'échelon de puissance de référence) sont d'une part d'éviter de passer en mode saturé (et donc d'introduire des effets non linéaires non modélisés) mais aussi, d'autre part, de pouvoir garantir la réduction d'ordre faite pour dimensionner la boucle externe d'énergie.

Comme précédemment, nous utilisons des filtres d'ordre 2 pour générer les trajectoires de références. On pose  $\omega_{npd}$  et  $\zeta_{pd}$  respectivement la pulsation de coupure et l'amortissement de ce filtre supposé inférieur à l'unité. En posant  $t_{initpd}$  l'instant initial et en utilisant les notations introduites sur la figure 3-6, la trajectoire de référence s'écrit:

$$\lambda_{ref}(t) = (P_{inref} - P_{in}(t_{initpd})) \left( 1 - \frac{e^{-\zeta_{pd} \omega_{npd} (t-t_{initpd})}}{\sqrt{1-\zeta_{pd}^2}} \sin(\omega_{npd} (t-t_{initpd}) \sqrt{1-\zeta_{pd}^2} + \psi_{pd}) \right) + P_{in}(t_{initpd}) \quad (3-26)$$

$$\text{où: } \psi_{pd} = \arcsin(\sqrt{1-\zeta_{pd}^2})$$

Le choix des deux paramètres  $\omega_{npd}$  et  $\zeta_{pd}$  est effectué de manière à ce que dans le pire des cas (échelon de puissance de référence  $P_{inref}$  de sa valeur minimale à sa valeur maximale), le rapport cyclique  $d$  reste dans l'intervalle [0 1] et que la puissance reste toujours inférieure à la puissance maximale autorisée en régime transitoire. L'asservissement de la puissance  $P_{in}$  à sa référence  $\lambda_{ref}$  s'effectue encore une fois après une linéarisation entrée sortie:

$$\dot{\lambda} = \chi \quad (3-27)$$

Et le choix d'une loi de comportement de la forme :

$$\chi - \dot{\lambda}_{ref} + K_{1p} \cdot (\lambda - \lambda_{ref}) + K_{2p} \cdot \int (\lambda - \lambda_{ref}) d\tau = 0 \quad (3-28)$$

Où  $K_{1p}, K_{2p} > 0$ . En posant  $\omega_{np}$  et  $\zeta_p$  respectivement la pulsation de coupure et l'amortissement souhaités en boucle fermée, cela revient à choisir  $K_{1p} = 2 \zeta_p \omega_{np}$  et pour  $K_{2p} = \omega_{np}^2$ , leurs valeurs sont indiquées dans le tableau 3-3. Le calcul de la commande  $d$  s'effectue en remarquant que:

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} + \hat{r}_s i_L + V_o (1-d) \quad (3-29)$$

avec:

$$P_{in} = V_e \cdot i_L,$$

Ce qui permet d'écrire:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{V_e} \left( \dot{P}_{in} - i_L \frac{dV_e}{dt} \right) \quad (3-30)$$

En utilisant (3-26), (3-28), (3-29) et (3-30), le rapport cyclique s'écrit:

$$d = \frac{L}{V_e \cdot V_o} \cdot \left( \chi - i_L \frac{dV_e}{dt} \right) + \hat{r}_s \cdot \frac{P_{inref}}{V_e \cdot V_o} + 1 - \frac{V_e}{V_o} \quad (3-31)$$

Remarque: avec l'approche proposée et les lois de comportement choisies (relations (3-26) et (3-28)), les erreurs de modélisations seront facilement compensées par les termes intégraux. La connaissance précise des valeurs de résistances  $\hat{r}_s$  et  $\hat{R}_p$  n'est donc pas nécessaire à un bon fonctionnement du système contrairement à l'approche à une boucle.

### 3.2.4.3. Analyse des Résultats Obtenus avec une Commande à Deux Boucles

#### 3.2.4.3.1. Résultats de Simulation

Pour la simulation du convertisseur, comme précédemment seules les pertes en conduction sont modélisées. Les estimateurs de paramètres sont actifs dès le démarrage de la simulation. Comme précédemment, un convertisseur de moyenne puissance (1 kW) avec les paramètres indiqués dans le tableau 3-1 a été utilisé. Les paramètres de la commande sont indiqués dans le tableau 3-3.

**Tableau 3-3.**  
**Paramètres de Commande pour l'approche à Deux Boucles**

Paramètre du filtre de trajectoire d'énergie	$\zeta_{yd}=1$ ;	$\omega_{nyd}=80 \text{ rad. s}^{-1}$
Paramètre du filtre de trajectoire de puissance	$\zeta_{pd}=0.7$ ;	$\omega_{npd}=1000 \text{ rad. s}^{-1}$
Contrôleur d'énergie	$\omega_{ny}=200 \text{ rad. s}^{-1}$ ; $K_{Iy}=280 \text{ rad.s}^{-1}$ ,	$\zeta_y=0.7$ , $k_{2y}=40000 \text{ rad.s}^{-1}$
Contrôleur de puissance	$\omega_{np}=1000 \text{ rad.s}^{-1}$ , $K_{Ip}=1400 \text{ rad.s}^{-1}$ ,	$\zeta_p=0.7$ , $K_{2p}= 10*10^5 \text{ rad}^2.\text{s}^{-2}$
Tension d'entrée	50 V	
Tension de sortie	150 V	

La figure 3-7-a montre l'évolution des puissances d'entrée  $P_{in}$ , de référence  $\lambda_{ref}$  et de sortie  $P_{ch}$  lors de démarrage du convertisseur et après un échelon de la référence de tension  $V_{oref}$  qui passe de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W. Comme le montre cette courbe, la puissance d'entrée suit parfaitement sa référence. La figure 3-7-b montre l'évolution de l'énergie électrostatique  $y$  et de sa référence lors du démarrage et après un échelon de la tension de référence  $V_{oref}$  de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W. La encore, le suivi de trajectoire est satisfaisant. Les figures 3-7-c et 3-7-d montrent l'évolution des deux variables d'état du système après un échelon de la tension de référence  $V_{oref}$  de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W. Comme le montre ces résultats, la tension de sortie suit parfaitement sa référence lors des essais en asservissement, l'erreur statique de tension est nulle. Cependant, contrairement à l'approche à une boucle, la variation de tension induite par l'échelon de charge est visible. Ce résultat est normal puisqu'en régime transitoire, la dynamique en rejet de perturbation de charge est limitée par le filtre sur la puissance de référence.

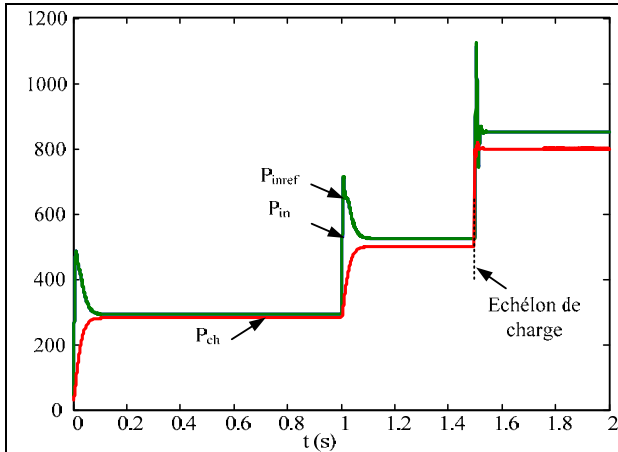


Figure 3-7-a. Evolution des puissances d'entrée, de référence et de sortie lors du démarrage et après un échelon de la tension de référence de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W.

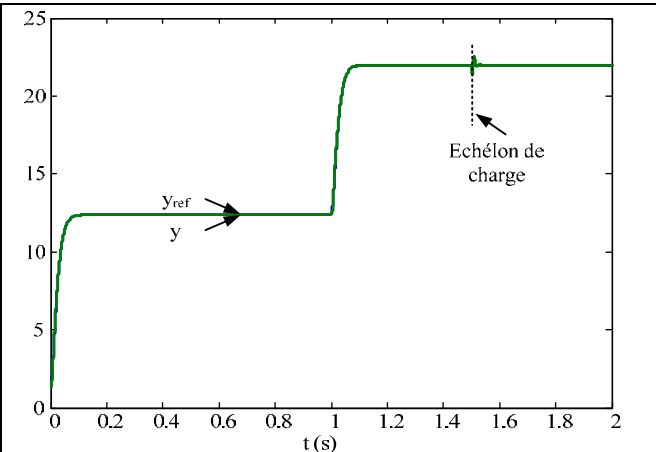


Figure 3-7-b. Evolution de l'énergie électrostatique lors du démarrage et après un échelon de la tension de référence de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W.

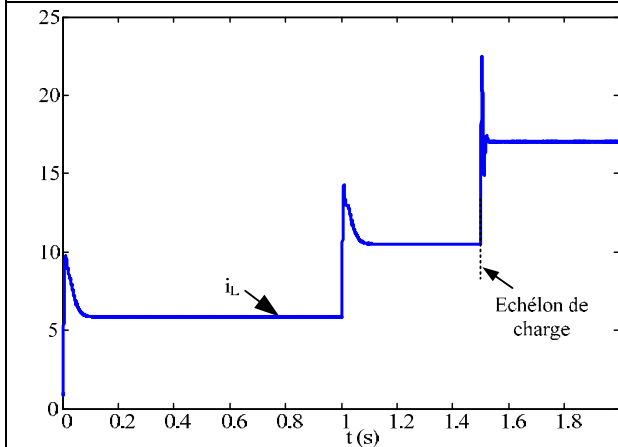


Figure 3-7-c. Evolution du courant  $i_L$  lors du démarrage et après un échelon de la tension de référence de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W.

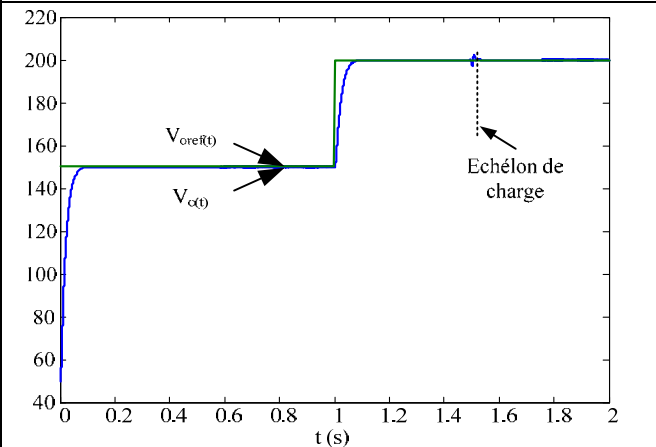


Figure 3-7-d. Evolution de la tension de sortie  $V_o$  lors du démarrage et après un échelon de la tension de référence de 150V à 200V et après un échelon de charge de 500W à 800W.

Figure 3-7. Analyse du comportement du convertisseur muni d'une commande à deux boucles, simulation.

### 3.2.4.3.2. Résultats Expérimentaux

La figure 3-8 permet d'évaluer le comportement expérimental du hacheur, dont les paramètres sont définis dans le tableau 3-1, muni de sa commande à deux boucles. Comme le montre les figures 3-8-a et 3-8-b, les grandeurs régulées suivent parfaitement leurs références respectives et ceci même en régime transitoire.

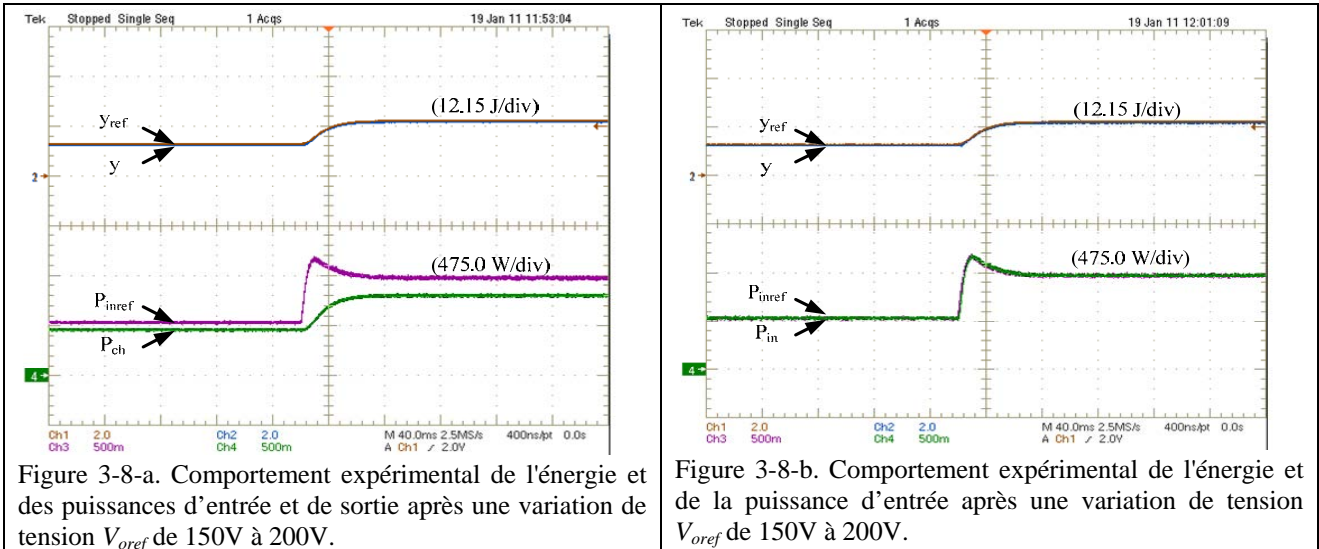


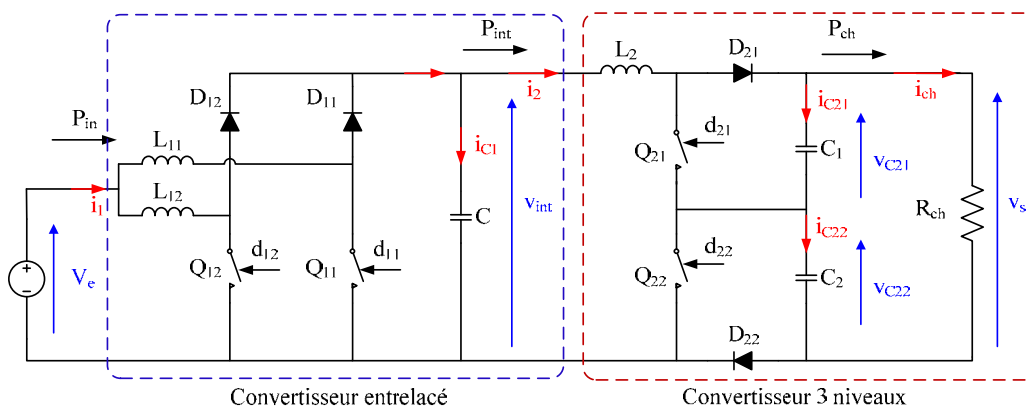
Figure 3-8. Évolution des variables expérimentaux du convertisseur Boost élévateur avec deux boucles.

### 3.3. Applications du Concept de Platitude au Contrôle du Convertisseur à Haut Ratio d'Élévation

Le système à contrôler, présenté sur la figure 3-9-a, est constitué d'un convertisseur entrelacé en entrée chargé par un convertisseur 3 niveaux. Pour assurer un bon équilibrage des courants dans les deux inductances d'entrée, nous avons opté pour un asservissement à deux boucles pour le convertisseur de tête. Pour assurer un contrôle optimal du convertisseur trois niveaux et notamment l'équilibrage des tensions capacitives (voir paragraphe suivant), une commande à deux boucles est utilisée pour ce convertisseur.

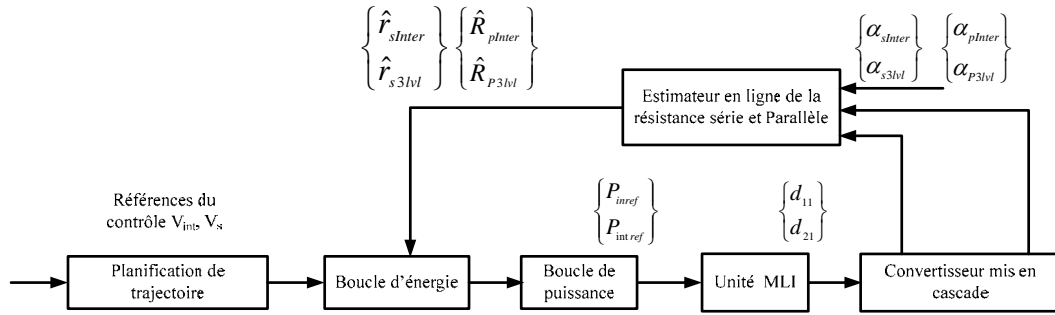
#### 3.3.1. Modélisation du Système

L'objectif est ici d'asservir les deux tensions capacitives  $V_{int}$  et  $V_s$  à leurs références respectives. Les paramètres associés aux différents composants du système sont ceux donnés dans le tableau 2-1. Les pertes dans les structures de conversion seront pris en compte dans l'élaboration des lois de commande via l'estimation en ligne de résistances séries et parallèles de manière similaire à la méthode détaillée au chapitre II. Un synoptique du contrôle présentant les principales grandeurs de commande et résistances estimées est présenté sur la figure 3-9-b et 3-9-c.

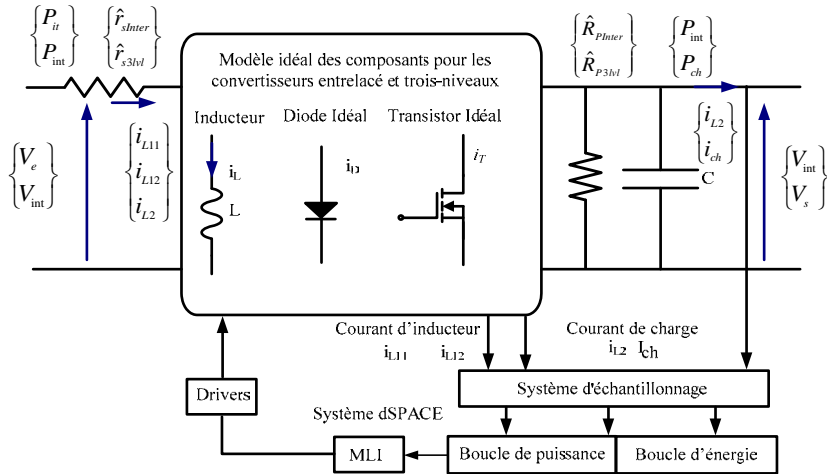


(a). Structure cascade étudiée.





(b). Schéma de principe de l'architecture de commande.



(c). Modélisation des convertisseurs amont et aval utilisée pour l'estimation des pertes  
Figure 3-9. Présentation schématique du convertisseur et de sa commande.

### 3.3.2. Modélisation des Boucles Externes d'Énergie

Les hypothèses sont les même que celles données au paragraphe 3.2.4.1. On suppose de plus que les tensions aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont supposées équilibrées égales à  $V_s/2$ .

Posons  $y_{int}$  l'énergie stockée dans le condensateur intermédiaire  $C$  et  $y_{3niv}$  la somme des énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Considérons ces deux grandeurs comme sorties du système associées aux grandeurs de commande  $P_{in}$  et  $P_{int}$ . Il vient alors:

$$y_{int} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{int}^2 \quad (3-32)$$

$$y_{3niv} = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{C1}^2 + \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{C2}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot V_s^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1 + C_2}{4} \cdot V_s^2 \quad (3-33)$$

avec:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_s}{2},$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 + C_2}{4}$$

En considérant  $V_{int}$  et  $V_s$  les variables d'état associées aux condensateurs  $C$  et  $C_{eq}$ , il est possible d'écrire sous une forme semblable à (3-2). Il devient:

$$V_{int} = \sqrt{\frac{2 \cdot y_{int}}{C}} = \varphi_{int}(y_{int}) \quad (3-34)$$

$$V_s = \sqrt{\frac{2 \cdot y_{3niv}}{C_{eq}}} = \varphi_s(y_{3niv}) \quad (3-35)$$

On pose:  $y = [y_{int} \quad y_{3niv}]^t$

Des bilans de puissance effectués sur chaque étage du convertisseur conduit aux relations suivantes :

$$\dot{y}_{int} = P_{in} - P_{int} - \hat{r}_{sInt} \cdot \left( \frac{P_{in}}{V_e} \right)^2 - \frac{V_{int}^2}{\hat{R}_{pInter}} \quad (3-36)$$

$$\dot{y}_{3niv} = P_{int} - P_{ch} - \hat{r}_{s3niv} \cdot \left( \frac{P_{int}}{V_{int}} \right)^2 - \frac{V_s^2}{\hat{R}_{p3niv}} \quad (3-37)$$

(3-36) et (3-37) permettent alors d'exprimer les grandeurs de commande en fonction des composantes de  $y$  et de ses dérivées :

$$P_{in} = 2 P_{1max} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{P_{int} + \dot{y}_{int} + \frac{2 y_{int}}{\hat{R}_{pInter} C}}{P_{1max}}} \right] = \psi_{P_{in}}(y_{int}, \dot{y}_{int}) \quad (3-38)$$

$$P_{int} = 2 P_{2max} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_{3niv} + P_{ch} + \frac{2 y_{3niv}}{\hat{R}_{p3niv} C_{eq}}}{P_{2max}}} \right] = \psi_{P_{int}}(y_{3niv}, \dot{y}_{3niv}) \quad (3-39)$$

où  $P_{1max}$ ,  $P_{2max}$  et  $P_{ch}$  représentent respectivement les puissances d'entrée maximales des convertisseurs amont et aval ainsi que la puissance délivrée à la charge  $R_{ch}$ :

$$P_{1max} = \frac{(V_e)^2}{4 \cdot \hat{r}_{sInt}} \quad (3-40)$$

$$P_{2max} = \frac{V_{int}^2}{4 \cdot \hat{r}_{s3niv}} = \frac{y_{int}}{2 \cdot \hat{r}_{s3niv} \cdot C} \quad (3-41)$$

$$P_{ch} = \frac{V_s^2}{R_{ch}} = \frac{2 \cdot y_{3niv}}{R_{ch} C_{eq}} \quad (3-42)$$

Le système réduit constitué des condensateurs  $C$  et  $C_{eq}$  associé aux variables d'état  $V_{int}$  et  $V_s$  et au vecteur de commande  $u = [P_{in}, P_{int}]^t$  peut être considéré comme plat avec comme sortie plate le vecteur  $y = [y_{int}, y_{3niv}]^t$  associé au vecteur de commande  $u$ .  $\tau_1$  et  $\tau_2$  sont deux paramètres de commande permettant d'intégrer des contraintes spécifiques de l'application étudiée.

### 3.3.3. Définition des Trajectoires de Référence et Synthèse des Lois de Commande des Boucles Externes

#### 3.3.3.1. Trajectoires de Référence

Afin de maîtriser le comportement en régime transitoire, nous utilisons des filtres d'ordre 2 d'amortissement unitaire de manière à éviter tout dépassement de tension. On pose alors pour les deux énergies électrostatiques de référence :

$$y_{intref}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{intref}^2 - V_{int}(t_{initye})^2) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t-t_{initye}}{\tau_1}} - \frac{t-t_{initye}}{\tau_1} e^{-\frac{t-t_{initye}}{\tau_1}} \right) + \frac{1}{2} C \cdot V_{int} \cdot (t_{initye})^2 \quad (3-43)$$

$$y_{3nivref}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot (V_{sref}^2 - V_s(t_{init3n})^2) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t-t_{init3n}}{\tau_2}} - \frac{t-t_{init3n}}{\tau_2} e^{-\frac{t-t_{init3n}}{\tau_2}} \right) + \frac{1}{2} C_{eq} \cdot V_s \cdot (t_{init3n})^2 \quad (3-44)$$

où  $t_{initye}$  et  $t_{init3n}$  représentent les instants où sont mises en marche les commandes du contrôle des énergies stockées respectivement dans les condensateurs  $C$  et  $C_{eq}$ . Le choix des valeurs des constantes de temps  $\tau_1$  et  $\tau_2$  permettra d'intégrer la contrainte liée au taux de variation maximale du courant absorbé par la PAC en régime transitoire. Leur dimensionnement sera détaillé dans le paragraphe 3.4.

#### 3.3.3.2. Synthèse des Lois de Commande

Pour assurer le contrôle des énergies électrostatiques  $y_{int}$  et  $y_{3niv}$  à leurs références respectives définies par les relations (3-43) et (3-44), nous utilisons une linéarisation entrée sortie de la sortie plate (degré relatif unitaire). On obtient:

$$\dot{y}_{int} = v_1$$

$$\dot{y}_{3niv} = v_2$$

La génération des commandes fictives  $v_1$  et  $v_2$  est obtenue en imposant les deux lois de comportement:

$$v_1 - \dot{y}_{intref} + K_{11y} \cdot (y_{int} - y_{intref}) + K_{12y} \cdot \int (y_{int} - y_{intref}) d\tau = 0 \quad (3-45)$$

$$v_2 - \dot{y}_{3nivref} + K_{21y} \cdot (y_{3niv} - y_{3nivref}) + K_{22y} \cdot \int (y_{3niv} - y_{3nivref}) d\tau = 0 \quad (3-46)$$

Les commandes du système réduit sont alors obtenues en imposant:

$$P_{inref} = \psi_{P_{in}}(y_{intref}, v_1)$$

$$P_{intref} = \psi_{P_{int}}(y_{3nivref}, v_2)$$

### 3.3.4. Trajectoires de Référence et Synthèse des Lois de Commandes pour les Boucles Internes

#### 3.3.4.1 Trajectoires de Référence

Comme montré sur la figure 3-9, les contrôleurs d'énergie génèrent les puissances de référence  $P_{inref}$  et  $P_{intref}$ . Ces grandeurs sont ensuite connectées à l'entrée de filtres d'ordre deux de pulsation et d'amortissement respectifs  $\omega_{npef}$ ,  $\xi_{pef}$  et  $\omega_{np3f}$ ,  $\xi_{p3f}$  les grandeurs de référence des régulateurs de puissance seront donc les sorties de ces deux filtres et vérifient :

$$\begin{aligned} \lambda_{p_{ref}}(t) &= \left( P_{inref} - P_{in}(t_{init3p}) \right) \cdot \left( 1 - \frac{e^{-\xi_{pef} \omega_{npef} (t-t_{init3p})}}{\sqrt{1-\xi_{pef}^2}} \sin \left( \omega_{npef} (t-t_{init3p}) \sqrt{1-\xi_{pef}^2} + \psi_{pi} \right) \right) + P_{in}(t_{init3p}) \\ \lambda_{p_{3ref}}(t) &= \left( P_{intref} - P_{int}(t_{init3p}) \right) \cdot \left( 1 - \frac{e^{-\xi_{p3f} \omega_{np3f} (t-t_{init3p})}}{\sqrt{1-\xi_{p3f}^2}} \sin \left( \omega_{np3f} (t-t_{init3p}) \sqrt{1-\xi_{p3f}^2} + \psi_{p3} \right) \right) + P_{int}(t_{init3p}) \end{aligned} \quad (3-47)$$

où:

$$\begin{aligned} \psi_{pi} &= \arcsin(\sqrt{1-\xi_{pef}^2}) \\ \psi_{p3} &= \arcsin(\sqrt{1-\xi_{p3f}^2}) \end{aligned}$$

où  $t_{init3p}$ ,  $t_{init3p}$  correspondent aux instants de mise en fonction des asservissements de puissance respectivement pour les convertisseurs entrelacé et 3 niveaux. L'amortissement de ces deux filtres est supposé strictement inférieur à 1. Le dimensionnement des paramètres des filtres permet d'assurer que, pendant les régimes transitoires, les rapports cycliques des interrupteurs de puissance appartiennent toujours à l'intervalle [0 1].

#### 3.3.4.2. Synthèse des Lois de Commande

##### 3.3.4.2.1. Lois de Commande du Convertisseur Entrelacé

Comme précédemment avec le contrôle de l'énergie électrostatique, nous appliquons une linéarisation entrée sortie pour assurer le contrôle de la puissance  $P_{in}$  à sa référence  $\lambda_{p_{ref}}$ . Le montage étant entrelacé en entrée, nous supposons les commandes des interrupteurs (associés aux rapports cycliques  $d_{11}$  et  $d_{12}$ ) décalées d'une demi-période de découpage. La référence de puissance transitant à travers chaque inductance  $L_{11}$  et  $L_{12}$  sera notée respectivement  $\lambda_{p_{ref1}}$  et  $\lambda_{p_{ref2}}$  et égale à  $\lambda_{p_{ref}}/2$ . Les puissances seront, elles, notées  $P_{in11}$  et  $P_{in12}$ . La linéarisation entrée sortie conduit alors:

$$\dot{P}_{in11} = \chi_{e11}$$

$$\dot{P}_{in12} = \chi_{e12}$$

Pour s'assurer que les puissances  $P_{in11}$  et  $P_{in12}$  suivent leurs références respectives  $\lambda_{p_{ref1}}$  et  $\lambda_{p_{ref2}}$ , nous utilisons les lois de commande:

$$\chi_{e11} - \dot{\lambda}_{p_{ref1}} + K_{11p} (P_{in11} - \lambda_{p_{ref1}}) + K_{12p} \int_0^t (P_{in11} - \lambda_{p_{ref1}}) = 0 \quad (3-48)$$

$$\chi_{e12} - \dot{\lambda}_{p_{ref2}} + K_{11p} (P_{in12} - \lambda_{p_{ref2}}) + K_{12p} \int_0^t (P_{in12} - \lambda_{p_{ref2}}) = 0 \quad (3-49)$$

où  $K_{11p}, K_{12p} > 0$ . Leurs valeurs sont indiquées dans le tableau 3-5. Pour calculer les signaux de commande  $d_{11}$  et  $d_{12}$ , nous remarquons qu'au sens des grandeurs moyennes :

$$V_e = L_{11} \frac{di_{L11}}{dt} + \hat{r}_{sInter} (i_{L11} + i_{L112}) + V_{int} (1 - d_{11}) \quad (3-50)$$

$$V_e = L_{12} \frac{di_{L12}}{dt} + \hat{r}_{sInter} (i_{L11} + i_{L12}) + V_{int} (1 - d_{12}) \quad (3-51)$$

or:

$$P_{in11} = V_e i_{L11} \quad (3-52)$$

$$P_{in12} = V_e i_{L12} \quad (3-53)$$

et:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L11} \\ i_{L12} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_e} \left( \begin{bmatrix} \dot{P}_{in11} \\ \dot{P}_{in12} \end{bmatrix} - \frac{1}{V_e} \begin{bmatrix} P_{in11} \\ P_{in12} \end{bmatrix} \frac{dV_e}{dt} \right) \quad (3-54)$$

En supposant  $V_e$  et  $V_{int}$  des paramètres à variations lentes dans le temps, on peut alors considérer que le système défini par les relations (3-50) et (3-51) est plat. La sortie plate est le vecteur  $[P_{in11}, P_{in12}]^t$  associés à la commande  $[d_{11}, d_{12}]^t$ . La commande peut alors s'exprimer en fonction de la sortie plate et de ses dérivées comme suit :

$$d_{11} = \frac{L_{11}}{V_e V_{int}} \left( \dot{P}_{in11} - \frac{P_{in11}}{V_e} \frac{dV_e}{dt} \right) + \hat{r}_{sInter} \left( \frac{P_{in11}}{V_e V_{int}} + \frac{P_{in12}}{V_e V_{int}} \right) + 1 - \frac{V_e}{V_{int}} \quad (3-55)$$

$$d_{12} = \frac{L_{12}}{V_e V_{int}} \left( \dot{P}_{in12} - \frac{P_{in12}}{V_e} \frac{dV_e}{dt} \right) + \hat{r}_{sInter} \left( \frac{P_{in11}}{V_e V_{int}} + \frac{P_{in12}}{V_e V_{int}} \right) + 1 - \frac{V_e}{V_{int}} \quad (3-56)$$

Qui peut se réécrire sous une forme plus générale:

$$\begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{12} \end{bmatrix} = \psi \left( \begin{bmatrix} P_{in11} \\ P_{in12} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \dot{P}_{in11} \\ \dot{P}_{in12} \end{bmatrix} \right)$$

La commande en boucle fermée pour la boucle de puissance de l'étage d'entrée est donc obtenue en utilisant les relations (3-48), (3-49) (3-55) et (3-56). Il vient:

$$\begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{12} \end{bmatrix} = \psi \left( \begin{bmatrix} \lambda_{peref} / 2 \\ \lambda_{peref} / 2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \chi_{e11} \\ \chi_{e12} \end{bmatrix} \right) \quad (3-57)$$

### 3.3.4.2.2. Lois de Commande du Convertisseur 3 Niveaux

Nous utilisons la linéarisation entrée sortie suivante:

$$\dot{P}_{int} = \chi_{p3}$$

Pour s'assurer que  $P_{int}$  suit sa référence de trajectoire  $\lambda_{p3ref}$ , nous proposons la loi de commande:

$$\chi_{p3} - \dot{\lambda}_{p3ref} + K_{21p} (P_{int} - \lambda_{p3ref}) + K_{22p} \int (P_{int} - \lambda_{p3ref}) d\tau = 0 \quad (3-58)$$

Où  $K_{21p}, K_{22p} > 0$ . La dynamique de contrôleur de la puissance sera fixée par les coefficients  $K_{21p}$  et  $K_{22p}$  et leurs valeurs sont indiquées dans le tableau 3-5.

Les hypothèses faites lors du dimensionnement du contrôle de l'énergie électrostatique stockée dans les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  supposaient que les tensions aux bornes des deux condensateurs étaient équilibrées. Or, confère les résultats présentés dans [Huang ,2009], cette hypothèse n'est pas valide sans un contrôle actif ou passif de l'équilibrage.

Afin de ne pas dégrader le rendement de cet étage de conversion, nous avons opté pour une solution active d'équilibrage. Pour atteindre cet objectif, nous proposons un contrôleur non linéaire qui en plus de contrôler la puissance absorbée par le convertisseur, va assurer l'équilibrage dynamique du convertisseur.

L'équation différentielle vérifiée par les variables d'état de ce convertisseur s'écrit, au sens des valeurs moyennes:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = V_{int} - \hat{r}_{s3niv} \cdot i_{L2} - (1 - d_{21}) \cdot V_{C1} - (1 - d_{22}) \cdot V_{C2} \\ C_1 \cdot \frac{dV_{C1}}{dt} = (1 - d_{21}) \cdot i_{L2} - \frac{P_{ch}}{V_{C1} + V_{C2}} - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{\hat{R}_{p3niv}} \\ C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} = (1 - d_{22}) \cdot i_{L2} - \frac{P_{ch}}{V_{C1} + V_{C2}} - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{\hat{R}_{p3niv}} \end{array} \right. \quad (3-59)$$

où:

- $d_{21}$  et  $d_{22}$  représentent respectivement les rapports cycliques des signaux de commande des interrupteurs  $Q_{21}$  et  $Q_{22}$ ,

Posons  $d_{21} = d_{22} - \beta = d_3$  où  $\beta$  représente un terme de correction pour  $d_{22}$  permettant d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Ainsi (3-59) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = V_{int} - \hat{r}_{s3niv} \cdot i_{L2} - (1 - d_3) \cdot V_{C1} - (1 - d_3 - \beta) \cdot V_{C2} \\ C_1 \cdot \frac{dV_{C1}}{dt} = (1 - d_3) \cdot i_{L2} - \frac{P_{ch}}{V_{C1} + V_{C2}} - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{\hat{R}_{p3niv}} \\ C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} = (1 - d_3 - \beta) \cdot i_{L2} - \frac{P_{ch}}{V_{C1} + V_{C2}} - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{\hat{R}_{p3niv}} \end{array} \right. \quad (3-60)$$

Sachant que:

$$\begin{cases} P_{\text{int}} = V_{\text{int}} i_{L2} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{V_{\text{int}}} \left( \dot{P}_{\text{int}} - \frac{P_{\text{int}}}{V_{\text{int}}} \frac{dV_{\text{int}}}{dt} \right) \end{cases} \quad (3-61)$$

Pour contrôler le système, nous proposons un changement de variables. En fait, les nouvelles variables d'état  $x_1$ ,  $x_2$  représentent respectivement la différence et la somme des charges électriques stockées dans les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & -C_2 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \quad (3-62)$$

Les équations (3-60), (3-61) et (3-62) conduisent alors aux deux expressions:

$$\frac{dP_{\text{int}}}{dt} = \frac{P_{\text{int}}}{V_{\text{int}}} \cdot \frac{dV_{\text{int}}}{dt} + \frac{V_{\text{int}}}{L_2} \left( V_{\text{int}} - \hat{r}_{s3niv} \cdot \frac{P_{\text{int}}}{V_{\text{int}}} - (1-d_3) \cdot \frac{x_1+x_2}{2C_1} - (1-d_3-\beta) \cdot \frac{x_2-x_1}{2C_2} \right) \quad (3-63)$$

$$\dot{x}_1 = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} - C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} = \beta \cdot \frac{P_{\text{int}}}{V_{\text{int}}} \quad (3-64)$$

Nous ferons l'hypothèse que le système ne fonctionne pas à vide, le système n'étant alors pas commandable (nécessité de désactiver la commande d'équilibrage dans ce cas de figure). En supposant la dynamique de contrôle de l'énergie électrostatique stockée dans les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  bien plus lente que celles d'asservissement de la puissance et d'équilibrage,  $x_2$  est alors lentement variable en comparaison de  $x_1$  et  $P_{\text{int}}$ . On peut alors considérer le système différentiel donné par (3-63) et (3-64) comme plat, la sortie plate étant le vecteur  $[P_{\text{int}}, \chi_1]^T$  associé à la commande  $[d_3, \beta]^T$ . Il vient alors:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} d_3 \\ \beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{L_2 \frac{dV_{\text{int}}}{dt} \frac{P_{\text{int}}}{V_{\text{int}}} + V_{\text{int}}^2 - \hat{r}_{s3niv} P_{\text{int}} + V_{C2} V_{\text{int}} \dot{x}_1 \frac{V_{\text{int}}}{P_{\text{int}}} - \dot{P}_{\text{int}} L_2}{V_{\text{int}} \left( \frac{x_1+x_2}{2C_1} + \frac{x_2-x_1}{2C_2} \right)} \\ \dot{x}_1 \frac{V_{\text{int}}}{P_{\text{int}}} \end{bmatrix} \\ &= \psi_{3niv} \left( P_{\text{int}}, \dot{P}_{\text{int}}, x_1, \dot{x}_1 \right) \end{aligned} \quad (3-65)$$

Ainsi, les rapports cycliques des signaux de commande  $d_{21}$  et  $d_{22}$  sont donnés par  $d_{21}=d_3$  et  $d_{22}=d_3+\beta$  comme montré en figure. 3-9-(a).

Même si les deux valeurs des condensateurs de convertisseur à trois-niveaux ne sont pas exactement les mêmes, pour le contrôle nous supposons qu'ils sont égaux et nous avons fixé  $x_{1,ref}=0$  à tout instant. On suppose en effet, qu'au démarrage le déséquilibre est voisin de zéro (fonctionnement à vide, composants identique). De manière similaire à la puissance de référence  $\lambda_{p3ref}$ , l'équilibrage de tension s'effectue à l'aide de la linéarisation entrée sortie, on pose:

$$\dot{x}_1 = \chi_{e22}$$

$$x_{1,ref} = \lambda_{x1ref} = 0$$

à laquelle on associe les lois de comportement:

$$\chi_{e22} - \dot{\lambda}_{x1ref} + K_{21x}(x_1 - \lambda_{x1ref}) + K_{22x} \int_0^t (x_1 - \lambda_{x1ref}) = 0 \quad (3-66)$$

où les coefficients sont supposés positifs ( $K_{21x}, K_{22x} > 0$ ) Leurs valeurs sont indiquées dans le tableau 3-5. La commande en boucle fermée est obtenue à l'aide des équations (3-58), (3-65) et (3-66). On obtient:

$$\begin{bmatrix} d_3 \\ \beta \end{bmatrix} = \psi_{3niv}(\lambda_{p3ref}, \chi_{p3}, \lambda_{x1ref}, \chi_{e22}) \quad (3-67)$$

La figure 3-10 montre un schéma fonctionnel de l'ensemble de la commande du convertisseur à haut ratio d'élévation.

### 3.4. Dimensionnement des Trajectoires des Références des Energies pour Applications de Type Pile à Combustible

L'utilisation d'une pile à combustible comme source d'énergie induit une contrainte particulière qui consiste en une limitation du taux maximum de variations de courant notée  $(di_f/dt)_{max}$ . Cette contrainte peut être prise en compte de différentes manières. Lorsqu'il s'agit de contrôler un bus DC capacitif (figure 3-9-a) avec une PAC comme source d'énergie, cette contrainte se traduit par une limitation importante des propriétés dynamiques. En effet, toute variation rapide de charge ne pourra pas être répercutée sur la source immédiatement. Pour assurer la contrôlabilité du système, il faudra alors augmenter de manière très importante la valeur de la capacité de sortie du système de manière à limiter la chute de tension en régime transitoire. Cette solution est très rarement utilisée, la solution consistant à hybrider la PAC avec une source de puissance telle que les packs de supercondensateurs lui étant souvent préférées. L'autre solution possible est d'utiliser la PAC comme une source d'énergie dont la principale fonction est de recharger un pack de batteries qui constitue le réseau DC. La figure 3-11 présente le convertisseur à haut ratio étudié, dans sa version réversible lorsqu'il est connecté à un réseau DC constitué de batteries. Les lois de commande précédentes restent valides puisque le système fonctionne ici uniquement en mode de conduction continue. L'objectif est alors d'imposer au dispositif de fournir au pack de batteries la puissance  $P_{ch}$  sachant que les résistances  $r$  et  $r_b$  représentent respectivement la résistance de ligne et la résistance série du pack supposée connue.



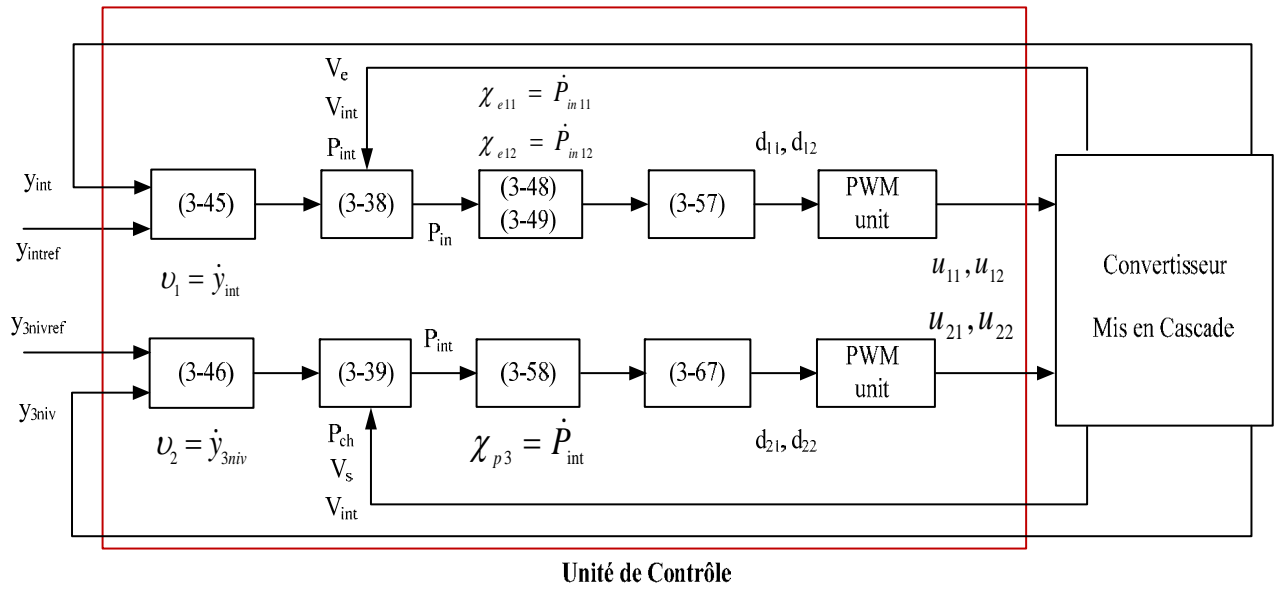


Figure 3-10. Schéma fonctionnel de la commande du hacheur à haut ratio d'élévation.

**Tableau 3-4.**  
**Paramètres du Système Mis en Cascade**

1 <sup>er</sup> sous-convertisseur (Boost entrelacé)	Tension d'entrée :	$V_e=15V$
	Inductance :	$L_{11}=L_{12}=35\mu H, r_{L11}=r_{L12}=0.04\Omega$
	Capacitance de sortie :	$C=4000 \mu F$
2 <sup>me</sup> sous-convertisseur (Boost trois-niveau)	Tension d'entrée :	$V_{int} = 40V$
	Inductance :	$L_2=50\mu H, r_{L2} = 0.05\Omega$
	Capacitance de sortie :	$C_1=C_2=600 \mu F$
Charge	Résistance variable	
Fréquence de découpage	20kHz	

**Tableau 3-5.**  
**Paramètres du Contrôle**

Contrôleur d'énergie du convertisseur entrelacé	$k_{11y}=191s^{-1}$ , $\zeta_{vi}=0.7$ ,	$k_{12y}=18225s^{-1}$ $\omega_{nyi}=135rad.s^{-1}$
Contrôleurs de puissance du convertisseur entrelacé	$K_{11p}=1901rad.s^{-1}$ , $\zeta_{pi}=0.7$ ,	$K_{12p}=1822500.s^{-2}$ $\omega_{npi}=1350rad.s^{-1}$
Contrôleur d'énergie du convertisseur 3-niveaux	$k_{21y}=191 s^{-1}$ , $\zeta_{v3niv}=0.7$ ,	$k_{22y}=18225s^{-1}$ $\omega_{nv3niv}=135 rad.s^{-1}$
Contrôleur de puissance du convertisseur 3-niveaux	$K_{21p}=1901rad.s^{-1}$ , $\zeta_{p3niv}=0.7$ ,	$K_{22p}=1822500 rad^2.s^{-2}$ $\omega_{np3niv}=1350 rad.s^{-1}$
Contrôleur assurant l'équilibrage des tensions du convertisseur 3-niveaux	$K_{21x}=19089rad.s^{-1}$ , $\zeta_{x3niv}=0.7$ ,	$K_{22x}=182250000 rad^2.s^{-2}$ $\omega_{nx3niv}=13500 rad.s^{-1}$
Filtre de trajectoire d'énergie du convertisseur entrelacé	$\zeta_{yef}=1$ ,	$\omega_{nyef}=2 rad.s^{-1}$
Filtre de trajectoire de puissance du convertisseur entrelacé	$\zeta_{pef}=0.7$ ,	$\omega_{npef}=1000 rad.s^{-1}$
Filtre de trajectoire d'énergie du convertisseur 3-niveaux	$\zeta_{y3f}=1$ ,	$\omega_{ny3f}=2 rad.s^{-1}$
Filtre de trajectoire de puissance du convertisseur 3-niveaux	$\zeta_{p3f}=0.7$ ,	$\omega_{np3f}=1000 rad.s^{-1}$
Rapport de tension	$\approx 10$ fois	

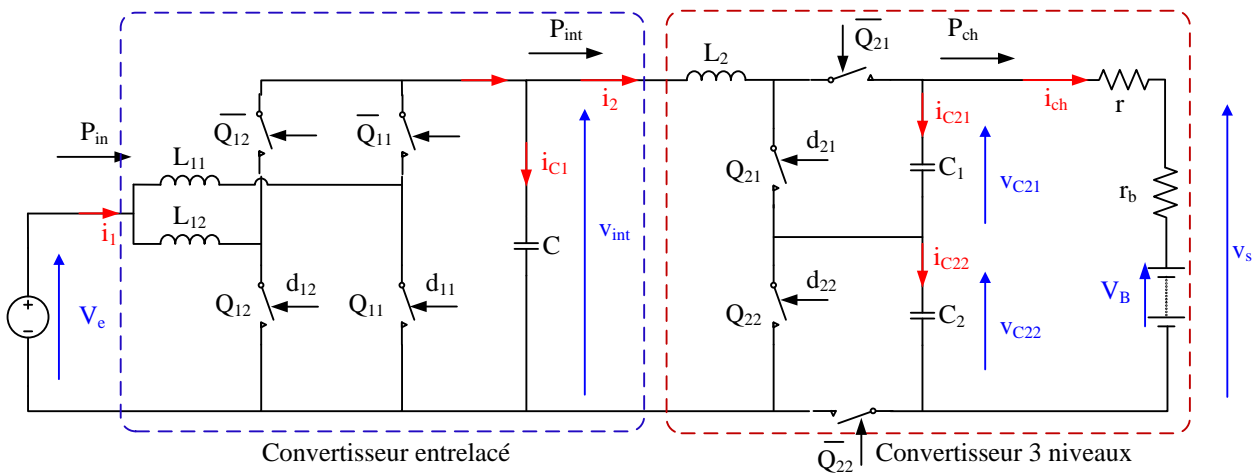


Figure 3-11. Hacheur à haut ratio d'élévation réversible connecté à un pack de batterie.

Il suffit alors, pour satisfaire la condition sur la puissance de charge  $P_{ch}$ , d'imposer à la tension de sortie de référence de vérifier:

$$V_{sref} = \frac{1}{2} \cdot \left( V_B + \sqrt{V_B^2 + 4 \cdot (r + r_b) \cdot P_{ch}} \right) \quad (3-68)$$

Nous supposons dans ce paragraphe que le convertisseur à haut ratio est connecté à un pack de batterie et que la tension de référence  $V_{sref}$  vérifie cette condition.

Lors de la phase de planification de trajectoires, notamment celles définies par les relations (3-43) et (3-44), nous avons introduit deux paramètres  $\tau_1$  et  $\tau_2$  dont le dimensionnement doit intégrer cette contrainte sur la dérivée de courant sachant qu'une variations trop rapide des références d'énergie électrostatique se traduira inévitablement par des appels de courant importants dont le taux de variations deviendra bien supérieur à la consigne maximale autorisée. On se propose dans cette partie d'expliquer comment sont choisies ses deux valeurs de paramètres.

Pour ce faire, nous ferons l'hypothèse que les énergies  $y_{int}$  et  $y_{3niv}$  suivent parfaitement leurs références respectives. Nous ferons aussi l'hypothèse que le modèle utilisé pour faire la commande ne comporte pas d'erreur de modélisation et que les pertes sont négligeables. Une commande en boucle ouverte est donc suffisante pour cette phase de dimensionnement.

### 3.4.1. Dimensionnement de la Constante de Temps $\tau_1$

Pour dimensionner ce paramètre, nous faisons l'hypothèse que pendant la phase de démarrage, le convertisseur 3 niveaux n'est pas actif. Nous envisageons alors une variation extrême de la consigne de tension intermédiaire. Dans ce cas nous supposons qu'au démarrage:

$$\forall t \in \mathfrak{R}^+, y_{int}(t) = y_{intref}(t), V_{sf} = V_B, P_{int} = 0$$

alors (3-38) permet d'obtenir une expression analytique de la puissance  $P_{in}$ .

$$P_{in} = 2P_{1max} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_{intref}}{P_{1max}}} \right] = f_{\tau_1}(t) \quad (3-69)$$

Un tracé présentant l'évolution de la puissance consommée en entrée  $P_{in}$  en fonction des valeurs prises par la constante de temps  $\tau_1$  est donné sur la figure 3-12. Cette puissance correspond à la puissance nécessaire pour charger la capacité intermédiaire  $C$  à sa valeur de référence lorsque le système est à vide ( $P_{ch}=0$ ). Comme le montre ce tracé, la valeur maximale de puissance en régime transitoire est faible, et ceci quel que soit la valeur de la constante de temps  $\tau_1$ . Le choix de ce paramètre ne sera donc conditionné qu'aux performances dynamiques de la boucle d'énergie sur  $y_{int}$ .

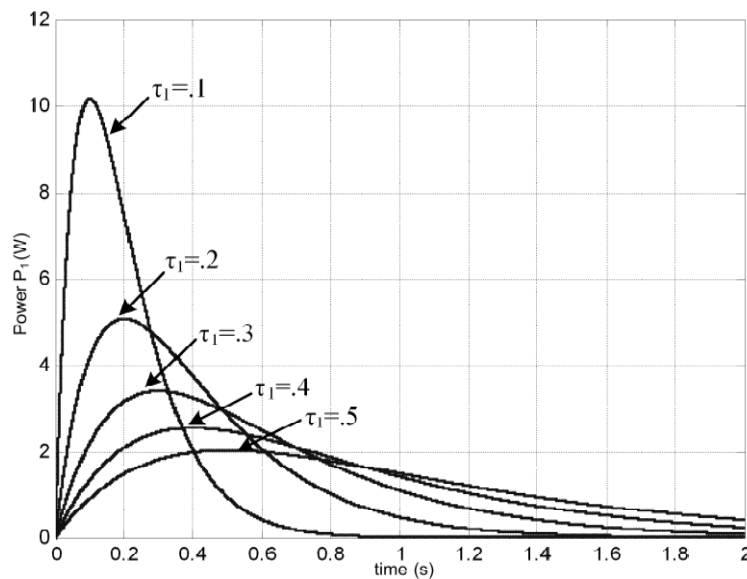


Figure 3-12. Plot de  $P_{in}$  en fonction de la constante de temps  $\tau_1$ .

### 3.4.2. Dimensionnement de la Constante de Temps $\tau_2$

Nous supposons maintenant que la tension intermédiaire a atteint sa valeur de référence, que la charge est connectée et nous appliquons un échelon sur la consigne de puissance de charge qui passe de 0 à 400W. On suppose alors :

$$\forall t \in \mathfrak{R}^+ / y_s(t) = y_{sref}(t), y_{intref} = y_{int}(t), \dot{y}_{intref} = 0$$

Alors les relations (3-38) et (3-39) permettent d'obtenir:

$$P_{int} = 2P_{2max} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_{sref} + P_{ch}}{P_{2max}}} \right] \quad (3-70)$$

$$P_{in} = 2P_{1max} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{P_{int}}{P_{1max}}} \right] = f_{\tau_2}(t) \quad (3-71)$$

Il est facile de montrer que la fonction  $f_{\tau_2}$  est strictement monotone quelque soit les valeurs prises par le paramètre  $\tau_2$ . La puissance délivrée par la pile ne peut donc pas en régime transitoire être supérieure à la puissance de référence en régime établi. Pour assurer la condition sur la dérivée du courant de pile à combustible, nous avons besoin de trouver son expression analytique comme une fonction de la constante de temps  $\tau_2$ . Si nous supposons que la caractéristique statique de la pile à combustible est celle donnée sur la figure 1-6, en posant  $V_f=f(i_f)$ , il vient :

$$P_{pac} = V_f \cdot i_f = P_{in} = V_e \cdot i_l \quad (3-72)$$

$$\frac{dV_f}{dt} = \frac{dV_e}{dt} = \frac{dV_f}{di_f} \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (3-73)$$

$$\frac{dP_{pac}}{dt} = \begin{cases} \frac{d(V_f \cdot i_f)}{dt} = i_f \frac{dV_f}{di_f} \frac{di_f}{dt} + V_f \cdot \frac{di_f}{dt} \\ \frac{di_f}{dt} (i_f \frac{dV_f}{di_f} + V_f) \end{cases} \quad (3-74)$$

où  $P_{pac}$  est la puissance de sortie délivrée par la Pile à Combustible,  $V_f$  et  $i_f$  sont respectivement la tension de sortie et le courant de PAC. Le calcul du terme  $\frac{dV_f}{di_f}$  s'effectue à partir de la relation (1-2).

Coté convertisseur, il est aussi possible de calculer la dérivée de la puissance consommée. En effet, celle-ci vérifie:

$$\frac{dP_{pac}}{dt} = \frac{\partial P_{in}}{\partial V_e} \cdot \frac{dV_e}{dt} + \frac{\partial P_{in}}{\partial t} = \frac{\partial P_m}{\partial V_f} \cdot \frac{dV_f}{di_f} \cdot \frac{di_f}{dt} + \frac{\partial P_{in}}{\partial t} \quad (3-75)$$

Après comparaison entre les équations (3-74) et (3-75), il vient:

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{\frac{\partial P_{in}}{\partial t}}{i_f \frac{dV_f}{di_f} + V_f - \frac{\partial P_{in}}{\partial V_f} \frac{dV_f}{di_f}} \quad (3-76)$$

Un tracé de la dérivée du courant de pile pour différentes valeurs de  $\tau_2$  est présenté sur la figure 3-13 pour un échelon de puissance de charge qui passe de 0 à 400W. Comme montré par ces résultats, il est bien possible de contrôler la valeur maximale du taux de variations de courant de pile par un choix judicieux de la constante de temps  $\tau_2$ .

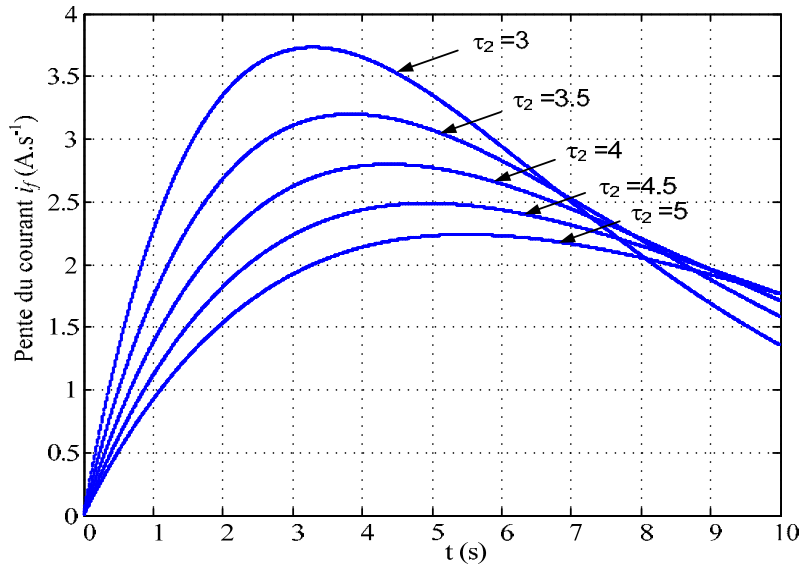


Figure 3-13. Tracé de  $di_f/dt$  donnée par (3-76) pour différentes valeurs du paramètre  $\tau_2$  et pour un échelon de puissance de charge de 0 à 400W.

Comme le montre les résultats donnés dans le tableau 3-6, ces résultats théoriques ont pu être validés expérimentalement sur une pile à combustible PEM 500W, l'écart entre résultats théoriques et pratiques restant faible. La consigne de puissance de charge a varié en échelon de 0 à 400W. Les essais ont été réalisés à flux des gaz fixe (débit des gaz maximum). Le ratio d'élévation de tension est voisin de 10.

**Tableau 3-6.**

**Valeurs Maximales de la Dérivée du Courant de Pile à Combustible Obtenues après une Variation de Puissance de Charge  $P_{ch}$  de 0 à 400W.**

Valeurs de constant de temps $\tau_2$ (s)	3	3.5	4	4.5	5
résultats théorétiques (A.s <sup>-1</sup> )	3.73	3.2	2.8	2.5	2.24
résultats expérimentaux (A.s <sup>-1</sup> )	3.8	3.3	3.2	3	2.2

### 3.5. Evaluation des Performances du Convertisseur Proposé Muni de sa Commande

Afin de valider les études faites dans ce chapitre, un convertisseur dimensionné pour une puissance de 4,5kW a été utilisé. Les paramètres du système et de la commande sont indiqués dans les tableaux 3-4 et 3-5.

### 3.5.1. Résultats de Simulation

Pour la simulation du convertisseur, nous avons considéré uniquement les équations différentielles du système définies au sens des grandeurs moyennes. L'effet de découpage des interrupteurs n'est donc pas visible sur les résultats de simulation. De plus au démarrage de la simulation, on active simultanément les contrôles des deux étages.

Sur les figures 3-14-a, 3-14-b et 3-14-c est représentée l'évolution des courants inductifs et de charge, des énergies électrostatiques et de la puissance  $P_{int}$  lors d'un démarrage avec une valeur de tension intermédiaire fixée à 40V et une tension de sortie de référence fixée à 80V et après un changement de consigne de tension intermédiaire qui passe de 40V à 50V à  $t=5s$ . Comme le montre ces courbes, les énergies électrostatiques suivent parfaitement leurs références respectives. La puissance intermédiaire baisse un peu à la suite du changement de tension intermédiaire, les pertes joules ayant baissées dans la simulation. Le découplage des deux régulateurs d'énergie est bien visible sur cet essai.

Cette propriété est confirmé par les essais présentés sur les figures 3-14-d à 3-14-h ou cette fois ci, après le démarrage (identique au cas précédant), on effectue un changement sur la référence de tension de sortie qui passe de 80V à 100V à  $t=5s$ . Comme le montre ces relevés, le système est bien contrôlé. Les énergies tout comme les puissances suivent parfaitement leurs consignes respectives. L'équilibrage des tensions capacitives du convertisseur 3 niveaux fonctionne parfaitement même lors des régimes transitoires.

Les figures 3-14-i et 3-14-j montrent l'évolution des énergies et des puissances d'entrée et leurs respectives références après un échelon de puissance de charge. Comme le montrent ces résultats, les puissances suivent toujours parfaitement leurs références respectives. Une légère variation des énergies stockées dans les condensateurs des bus capacitifs est observée sur les formes d'onde au moment de l'échelon, ce résultat s'expliquant par le fait que l'on oblige les puissances à suivre parfaitement leurs références respectives (qui ont des dynamiques imposées par les filtres de référence) ce qui a pour effet de ralentir la réponse à la perturbation de charge. Il est possible d'obtenir un meilleur comportement dynamique en relâchant cette contrainte mais alors le comportement transitoire n'est plus maîtrisé.

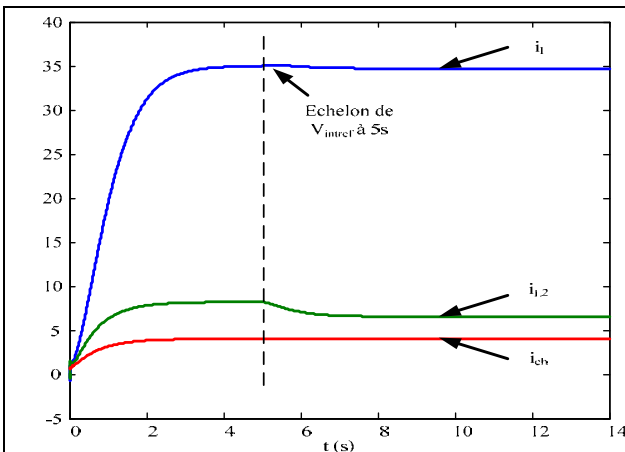


Figure 3-14-a. Evolution des courants de source  $i_l$ , dans l'inductance  $L_2$  et de charge  $i_{ch}$  lors du démarrage et après une variation de  $V_{intref}$  de 40 V à  $t=50V$ .

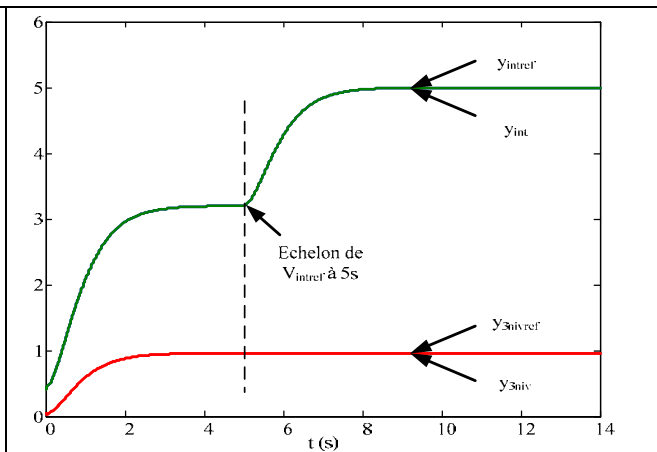


Figure 3-14-b. Evolution des énergies  $y_{int}$ ,  $y_{3niv}$  et de leurs références lors du démarrage et après une variation de  $V_{intref}$  de 40 à 50 V à  $t=5s$ .

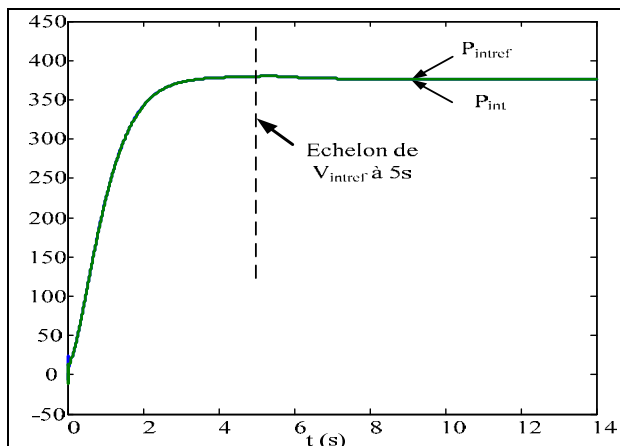


Figure 3-14-c. Evolution des puissances intermédiaire  $P_{int}$ , de sa référence  $P_{intref}$  lors du démarrage du convertisseur et après une variation de  $V_{intref}$  de 40V à 50V à  $t=5s$ .

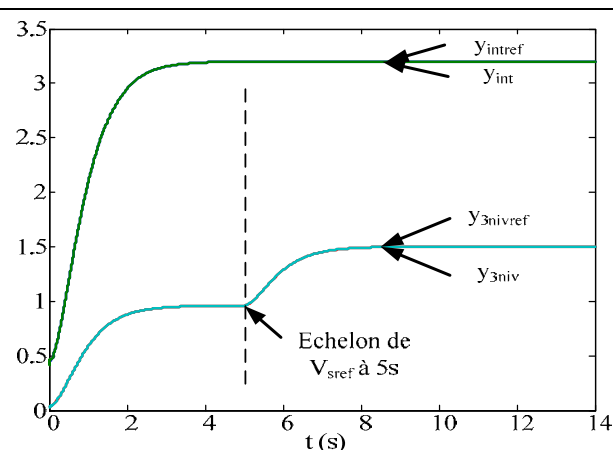


Figure 3-14-d. Evolution des énergies  $y_{int}$ ,  $y_{3niv}$  et de leurs références lors du démarrage et après une variation de  $V_{sref}$  de 80 à 100 V à  $t=5s$ ,  $V_{intref}=40V$ .

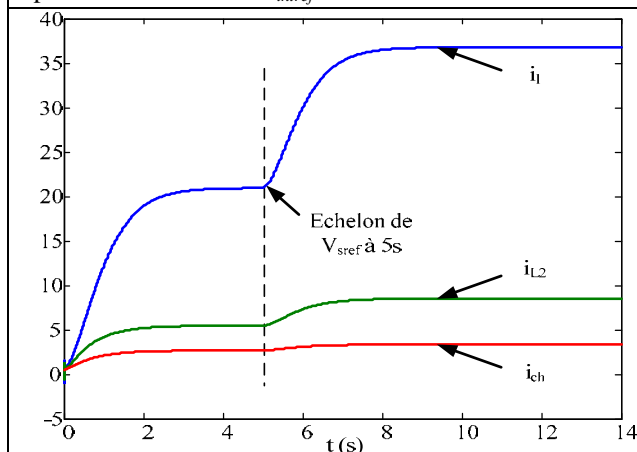


Figure 3-14-e. Evolution des courants de source  $i_i$ , dans l'inductance  $L_2$  et de charge  $i_{ch}$  lors du démarrage et après une variation de  $V_{sref}$  de 80 V à 100V à  $t=5s$ ,  $V_{intref}=40V$ .

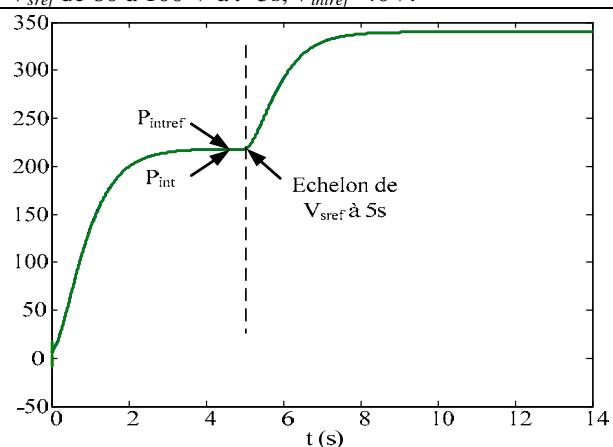


Figure 3-14-f. Evolution des puissances intermédiaire  $P_{int}$  et de sa référence  $P_{intref}$  lors du démarrage du convertisseur et après une variation de  $V_{sref}$  de 80V à 100V à  $t=5s$ ,  $V_{intref}=40V$ .

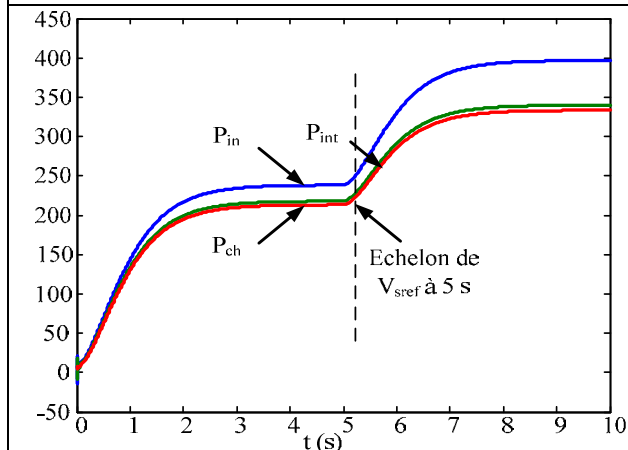


Figure 3-14-g. Evolution des puissances d'entrée  $P_{in}$ , intermédiaire  $P_{int}$  et de charge  $P_{ch}$  lors du démarrage du convertisseur et après une variation de  $V_{sref}$  de 80V à 100V à  $t=5s$ ,  $V_{intref}=40V$ .

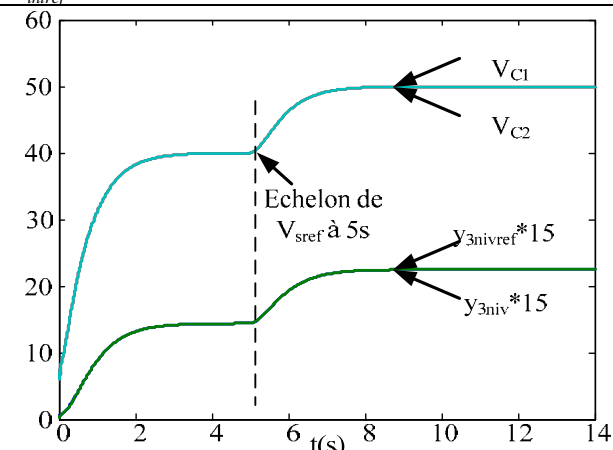


Figure 3-14-h. Evolution des énergies  $y_{3niv}$ ,  $y_{3nivref}$ , des tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  lors du démarrage et après une variation de  $V_{sref}$  de 80V à 100 V,  $V_{intref}=40V$ .

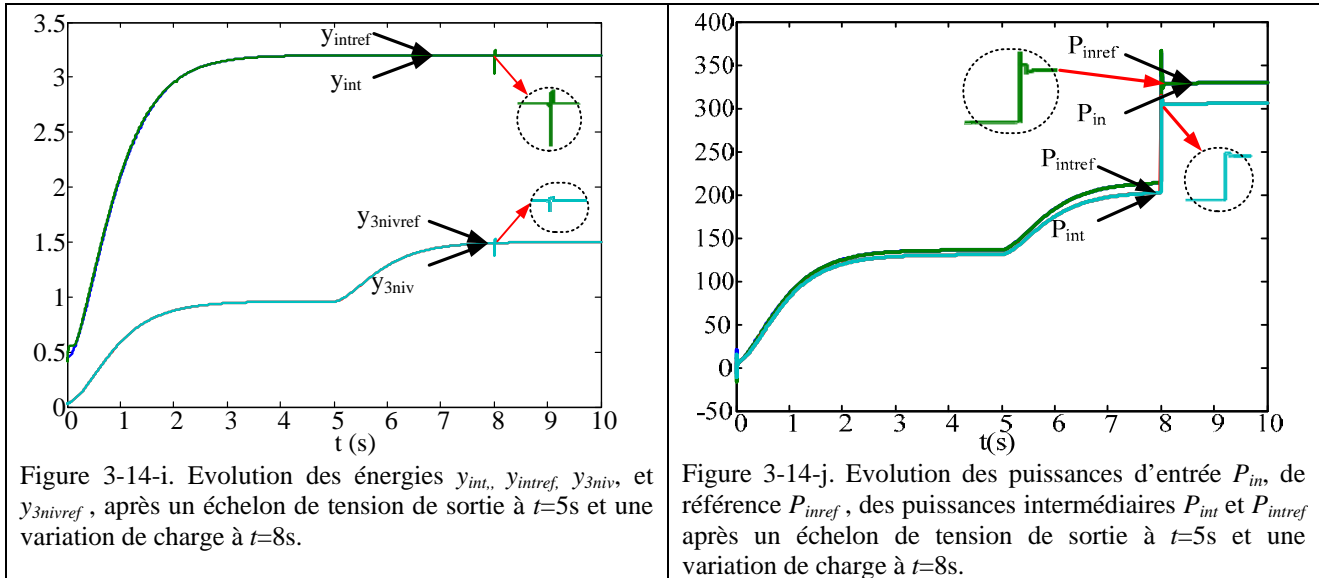


Figure 3-14. Résultats obtenus par simulation du convertisseur à haut ratio d'élévation de tension.

### 3.5.2. Résultats Expérimentaux

La commande a été implantée numériquement à partir des outils Matlab/simulink/Dspace et la carte temps réelle DSPACE-1103. La fréquence d'échantillonnage est synchronisée avec la porteuse MLI de manière à ce que la mesure des courants inductifs soit proche de leur valeur moyenne sur une période de découpage (échantillonnage synchronisé sur le sommet des porteuses MLI).

Sur la figure 3.15 sont présentés différents résultats expérimentaux correspondant à quatre types d'essais. Le premier consiste à varier la référence de tension intermédiaire  $V_{intref}$  qui passe successivement de 40 à 50V et inversement. Le second consiste à faire varier cette fois-ci la référence de tension de sortie  $V_{sref}$  qui passe successivement de 80 à 100V et inversement. Le troisième consiste à faire l'équilibrage de tension de sortie sur les capacités  $C_1$  et  $C_2$ . Le quatrième consiste à faire varier la charge de 200 à 380W.

Comme le montrent les résultats présentés sur les figures 3-15-a à 3-15-c pour le premier essai et les figures 3-15-d à 3-15-g pour le second, les énergies suivent parfaitement leurs références respectives. Le découplage des contrôles des énergies électrostatiques est bien réalisé. On remarque aussi que lorsque le niveau de tension intermédiaire passe à 50V, les pertes dans le système augmentent. En effet, sur la figure 3-15-c, on voit que la puissance d'entrée  $P_{in}$  est plus importante à 50V qu'à 40V pour la tension intermédiaire.

Les figures 3-15-g et 3-15-h pour le troisième essai permettent d'évaluer le comportement des tensions aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  lorsque le système d'équilibrage est actif (figure.3-15-g) et désactivé (figure.3-15-h). Comme le montre ces résultats, l'équilibrage dynamique est une nécessité. D'autre part, la solution d'équilibrage actif fonctionne bien et permet d'assurer l'équilibre des tensions même en régime transitoire.

Les figures 3-15-i et 3-15-j montrent l'évolution des énergies et des puissances d'entrée et leurs références respectives après un échelon de puissance de charge. Comme pour les résultats de simulation, les puissances suivent parfaitement leurs références respectives. Une variation des énergies stockées dans les condensateurs des bus capacitifs est observée sur les formes d'onde au moment de l'échelon. Ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus par simulation.



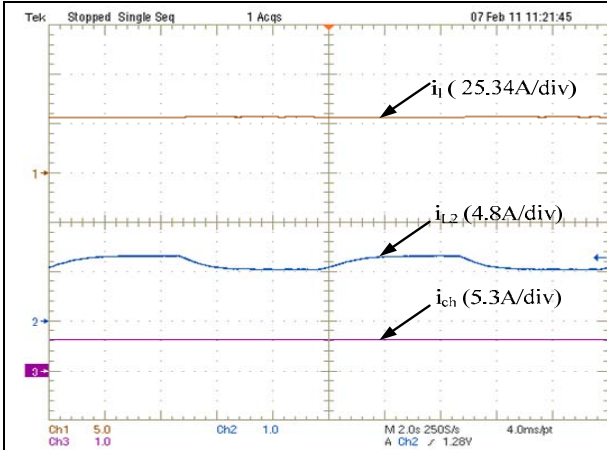


Figure 3-15-a. Evolution des courants échantillonnés de source  $i_1$ , dans l'inductance  $L_2$  et de charge  $i_{ch}$  après des variations successives de  $V_{intref}$ . de 40 V à 50V et inversement,  $V_{sref}=80V$ .

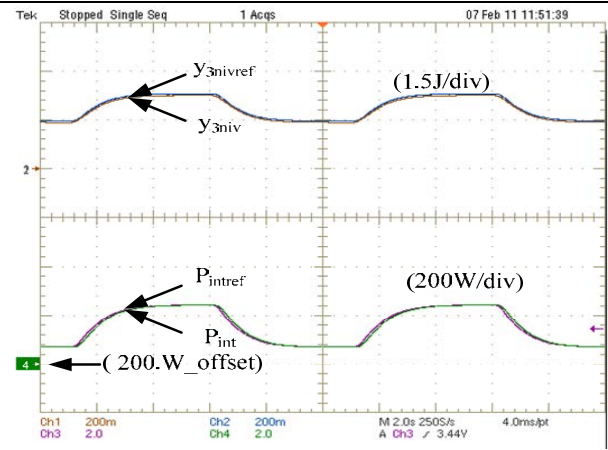


Figure 3-15-f. Evolution des énergies  $y_{3niv}$ ,  $y_{3nivref}$ , des puissances intermédiaires  $P_{int}$  et  $P_{intref}$  après des variations successives de  $V_{sref}$ . de 80 V à 100 V et inversement,  $V_{intref}=40V$ . (200W d'offset de mesure pour les puissances).

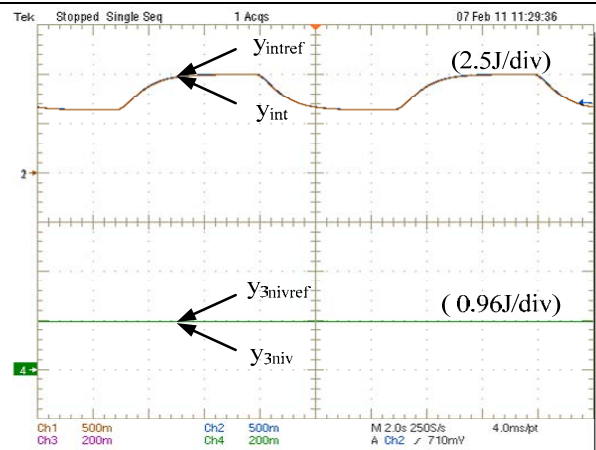


Figure 3-15-b. Evolution des énergies  $y_{int}$ ,  $y_{3niv}$  et de leurs références après des variations successives de  $V_{intref}$ . de 40 V à 50V et inversement,  $V_{sref}=80V$ .

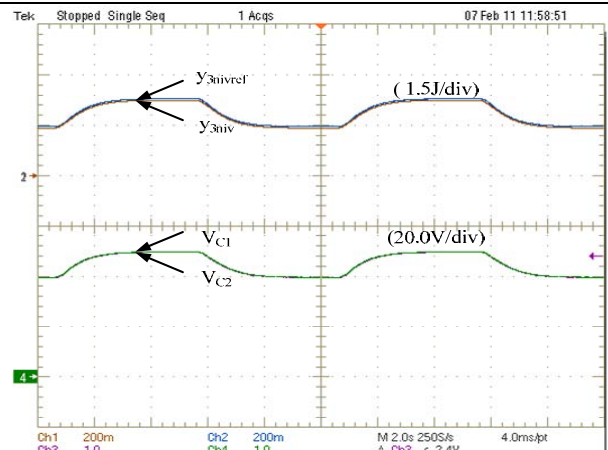


Figure 3-15-g. Evolution des énergies  $y_{3niv}$ ,  $y_{3nivref}$ , des tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  après des variations successives de  $V_{sref}$ . de 80 V à 100 V et inversement,  $V_{intref}=40V$ .

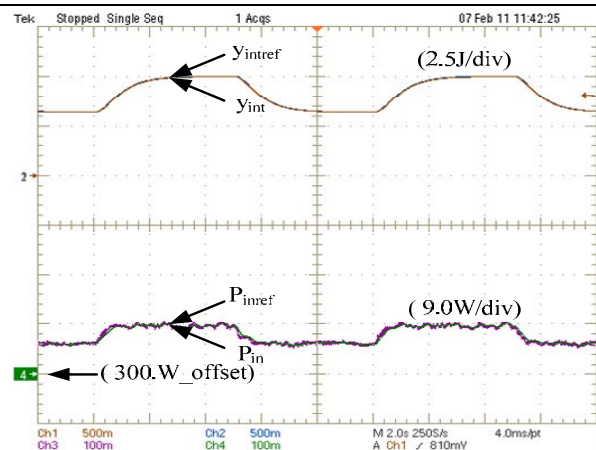


Figure 3-15-c. Evolution des énergies  $y_{int}$ ,  $y_{intref}$ , des puissances d'entrée  $P_{in}$  et de référence  $P_{intref}$  après des variations successives de  $V_{intref}$ . de 40 V à 50V et inversement,  $V_{sref}=80V$ . (300W d'offset de mesure pour les puissances).

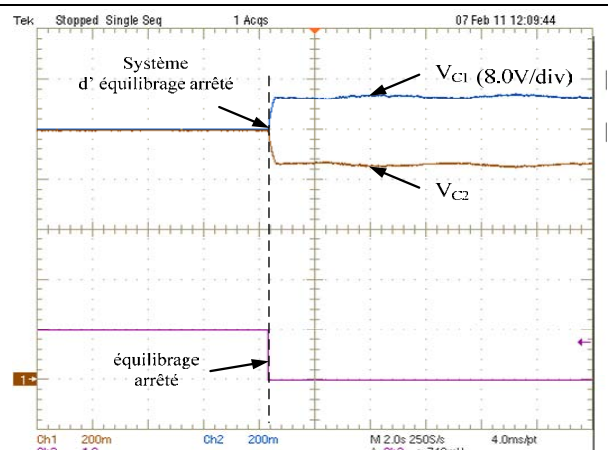


Figure 3-15-h. Evolution des tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  quand le système d'équilibrage est arrêté,  $V_{sref} = 80V$ .

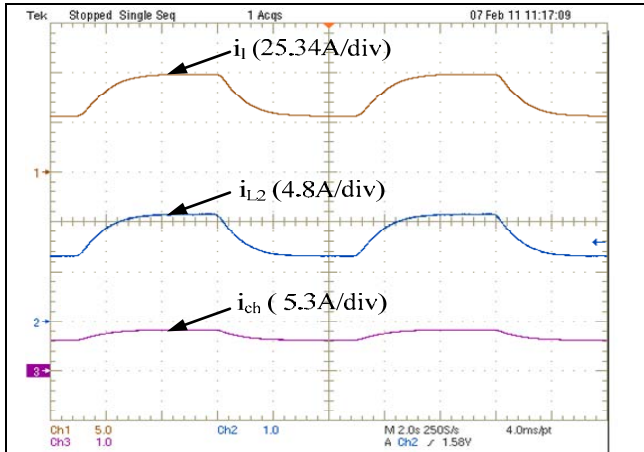


Figure 3-15-d. Evolution du courant de source  $i_1$ , du courant dans l'inductance  $L_2$  et du courant de charge  $i_{ch}$  après des variations successives de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V et inversement,  $V_{intref}=40V$ .

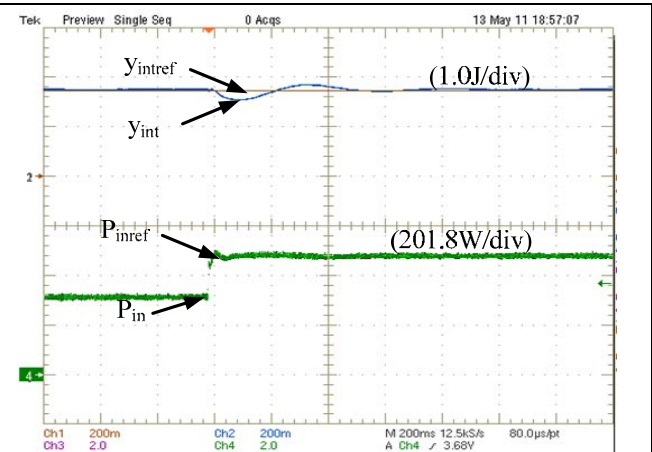


Figure 3-15-i. Evolution des énergies  $y_{int}$ ,  $y_{intref}$ , des puissances d'entrée  $P_{in}$  et de référence  $P_{inref}$  après une variation de charge de 270W à 410W.

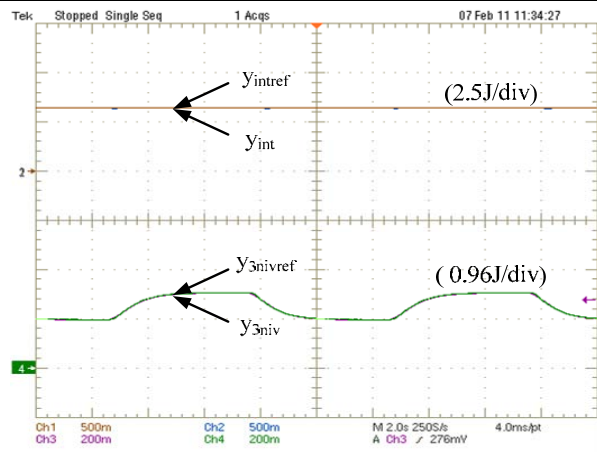


Figure 3-15-e. Evolution des énergies  $y_{int}$ ,  $y_{3niv}$  et de leurs références après des variations successives de  $V_{sref}$  de 80 V à 100 V et inversement,  $V_{intref}=40V$ .

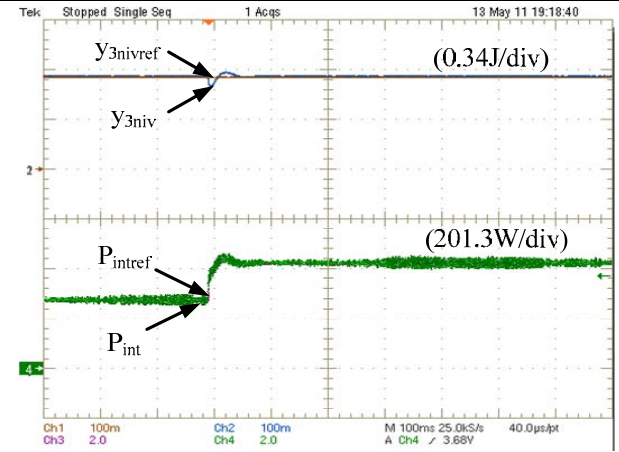


Figure 3-15-j. Evolution des énergies  $y_{3niv}$ ,  $y_{3nivref}$ , des puissances intermédiaires  $P_{int}$  et  $P_{intref}$  après une variation de charge de 270W à 410W.

Figure 3-15. Résultats expérimentaux du convertisseur à haut ratio d'élévation de tension

### 3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux stratégies de contrôle qui ont été appliquées à des convertisseurs de type élévateur. La première stratégie est basée sur une structure de contrôle à une boucle, la tension de sortie étant indirectement contrôlée par l'énergie totale stockée dans le hacheur. Cette approche permet d'obtenir des dynamiques élevées en asservissement et en régulation. Néanmoins elle nécessite, pour annuler l'erreur statique de tension (apparaissant lorsque l'énergie électrostatique stockée dans le(s) condensateur(s) n'est plus négligeable devant l'énergie magnétique stockée dans l'inductance), d'utiliser des estimateurs permettant de connaître les pertes dans le convertisseur. La seconde approche repose sur une structure de contrôle à deux boucles, une boucle externe d'énergie électrostatique et une boucle interne de puissance. Bien qu'ayant par construction même, des propriétés dynamiques inférieures à la première approche, elle est très robuste aussi vis-à-vis des variations paramétriques ou de charge et ne nécessite pas d'estimateurs. Cette dernière stratégie de contrôle a été appliquée pour le contrôle du convertisseur à haut ratio d'élévation choisi au chapitre I.

Bien que les validations expérimentales ont été faites à faible niveaux de puissance, elles ont permis de prouver l'efficacité des stratégies de commande développées et les résultats peuvent facilement être transposés à des niveaux de puissance plus importants.

### 3.7. Références

- [Bhaskar,2000] R. Bhaskar, M.L. Crow, E. Ludwig, K.T. Erickson and K.S. Shah, “Nonlinear Parameter Estimation of Excitation Systems”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 1225-1231, Novembre 2000.
- [Fliess,1997] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, F. Ollivier, and P. Rouchon. “Controlling non-Linear Systems by Flatness”, In C.I. Byrnes, B.N. Datta, D.S. Gilliam, and C.F. Martin, editors, Systems and control in the Twenty-First Century, Progress in Systems and Control Theory. Birkhauser, 1997.
- [Gensior,2004] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolf, and H. Güldner, “Boost Converter Control: Comparison of PI-, Passivity-Based and Flatness-Based Methods”, in Proceeding PEMC Conference, Latvia, Septembre 2004.
- [Huang,2009] Bin Huang, “Convertisseur Continu-Continu a Rapport de Transformation Elève pour Applications Pile à Combustible”, thèse de doctorat, Green, ENSEM, INPL, Nancy, 2009.
- [Liutanakul,2010] P. Liutanakul, A.-B. Awan, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh and F. Meibody-Tabar, , “Linear Stabilization of a DC Bus Supplying a Constant Power Load: A General Design Approach”, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 25, no. 2, pp. 475-488, Février 2010.
- [Nieuwstadt,1994] M.V. Nieuwstadt, M. Rathinam, and R.M. Murray, “Differential Flatness and Absolute Equivalence”, in Proc. 33<sup>rd</sup> Conf. on Decision and Control, vol. 1, Décembre 1994, pp. 326-332.
- [Shahin,D\_2010] A. Shahin, M. Hinaje, J.-P. Martin, S. Pierfederici, S. Rael and B. Davat, “High Voltage Ratio DC-DC Converter for Fuel Cell Applications”, IEEE Transaction, Industrial Electronics, vol., 57 no. 12, pp. 3944 - 3955, Décembre 2010.
- [Shahin,J\_2010] A. Shahin, B. Huang , J.-P. Martin, S. Pierfederici and B. Davat, “New non-Linear Control Strategy for non-Isolated DC/DC Converter with High Voltage Ratio”, Energy Conversion and Managazine, vol. 51, iss. 1, pp. 56-63, Janvier 2010.
- [Thounthong,2010] P. Thounthong, S. Pierfederici, J.-P. Martin, M. Hinaje and B. Davat, “Modeling and Control of Fuel Cell/SupercapacitorHybrid Source Based on Differential Flatness Control”, IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 59, no. 6, pp. 2700-2710, Juillet 2010.
- [Zandi,2011] M. Zandi, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici and B. Davat, Meibody-Tabar, F.; , “Energy Management of a Fuel Cell/Supercapacitor/Battery Power Source for Electric Vehicular Applications”, IEEE Transaction Vehicular Technology, vol. 60, no. 2, pp. 433-443, Février 2011.

# Chapitre 4

## **Chapitre 4: Filtrage des Ondulations de Courant Haute Fréquence Générées par un Convertisseur Statique**

### **4.1. Introduction**

Certaines sources basse tension, souvent non linéaires et de nature électrochimique, sont soumises à de fortes contraintes sur le taux d'ondulation de courant qu'elles délivrent sous peine de voir leur durée de vie décroître significativement [Xinbo,2009], [Yu,2007], [Fontes,2007]. Il est donc nécessaire pour ce type de source de s'assurer, via l'utilisation de systèmes auxiliaires de filtrage ou un dimensionnement adapté de l'électronique de puissance, d'intégrer ces contraintes dans le dimensionnement du convertisseur d'interface.

Après avoir effectué un rapide état de l'art sur les différentes stratégies permettant de réduire les ondulations de courant délivrées par la source, nous présenterons une nouvelle structure de convertisseur permettant d'annuler les ondulations haute fréquence du courant générées par un convertisseur DC/DC à absorption continue de courant. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'une nouvelle structure de convertisseur connectée en parallèle avec la source. Il absorbe un courant dont les ondulations sont exactement inverses à celles absorbées par le convertisseur principal. Le dimensionnement du convertisseur proposé ainsi que le dimensionnement de son contrôle associé sont entièrement expliqués dans ce chapitre. Les résultats obtenus par simulation et expérimentation permettront de valider le dimensionnement et l'efficacité du système de filtrage proposé.

### **4.2. Différents Systèmes de Filtrage**

Pour réduire l'amplitude des ondulations de courant à l'entrée d'un convertisseur statique, les méthodes habituelles consistent soit à augmenter la fréquence de découpage des interrupteurs et/ou la valeur de l'inductance du convertisseur principal soit à utiliser des structures entrelacées. L'effet de filtrage obtenu peut être amélioré en intégrant alors un filtrage passif.

#### **4.2.1. Méthodes Basées sur l'Utilisation d'un Filtre d'Entré Passif**

L'utilisation d'un filtre d'entrée passif (figure 4.1) peut poser des problèmes de stabilité. Le filtre d'entrée est dimensionné pour réduire les ondulations du courant d'entrée d'un convertisseur par un facteur limité (10 par exemple) [Huang,2009]. Une solution classique pour assurer la stabilité du système pour une puissance de charge donnée est d'augmenter la valeur de capacité. Mais cette solution est en contradiction avec la volonté des concepteurs de diminuer la taille des éléments de stockage. Quant aux autres solutions (augmentation de la résistance ou diminution de l'inductance), elles sont souvent inadmissibles ou difficile à réaliser, ce travail a été détaillé en [Zandi,2010].

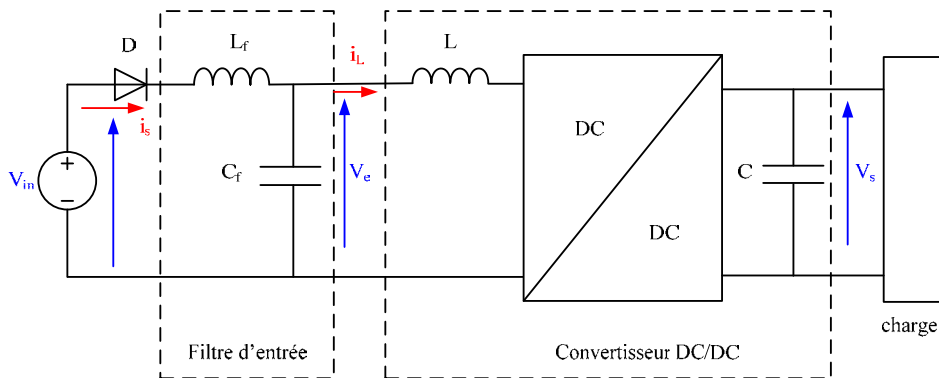


Figure 4-1. Modèle du convertisseur élévateur munit d'un filtre d'entrée.

### 4.2.2. Impact du Filtre d'Entrée Passif sur la Stabilité Globale

Pour l'analyse de la stabilité du filtre d'entrée, on suppose que la commande possède une bande passante très grande de sorte qu'elle rejette toutes les perturbations d'amplitude de la tension d'entrée en temps infiniment court. Ainsi, vue de l'alimentation, le système peut être modélisé comme montré en figure 4-2.

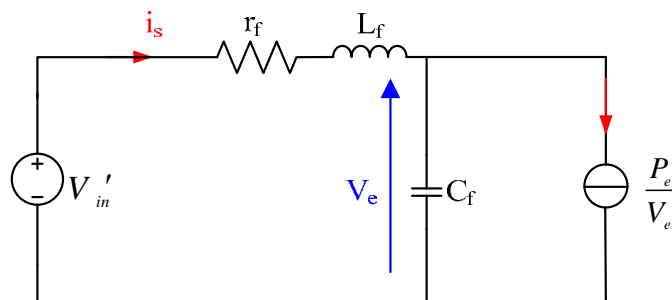


Figure 4-2. Schéma d'une alimentation connectée à un dispositif fonctionnant à puissance constante.

Les équations d'état du système envisagé en figure 4-2 sont écrites en (4-1). La tension de la diode et la résistance interne sont inclus dans l'équation de la source  $V'_in$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{in}' = V_{in} - V_D \\ V_D = V_{Do} + i_s \cdot r_D \\ L_f \cdot \frac{di_s}{dt} = V_{in}' - r_f \cdot i_s - V_e \\ C_f \cdot \frac{dV_e}{dt} = i_s - \frac{P_e}{V_e} \\ y_e = \frac{1}{2} \cdot C_f \cdot V_e^2 \end{array} \right. \quad (4-1)$$

$V_{Do}$  et  $r_D$  sont respectivement la tension de seuil de la diode et la résistance série de la diode. Si on considère l'énergie électrostatique  $y_e$  comme grandeur de sortie on peut définir la relation liant les variations d'énergie électrostatique aux variations de puissance de charge. Il est facile de montrer qu'après une linéarisation au premier ordre et une transformation de Laplace de système linéarisé, la fonction de transfert énergie puissance s'écrit (en notant  $s$  l'opérateur de Laplace) en négligeant la diode:

$$\frac{\hat{y}_e}{\hat{P}_e} = - \frac{\left(1 + \frac{L_f}{r_f} \cdot s\right) \cdot r_f \cdot C_f}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + \left(r_f \cdot C_f - \frac{L_f \cdot P_e}{V_e^2}\right) \cdot s + 1 - \frac{r_f \cdot i_s}{V_e}} \quad (4-2)$$

Cette fonction de transfert fait apparaître une propriété remarquable de ce type de système à savoir qu'il existe une puissance maximale délivrable à la charge  $P_{emax}$  au-delà de laquelle le système devient instable. Son expression de puissance maximale est donnée par (valide si  $r_f \cdot i_s < V_e$ ):

$$P_{emax} = \frac{r_f \cdot C_f \cdot V_e^2}{L_f} \quad (4-3)$$

Lorsqu'on prend en compte la dynamique en rejet de perturbations sur l'énergie d'entrée de la charge, on constate que celle-ci n'a pas d'effet sur les pôles de système engendrant les phénomènes instables. L'étude de stabilité pour cet type de filtrage est détaillée en [Zandi,2010].

### 4.2.3. Système de Filtrage Actif.

Pour diminuer les ondulations du courant vue par la source, plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature. Ces méthodes visent à utiliser soit un circuit auxiliaire qui absorbe un courant qui a les mêmes ondulations que celui du convertisseur principal mais inversées, soit une électronique de puissance qui, naturellement, absorbe un courant avec un faible taux d'ondulation. Nous allons maintenant détaillé quelques méthodes utilisées pour minimiser le taux d'ondulation de courant.



### 4.2.3.1. Filtrage Basé sur l'Utilisation de Convertisseur Push-Pull

Certains auteurs utilisent un convertisseur de type push-pull isolé conventionnel. Autour d'un point de fonctionnement voisin de 0,5, on montre que ce type de structure absorbe un courant avec un taux d'ondulation extrêmement faible [Jung-Min,2009]. Malheureusement cette solution nécessite de nombreux composants, ce qui augmente les pertes et diminue la fiabilité. De plus le fonctionnement à rapport cyclique voisin de 0,5 n'est pas assuré sur toute la plage de fonctionnement du convertisseur, notamment pour des sources non linéaires de type pile à combustible.

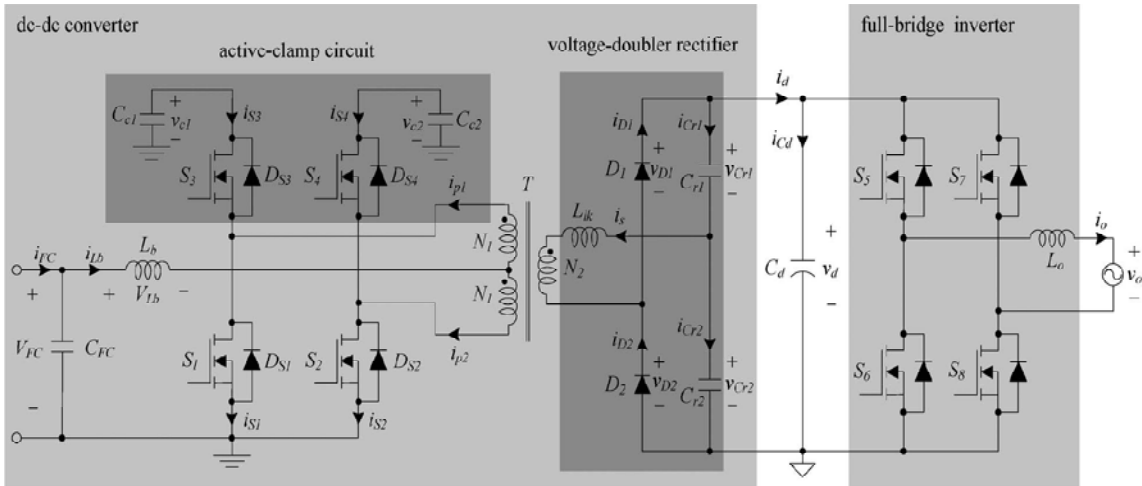
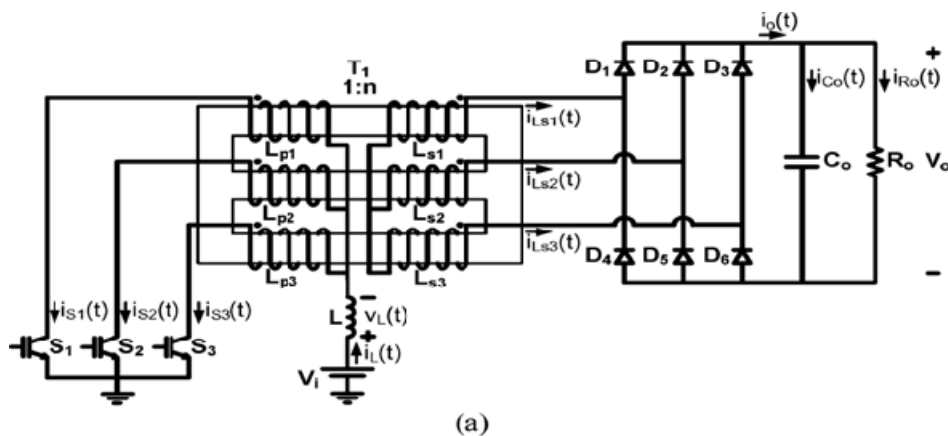
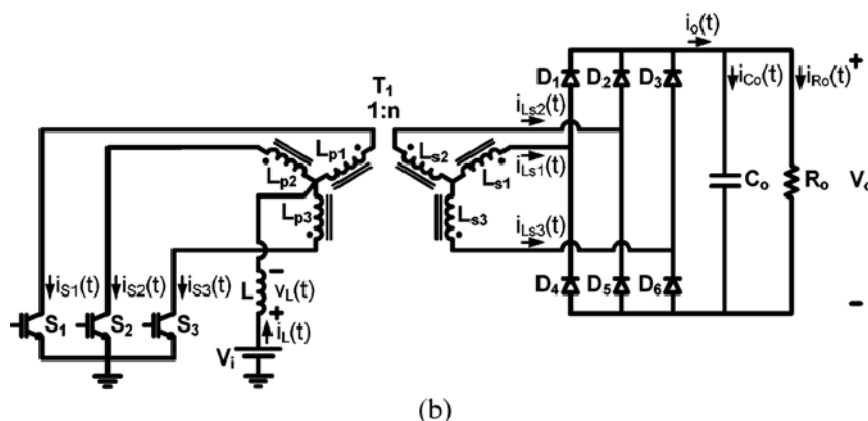


Figure 4-3. Convertisseur à haute ratio de type push-pull pour réduction. l'ondulation du courant pour la pile à combustible.

### 4.2.3.2. Réduction des Ondulations par l'Utilisation de Convertisseur Push-Pull Triphasé.

Le convertisseur DC/DC push-pull est présenté en figure 4-4. Dans ce convertisseur, l'inducteur d'entrée est placé en série avec la source d'alimentation et connectée au point central (neutre) du côté primaire de l'étoile du transformateur triphasé. Le secondaire est relié à un pont de diodes triphasé avec un filtre capacitif connecté à la charge. Les ondulations tendent vers zéro lorsque le rapport cyclique est égal à un tiers ou deux tiers. Lorsque le convertisseur fonctionne avec ces valeurs, il n'entre pas en mode de conduction discontinue [Andersen,2009].





(a). La construction physique du transformateur. (b). Le symbole schématique de la transformateur.  
Figure.4-4. Circuit du convertisseur DC/DC push-pull triphasé.

### 4.2.3.3.Méthodes de Compensations par des Systèmes Entrelacés

#### 4.2.3.3.1. Systèmes Entrelacés Isolés

Au cours de la dernière décennie, la recherche en électronique de puissance s'est concentrée sur le développement de convertisseurs à structures entrelacées. Ainsi, pour améliorer la durée de vie d'un système PAC, un convertisseur de puissance à structure entrelacée est principalement choisi pour connecter une pile à combustible à un bus continu DC tout en assurant un taux d'ondulation de courant faible. Ces structures doivent de plus pouvoir être utilisées pour des niveaux de puissance élevé et avoir des rapports d'élévation de tension élevés.

La structure du convertisseur DC-DC représentée sur la figure 4-5 est obtenu à partir d'une structure de convertisseur élévateur entrelacé, d'un transformateur et un pont de diode. En fait, la nature inductive et la technique entrelacée permettent d'obtenir un faible taux d'ondulation de courant avec des inductances de petite taille. Le transformateur permet d'assurer une isolation galvanique entre l'étage d'entrée et de sortie ainsi que d'obtention un rapport d'élévation de tension élevé. Toutefois, cette structure impose des rapports cycliques pour les interrupteurs primaire supérieur à 0,5 et l'inductance de fuite du transformateur constitue la principal inconvénient de cette structure. [Lembeye,2009].

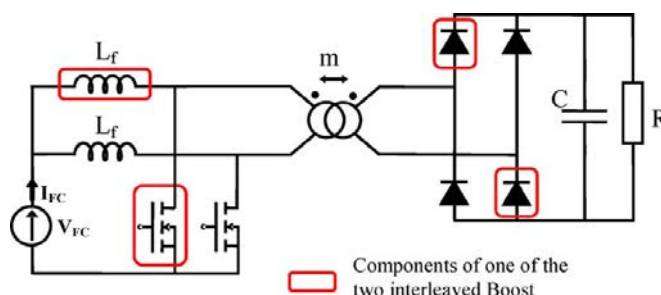


Figure 4-5. Convertisseur DC/DC entrelacé isolé à demi-pont.

#### 4.2.3.3.2. Systèmes Entrelacés non-Isolés

Les convertisseurs élévateurs entrelacés non-isolés sont composés majoritairement de deux à quatre convertisseurs élévateurs identiques connectés en parallèle. les convertisseurs sont commandés par les

signaux de commutation entrelacés, qui ont la même fréquence de découpage et le même déphasage. Les convertisseurs élévateurs entrelacés sont également pris en compte dans [Thounthong,2009], [Ramos-Paja,2010] pour réduire les ondulations de courant haute fréquence pour les applications de type pile à combustible. A titre d'exemple, on présente sur la figure 4-6 un convertisseur entrelacé à  $N$  branches, sachant que pour des rapports cyclique égaux à  $k/N$  ( $k \in \{0, N-1\}$ ), le taux d'ondulation de courant est alors nul. Sur la figure 4-7 sont présentés les formes d'onde d'un convertisseur entrelacé à deux branches pour un rapport cyclique de 0.5.

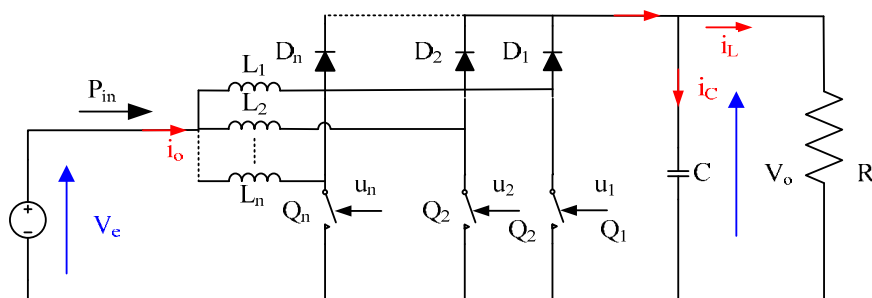


Figure 4-6. Convertisseur entrelacé à  $N$  branches.

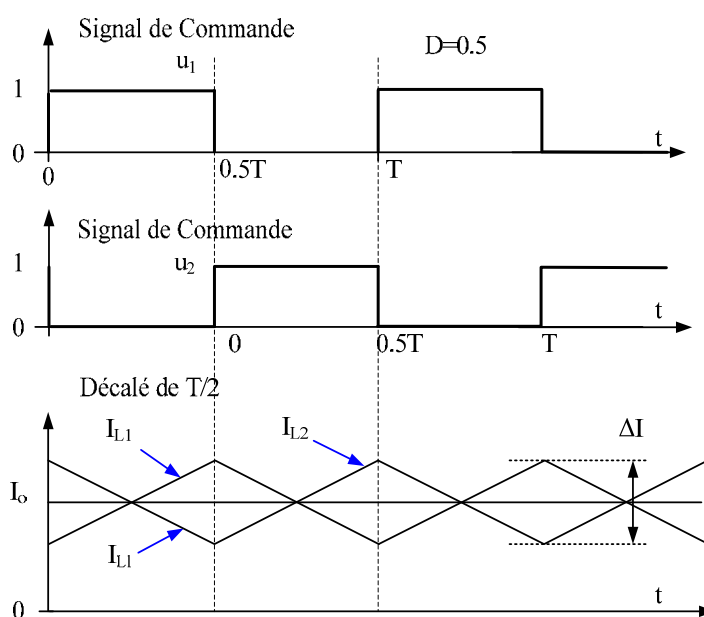


Figure 4-7. Formes d'ondes des courants inductifs et des signaux de commande pour un rapport cyclique de 0.5 et des inductances identiques,  $N=2$ .

#### 4.2.4.Méthode de Filtrage Actif Utilisant des Circuits Auxiliaires

Entre les différentes options techniques disponibles pour améliorer la qualité de l'alimentation, les circuits auxiliaires de filtrage actif se sont révélés être une alternative intéressante pour compenser les ondulations de courant HF générées par les convertisseurs statiques. Différentes topologies et leurs principes vont être présentées dans cette partie.

### 4.2.4.1. Systèmes de Filtrage Utilisant des Inductances Couplées

Certains auteurs proposent d'utiliser une inductance couplée dans le convertisseur de puissance associée à une capacité. Dans ce cas, une conception spéciale et rigoureuse de l'inductance de couplage est nécessaire aussi bien en terme de nombre de spires pour chaque enroulement que de fuites [S. Ostroznik,2010]. Une modification de la topologie du système de filtrage actif présenté sur la figure 4-8 permet d'asservir la tension  $u_F$  à une référence permettant d'améliorer la qualité du filtrage. L'échange d'énergie entre le condensateur de filtrage  $C_f$  et un condensateur auxiliaire  $C_{ESI}$  est contrôlée à l'aide de quatre semi-conducteurs commandables ( $T_H$  et  $T_L$ ). Les ondulation du courant  $i_L$  due aux découpages des semi-conducteurs sont limitées par l'inductance  $L$ . Cependant cette solution nécessite une bonne maîtrise dans la réalisation de l'inductance couplée.

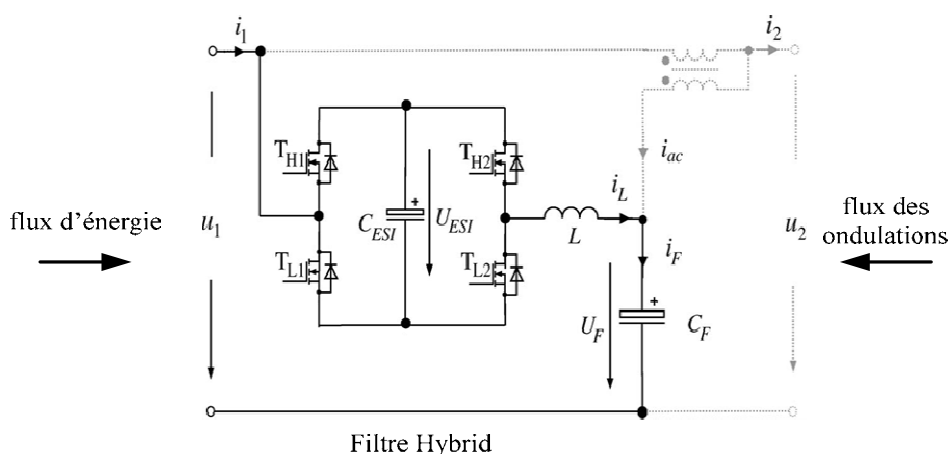


Figure 4-8. Inductance couplée et filtre actif hybride.

### 4.2.4.2. Systèmes de Filtrage Utilisant un Miroir du Convertisseur de Puissance

Dans [Ching-Tsai,2009], les auteurs proposent d'ajouter un convertisseur de puissance faible, miroir du convertisseur de puissance (Figure 4-9). Le filtrage est effectif en régime permanent si le système fonctionne en mode de conduction continue et en supposant les composants idéaux.

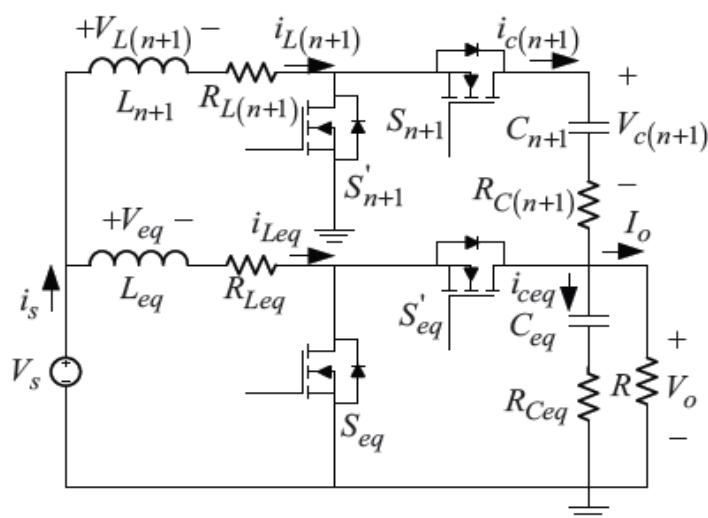


Figure 4-9. Structure à convertisseur miroir.

### 4.3. Principe du Filtre Actif Proposé

Nous allons proposer, dans ce chapitre, une nouvelle méthode de filtrage actif pour annuler les ondulations HF du courant générées par un convertisseur DC/DC à absorption continue de courant. Cette méthode est fondée sur l'ajout d'un convertisseur spécifique en parallèle avec le convertisseur de principale tel que présenté en figure 4-10. En filtrant les ondulations du courant absorbés par la charge via le convertisseur survolteur, ce dispositif permet une diminution de la taille de l'inductance  $L$  ou de la fréquence de fonctionnement du convertisseur et la suppression des filtres passifs dédiés au filtrage de ces ondulations.

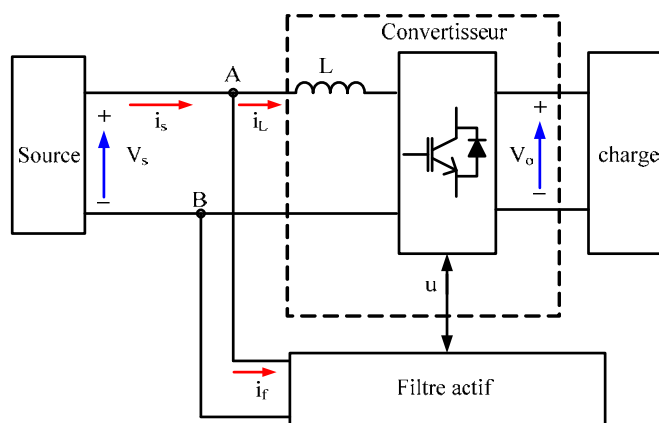


Figure.4-10. Schéma de principe du filtre actif.

Cette méthode peut être appliquée pour une large gamme de puissance mais est particulièrement intéressante pour des convertisseurs de puissance élevée. Elle fonctionne quel que soit le signe du courant dans l'inductance du convertisseur principal et peut donc également être utilisée lorsque la charge fournit de l'énergie à la source (séquence de récupération ou charge de batterie par exemple).

L'augmentation des pertes générées par cette structure est faible puisqu'elle absorbe un courant de valeur moyenne nulle. Le principe de cette méthode de filtrage ainsi que la commande associée sera détaillée dans le cas d'un convertisseur élévateur simple et généralisé pour la structure en cascade détaillé en chapitre 3. Des résultats de simulations et des relevés expérimentaux seront présentés afin de valider la topologie proposée et la structure de commande associée.

#### 4.3.1. Cas du Convertisseur Elévateur Simple Idéal

Dans le but de présenter la structure du convertisseur de filtrage proposée, on va considérer que le convertisseur de puissance générant les ondulations de courant HF est un convertisseur élévateur usuel. La figure 4-11 rappelle cette structure. Dans un premier temps, on suppose que les pertes dans le convertisseur sont négligeables. Nous notons  $u$  la signal de contrôle du semi-conducteur commandable.

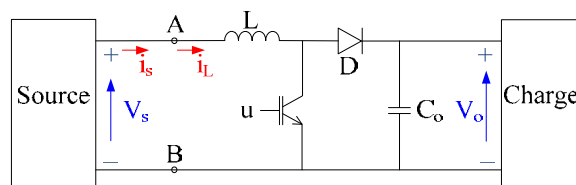


Figure.4-11. Structure de convertisseur élévateur classique simple.

En supposant que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continu, on peut considérer seulement deux séquences de fonctionnement en fonction de l'état du signal de commande  $u$ . Les équations différentielles représentant l'évolution du courant dans l'inductance  $L$  pour un convertisseur sans pertes sont donc :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_s}{L} && \text{pour } u = 1 \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{(V_s - V_o)}{L} && \text{pour } u = 0 \end{aligned} \quad (4-4)$$

La méthode de filtrage proposée consiste à connecter en parallèle avec la source de puissance un convertisseur de filtrage actif absorbant des ondulations des courantes exactement inversent à celles absorbées par le convertisseur de puissance. Les équations différentielles représentant l'évolution du courant dans une inductance  $L_f$  placée à l'entrée du convertisseur de filtrage doit donc, en fonction du signal de commande de  $u$ , respecter :

$$\begin{aligned} \frac{di_f}{dt} &= -\frac{V_s}{L} && \text{pour } u = 1 \\ \frac{di_f}{dt} &= -\frac{(V_s - V_o)}{L} && \text{pour } u = 0 \end{aligned} \quad (4-5)$$

La structure du convertisseur de filtrage proposée est représentée sur la figure 4-12. La valeur de l'inductance du filtre est notée  $L_f$ .

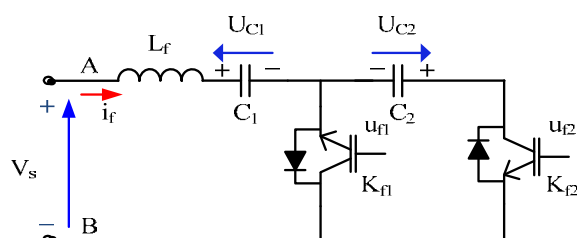


Figure.4-12. Structure du convertisseur de filtrage.

Dans le cas d'un convertisseur élévateur simple, pour assurer les conditions sur les pentes précédemment citées, les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sont définies par les relations suivantes :

$$0 \leq t \leq DT, \quad L_f \frac{di_f}{dt} = V_s - U_{C1} \quad (4-6)$$

$$DT < t \leq T, \quad L_f \frac{di_f}{dt} = V_s - U_{C1} + U_{C2} \quad (4-7)$$

$$U_{C1} = \frac{L + L_f}{L} V_s, \quad U_{C2} = \frac{L_f}{L} V_o \quad (4-8)$$

Les formes d'onde des courants obtenues pour un convertisseur élévateur classique fonctionnant en mode de conduction continue sont illustrées sur la figure 4-13 où  $P_{in}$  est la puissance absorbée par le

convertisseur élévateur. Pour minimiser les pertes dans le convertisseur du filtre, la valeur moyenne du courant du filtre  $i_f$  est mis à 0. Les courbes typiques des signaux de commande  $u$ ,  $u_{f1}$  et  $u_{f2}$  pour les semi-conducteurs et les courants  $i_L(t)$  et  $i_f(t)$  correspondants sont donnés dans figure 4-13.

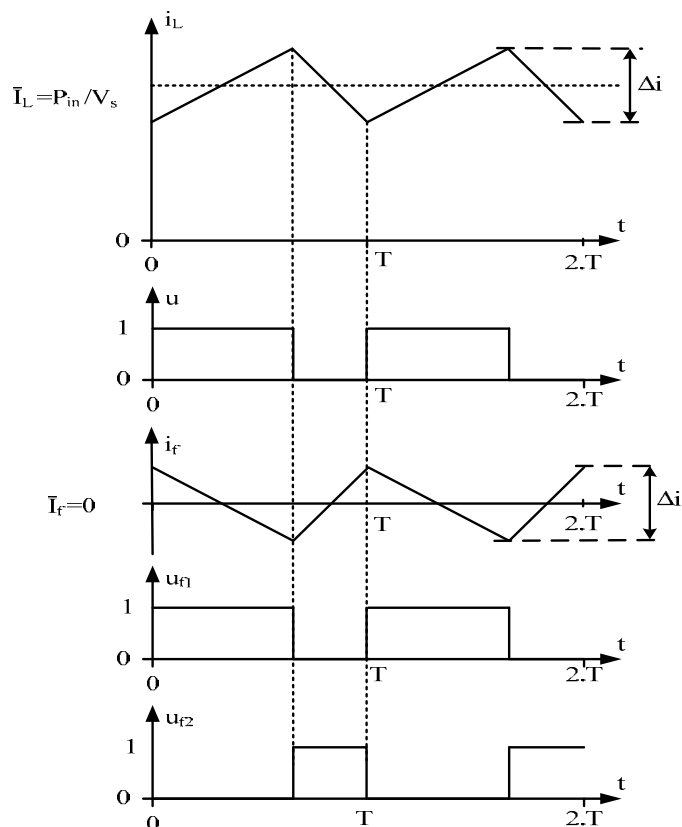


Figure 4-13. Formes d'onde des courants du convertisseur principal et du filtre actif ainsi que les signaux de commande des semi-conducteurs.

On observe donc que les commandes  $u_{f1}$  et  $u_{f2}$  des transistors  $K_{f1}$  et  $K_{f2}$  sont complémentaires. On remarque d'après la relation (4-8) que l'on peut utiliser deux inductances  $L$  et  $L_f$  de valeurs différentes de manière à diminuer les niveaux de tension aux bornes des capacités  $C_1$  et  $C_2$ . Cette propriété permet d'envisager l'utilisation de composants basses tensions dans la structure du filtre actif ainsi qu'une inductance de faible valeur. Il est alors facile de réduire le volume du filtre actif et d'améliorer le rendement du dispositif. Le courant moyen traversant l'inductance  $L_f$  étant nul, sa taille, son poids et son coût est faible en comparaison avec l'inductance du convertisseur principal de puissance. De même, les interrupteurs de puissance de filtre actif ont un courant maximal commuté égal à  $\frac{\Delta i}{2}$ .

#### 4.3.2. Cas du Convertisseur Élévateur Simple avec Pertes

En considérant les éléments parasites dans les éléments du convertisseur comme la résistances série et la chute de tension aux bornes des semi-conducteurs (représenté sur la figure 4-14), les ondulations du courant de la source ne sont pas annulées totalement si les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sont définies par les relations (4-8). Il est donc nécessaire de tenir compte de ces éléments parasites en modifiant les

références de tension imposées aux bornes des capacités  $C_1$  et  $C_2$ . Pour annuler les ondulations du courant dû aux éléments parasites, les valeurs des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  doivent être définies comme suit:

$$U_{C1} = \left(1 + \frac{L_f}{L}\right) \cdot V_s - \frac{L_f}{L} \cdot (R_L + R_K) \cdot i_L - \frac{L_f}{L} \cdot V_K - (R_{c1} + R_{f1} + R_{L_f}) \cdot i_f + V_{f1} \quad (4-9)$$

$$U_{C2} = (V_D + V_0) \cdot \left(\frac{L_f}{L}\right) + \frac{L_f}{L} \cdot (R_D - R_K) \cdot i_L - \frac{L_f}{L} \cdot V_K + (R_{c2} + R_{f2} + R_{f1}) \cdot i_f + V_{f2} + V_{f1}$$

$R_L$ ,  $R_K$ ,  $R_D$ ,  $R_{L_f}$ ,  $R_{f1}$ ,  $R_{f2}$  et  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  sont respectivement les résistances de l'inductance  $L$ , de l'interrupteur  $K$ , de la diode  $D$ , de la résistance de l'inductance  $L_f$ , des interrupteurs  $K_{f1}$ ,  $K_{f2}$ , et des résistances série des capacités  $C_1$ ,  $C_2$ . Les tensions  $V_K$ ,  $V_{f1}$ ,  $V_{f2}$ , et  $V_D$  correspondent respectivement aux chutes de tension dans les interrupteurs  $K$ ,  $K_{f1}$ ,  $K_{f2}$  et la diode  $D$ .

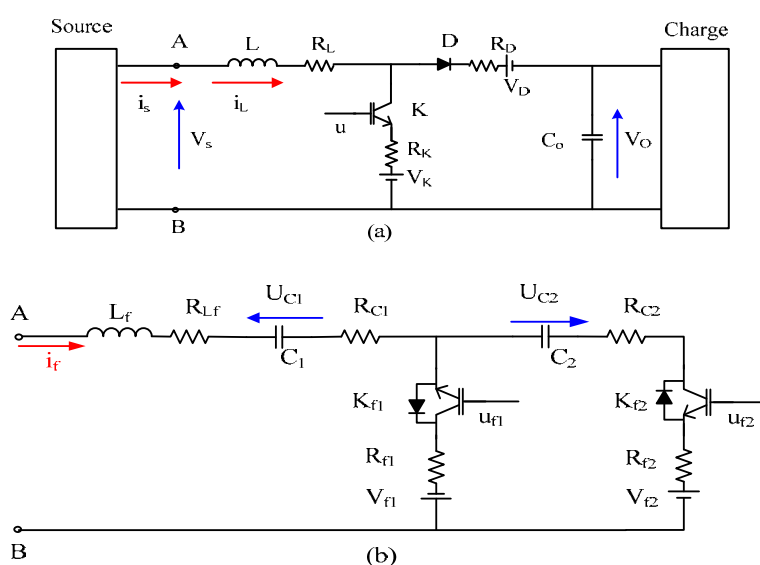


Figure 4-14. Association convertisseur élévateur (a) et filtre actif parallèle avec prise en compte des éléments parasites (b).

### 4.3.3. Dimensionnement des Eléments du Filtre Actif

#### 4.3.3.1. Dimensionnement des Capacité $C_i$

Pour le dimensionnement des capacités  $C_i$ , pour  $i=1,2$ , nous faisons les hypothèses simplificatrices suivantes:

- la fréquence de découpages des alimentations isolées (voir explication au paragraphe suivant) est largement plus grande que la fréquence des harmoniques de courant à filtrer;
- l'étude du dimensionnement des capacités est réalisée dans le pire des cas. le courant  $i_f$  est supposé traverser toutes les capacités  $C_i$

La première hypothèse permet de négliger pour le calcul de l'ondulation de tension haute fréquence (due aux découpages) des capacités  $C_i$  et la composante haute fréquence des courants fournis par les alimentations isolées. La deuxième hypothèse permet de calculer de manière analytique les ondulations de tension aux bornes des condensateurs  $C_i$ . Dans le cas où le dispositif de puissance correspond à celui de figure.4-12, cette expression s'écrit :



$$C_i \geq \frac{d \cdot (1-d) \cdot V_s}{8 \cdot L_f \cdot F_s^2 \cdot \Delta U_{C_i}} \quad (4-10)$$

Où  $d$  est le rapport cyclique de convertisseur principal,  $F_s$  est la fréquence de découpage et  $\Delta U_{C_i}$  est l'ondulation de tension due au découpage tolérée. Cette ondulation de tension doit être choisie de manière à être négligeable devant la valeur de la tension moyenne.

Le dimensionnement des capacités  $C_i$  est indépendant du niveau de courant circulant dans le convertisseur de puissance. Cependant, il est nécessaire de vérifier que la valeur efficace du courant circulant dans les capacités est acceptable pour les capacités choisies.

#### 4.3.3.2. Dimensionnement de l'Inductance $L_f$

Sa taille, son poids et son coût sont faibles en comparaison de l'inductance du convertisseur principal de puissance. Dans le but de diminuer les contraintes sur les semiconducteurs du filtre actif, on utilisera une valeur d'inductance pour le filtre actif inférieur à l'inductance du convertisseur principal,  $L_f \leq L$ .

#### 4.3.3.3. Dimensionnement des Interrupteurs $K_{f1}, K_{f2}$

Les interrupteurs de puissance du filtre actif ont un courant maximal commuté égal à  $\frac{\Delta i}{2}$ . La tenue en tension est fixée par la valeur de  $U_{c2}$  donné par la relation 4-9.

### 4.4. Méthodes de Contrôle des Tensions aux Bornes des Capacités

La fonctionnement du filtre actif exige d'asservir parfaitement les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  aux bornes des capacités  $C_1$  et  $C_2$  à leur référence.

Différentes solutions sont possibles pour asservir les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  à leur références. La première consiste à utiliser un convertisseur DC/DC isolé pour chaque capacité. La deuxième consiste à supprimer un convertisseur DC/DC isolé et le remplacer par une modification de la référence du courant absorbé par le filtre actif. C'est l'évolution de la référence du courant  $i_f$  qui assure l'asservissement de la tension  $U_{C1}$  à sa référence. Une autre solution plus simple mais moins performante consiste à utiliser des convertisseurs DC/DC isolées mais non réversible associé à un élément dissipatif. Cette structure est naturellement plus simple mais diminue le rendement global du système. Dans cette partie, les différentes méthodes vont être détaillées et différentes structures de convertisseurs isolés vont être présentées avec leur méthode de commande associée.

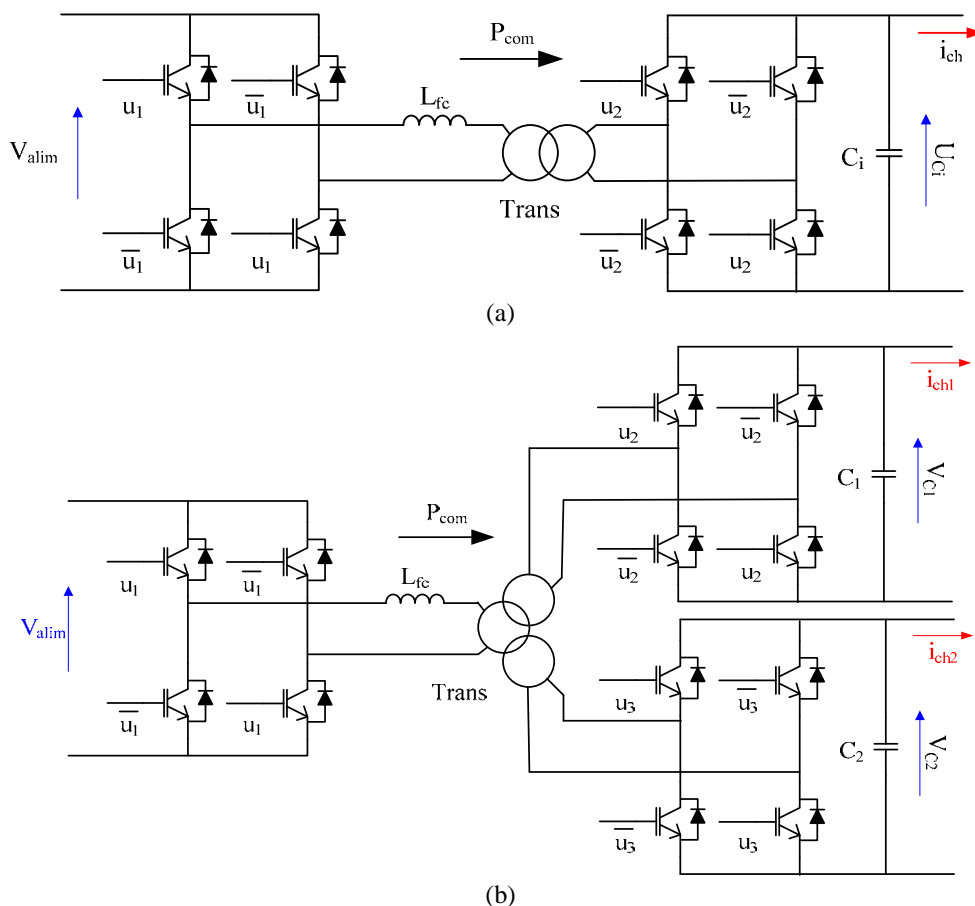
#### 4.4.1 Différentes Structures de Convertisseur Réversible Isolées

##### 4.4.1.1. Convertisseurs Réversible Isolés à Pont Complet

Pour assurer le contrôle des tensions  $U_{C_i}$ , il est possible de connecter les deux capacités  $C_i$  à des convertisseurs DC/DC isolés. La figure 4-15 présente deux structures de convertisseur DC/DC réversible et isolé. Pour la première structure, deux convertisseurs identiques sont nécessaires (un pour chaque capacité). Pour le deuxième cas, l'utilisation d'un transformateur à deux secondaires permet d'utiliser qu'un convertisseur au primaire. La tension  $V_{alim}$  est une tension continue quelconque disponible dans le dispositif. Elle peut donc correspondre à la tension de sortie du convertisseur de

puissance ou être obtenue en utilisant une source de puissance supplémentaire obtenue grâce à des systèmes de batteries ou de supercondensateurs.

L'avantage principal de ces structures est associé au caractère bipolaire du flux généré dans le circuit magnétique. Cette propriété permet d'optimiser la structure magnétique dans le but de minimiser le poids et l'encombrement du convertisseur. Cependant, son inconvénient majeur est associé au nombre important de composants actifs nécessaires. La structure trois ports présentée sur la figure 4-15-b permet de supprimer un pont monophasé et réduit ainsi le nombre de composants actifs nécessaires.



(a). Structure deux ports, ( $i=1, 2$ ), (b). Structures trois ports.

Figure 4-15. Structure d'une alimentation réversible isolée.

#### 4.4.1.2. Contrôle des Convertisseurs Réversibles Isolés à Pont Complet

Nous détaillerons dans cette partie l'asservissement de la tension  $U_{Ci}$  par un convertisseur isolé réversible deux ports présenté en figure 4-16. La méthode de contrôle mise en œuvre est basée sur le contrôle de la puissance fournie au condensateur  $C_i$  en fonction du déphasage  $\psi$  entre les signaux de commande  $u_1$  et  $u_2$ .

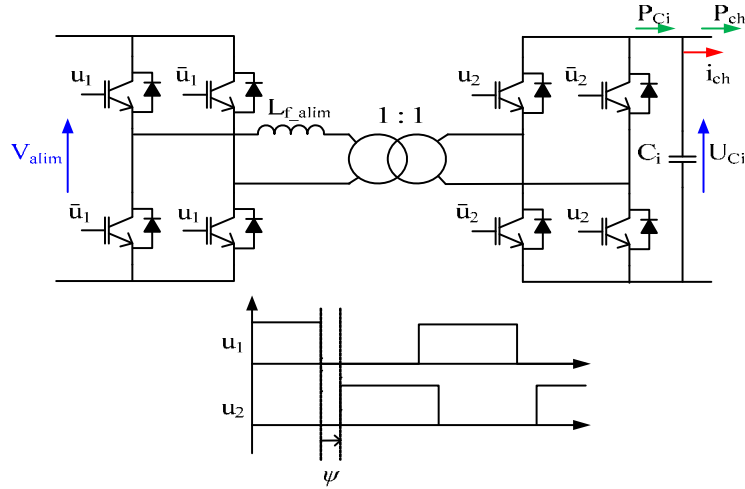


Figure 4-16. Structure réversible isolée du convertisseur et déphasage des signaux de commande.

Nous ne considérerons ici que le cas de convertisseurs sans pertes et au contrôle du convertisseurs 2-ports. Des études sur le contrôle des structures 3-ports prenant en compte le couplage entre les différents enroulements sont en cours au laboratoire. En considérant l'énergie électrostatique associée à la capacité  $C_i$  défini comme suit :

$$y_{Ci} = \frac{1}{2} C_i U_{Ci}^2 \quad (4-11)$$

Une modélisation au sens des valeurs moyennes permet d'obtenir les équations différentielles associées à la tension  $U_{Ci}$ . Elles peuvent être écrites comme suit :

$$\frac{dy_{Ci}}{dt} = P_{Ci} - P_{ch} \quad (4-12)$$

En considérant un convertisseur sans perte, la puissance  $P_{Ci}$  peut être définie en fonction de l'angle entre les deux signaux de commande  $\psi$ , de la pulsation  $\omega_s$  associée à la fréquence de découpage du convertisseur réversible et de l'inductance de fuite du transformateur  $l_f$  par la relation suivante [Duarte,2007]:

$$P_{Ci} = \frac{U_{Ci} \cdot V_{alim}}{2 \cdot l_{f\_alim} \cdot \omega_s} \cdot |\psi| \cdot \left( 1 - \cos\left(\frac{\psi}{\pi}\right) \right), \quad -\frac{\pi}{2} \leq \psi \leq \frac{\pi}{2} \quad (4-13)$$

Pour assurer l'asservissement de l'énergie électrostatique  $y_{Ci}$  à sa référence  $y_{Ciref}$  nous utilisons la loi de comportement suivante:

$$\omega_{np}^2 \int_0^t (y_x - y_{Ciref}) d\tau + 2 \cdot \zeta_p \cdot \omega_{np} \cdot (y_{Ci} - y_{Ciref}) + (\dot{y}_{Ci} - \dot{y}_{Ciref}) = 0 \quad (4-14)$$

où  $\omega_{np}$  et  $\zeta_p$  représentent respectivement la pulsation de l'asservissement désirée et le coefficient d'amortissement du contrôleur d'énergie. D'après (4-11), il est possible d'obtenir la valeur de la variable de commande  $P_{Ci}$ .

$$P_{Ci} = P_{ch} + \dot{y}_{Ciref} + 2 \cdot \zeta_p \cdot \omega_{np} \cdot (y_{Ciref} - y_{Ci}) + \omega_{np}^2 \int_0^t (y_{Ciref} - y_x) d\tau$$

L'application définie par la relation (4-13) est strictement monotone pour  $-\frac{\pi}{2} \leq \psi \leq \frac{\pi}{2}$ . Donc, la connaissance de la puissance  $P_{Ci}$  permet de définir la valeur unique du déphasage  $\psi$  entre les deux signaux de commande. Le terme intégral dans l'expression (4-14) permet de compenser les erreurs de la modélisation. La fréquence de découpage utilisée dans les convertisseurs isolés peut être élevée parce que la puissance délivrée est faible. Ainsi, la dynamique de la boucle d'énergie peut avoir une bande passante élevée. Par conséquent, l'asservissement des tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  à leur référence sera garanti aussi bien pour un fonctionnement du convertisseur de puissance en régime permanent que transitoire.

### 4.4.1.3. Convertisseur de Type Flyback Réversible

Pour réduire encore le nombre de composants des convertisseurs DC/DC isolés, une solution autour d'une structure de type FlyBack peut être envisagée. Ce type de convertisseur utilise moins bien la structure magnétique puisque que le flux dans le circuit magnétique est unipolaire mais le faible niveau de puissance devant transiter à travers ces convertisseurs permet d'utiliser ces structures. De plus, l'utilisation de composants semiconducteurs bidirectionnels en courant permet de rendre réversible le convertisseur Flyback (figure 4-17). On obtient ainsi une structure avec 4 composants semiconducteurs commandables au lieu de 12 pour le convertisseur 3-ports à pont complet. En considérant l'asservissement de la tension  $U_{C2}$ , la structure de puissance du convertisseur Flyback réversible est représentée sur la figure ci-dessous en considérant l'inductance de magnétisation du transformateur. Comme précédemment, la source d'alimentation du convertisseur isolé peut être une des sources de tension disponible. On a utilisé sur le schéma, la tension de sortie du convertisseur de puissance comme source de tension pour le convertisseur Flyback.

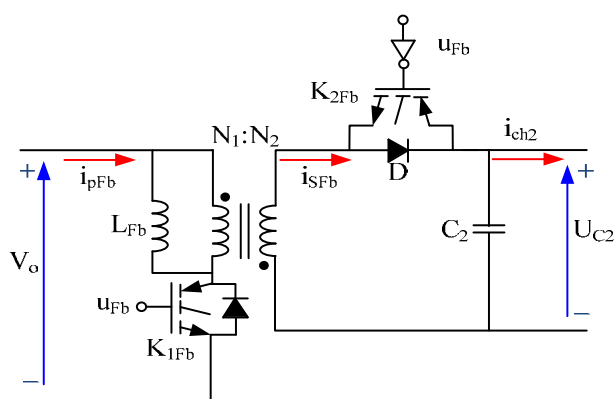


Figure 4-17. Convertisseur réversible Flyback.

### 4.4.1.4. Contrôle du Convertisseur Flyback Réversible

Pour assurer l'asservissement de la tension de la capacité considérée à sa référence, on utilise le même principe que précédemment. On asservit l'énergie électrostatique de la capacité de sortie en utilisant la variable de commande correspondant à la puissance d'entrée en supposant négligeable les pertes dans le convertisseur. On obtient donc :

$$P_{Fb} = P_{Ch2f} + \dot{y}_{C2ref} + 2\zeta_{C2} \omega_{nC2} (y_{C2ref} - y_{C2}) + \omega_{nC2}^2 \int (y_{C2ref} - y_{C2}) dt \quad (4-15)$$

Un schéma possible du contrôle de la tension  $U_{C2}$  est montré dans figure 4-18. Le régulateur de courant doit être un régulateur à large bande passante de manière à obtenir une dynamique élevée pour l'asservissement de l'énergie. Le régulateur de courant choisi est un régulateur à maximum de courant. Les détails pour le fonctionnement et le dimensionnement de ce type de correcteur peuvent être trouvés en [Martin,2007], [Lachichi,2008]. Comme précédemment, la fréquence de découpage du convertisseur peut être élevée parce que la puissance transistée par le convertisseur est faible.

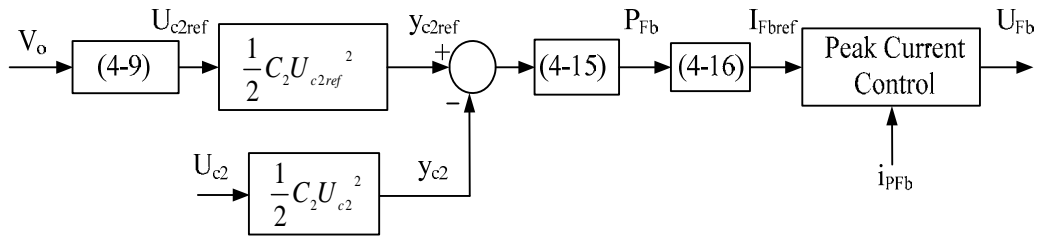


Figure 4-18. Schéma du contrôleur du tension  $U_{C2}$  par Flyback.

Les courbes typiques obtenues avec ce type de régulateur de courant sont montrées sur les figure 4-19. La référence de courant au primaire du Flyback est noté  $i_{refFb}$ .

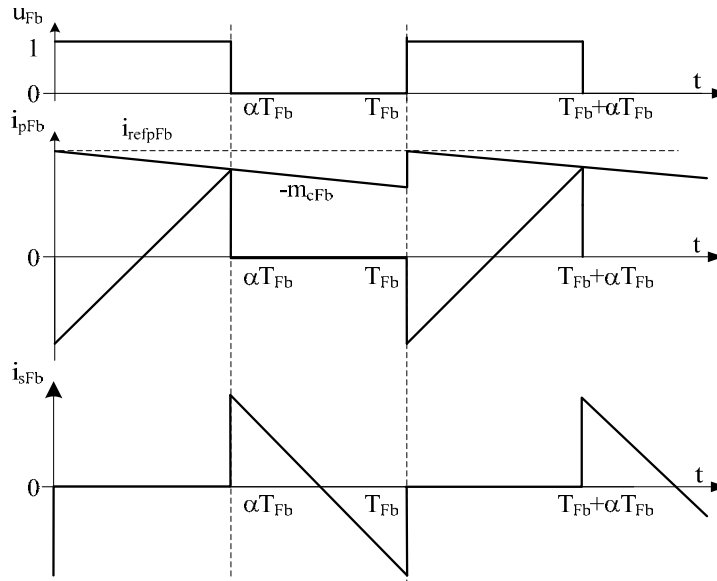


Figure 4-19. Formes d'onde du courant premier et secondaire du convertisseur Flyback.

En supposant que la boucle de courant est infiniment plus rapide que la boucle en énergie, la puissance absorbée par le convertisseur Flyback s'exprime par :

$$P_{Fb} = V_o \cdot \alpha \cdot \left( i_{refFb} - \frac{V_o}{2L_{fb} F_{Fb}} \alpha - \frac{m_{cFb} \alpha}{2F_{Fb}} \right) \quad (4-16)$$

avec :

$$\alpha = \frac{U_{c2}/nV_o}{1 + U_{c2}/nV_o}, \quad m_{cFb} = \frac{V_o}{L_{Fb}}, \quad n = \frac{N_1}{N_2}$$

où

- $\alpha$  :représente la valeur du rapport cyclique du convertisseur Flyback,
- $L_{fb}$  :est l'inductance magnétisante,
- $m_{cFb}$  : représente la pente de la rampe de compensation,
- $n$  :correspond au rapport de transformation du transformateur,
- $F_{Fb}$  :est la fréquence de découpage des interrupteurs.

En utilisant les relation (4-15) et (4-16), il est possible d'obtenir la valeur de la référence du courant  $i_{refFb}$  au primaire du Flyback.

#### 4.4.1.5. Contrôle de la Tension $U_{C1}$ par le Courant $i_f$

Le contrôle de la tension  $U_{C1}$  via la modification de la référence du courant  $i_f$  permet de diminuer encore le nombre de composants commandables en supprimant un convertisseur isolé. Le système de filtrage n'utilise alors que 4 interrupteurs commandables au lieu de 14 (cas d'une alimentation isolée trois ports) ce qui améliore la fiabilité du système. Pour le détail de la boucle de régulation à mettre en œuvre, on suppose que le courant  $i_f$  suit parfaitement sa référence. Cela implique donc naturellement que la bande passante du régulateur de tension associée à  $U_{C1}$  sera dimensionnée pour être largement inférieure à la bande passante du régulateur de courant utilisée pour asservir  $i_f$  à sa référence. La structure du régulateur de courant  $i_f$  sera détaillée dans la section suivante.

Un synoptique du régulateur proposé est représenté sur la figure 4-20. Ce régulateur est basé sur l'asservissement de la charge  $q_1$  stockée dans la capacité  $C_1$ ; la variable de commande étant le courant  $i_f$ . La loi de commande permettant d'obtenir l'expression de  $i_{f\_ref}$  est définie par la relation suivante :

$$i_{f\_ref} = \dot{q}_1 = \dot{q}_{1ref} + 2 \cdot \zeta_f \cdot \omega_{nf} \cdot (q_{1ref} - q_1) + \omega_{nf}^2 \cdot \int_0^t (q_{1ref} - q_1)(\tau) d\tau \quad (4-17)$$

où  $\omega_{nf}$  et  $\zeta_f$  représentent respectivement la pulsation et le coefficient d'amortissement du régulateur de charge proposé. L'asservissement du courant à sa référence sera détaillé au paragraphe 4.5.

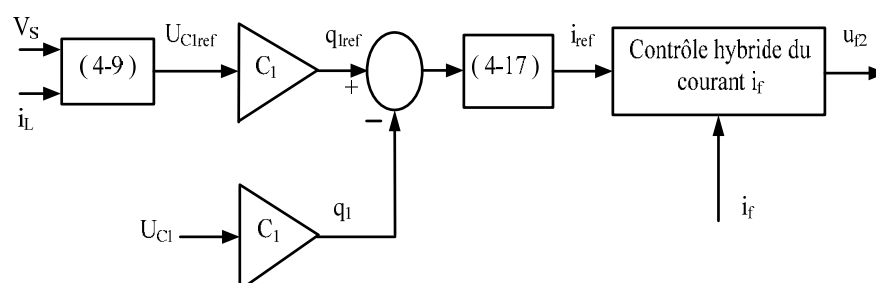


Figure 4-20. Régulateur de tension  $U_{C1}$  obtenu par modification du courant  $i_f$  de référence.

#### 4.4.1.6. Utilisation de Convertisseurs Isolés non-Réversible

Dans le cas où la minimisation des pertes dans le filtre actif n'est pas un objectif prioritaire, il est possible de simplifier la structure des convertisseurs isolés en utilisant des hacheurs isolés non réversibles. Il est alors nécessaire de rajouter des résistances aux bornes des condensateurs (Figure 4-21) dont la tension est régulée de manière à dissiper l'énergie excédentaire lorsque les valeurs de tension dépassent leurs consignes respectives.

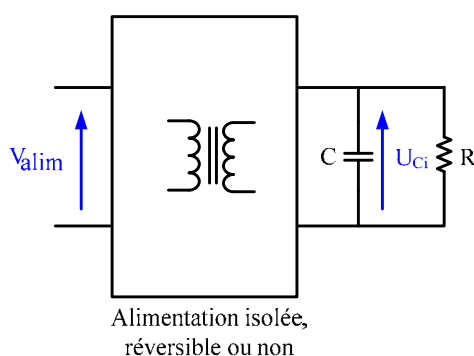


Figure 4-21. Utilisation de convertisseurs non réversibles pour la régulation des tension  $U_{Ci}$ .

Le contrôle utilisé pour asservir les tensions des sorties  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  est un contrôle classique basé sur la régulation de leurs énergies électrostatiques.

### 4.5. Régulateur de Courant absorbé par le Filtre Actif

#### 4.5.1. Principe de Fonctionnement

Pour annuler la composante HF du courant généré par le convertisseur principal, il est nécessaire de synchroniser les signaux de commande du filtre actif avec les signaux de commande du convertisseur principal de puissance. La structure du filtre actif est rappelée sur la figure 4-22.

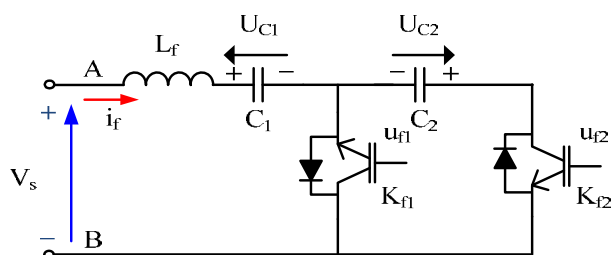


Figure.4-22. Structure du convertisseur de filtrage.

Selon la structure du filtre actif, le régulateur de courant doit réguler la valeur moyenne du courant  $i_f$  à sa référence surtout en régime permanent où cette référence est fixée à zéro. Ainsi, une erreur statique nulle doit être garantie. Ces deux contraintes de synchronisation et de poursuite sont résolues en utilisant des régulateurs de courant hybride à top à l'amorçage, détaillé dans [Martin,2007], [A. Lachichi,2008]. La synchronisation entre les commandes du convertisseur principal de puissance et du filtre actif est réalisée grâce au signal de commande  $u_{f2}$  généré par la détection d'un front descendant du signal de commande  $u$  du convertisseur de puissance. Les principales formes d'ondes obtenues avec ce régulateur de courant sont présentées sur la figure 4-23. La variable  $S(t)$  est définie comme suit:

$$S(t) = (i_f - i_{fref}) + K_i \cdot \int_0^t (i_f - i_{fref}) \cdot d\tau \quad (4-18)$$

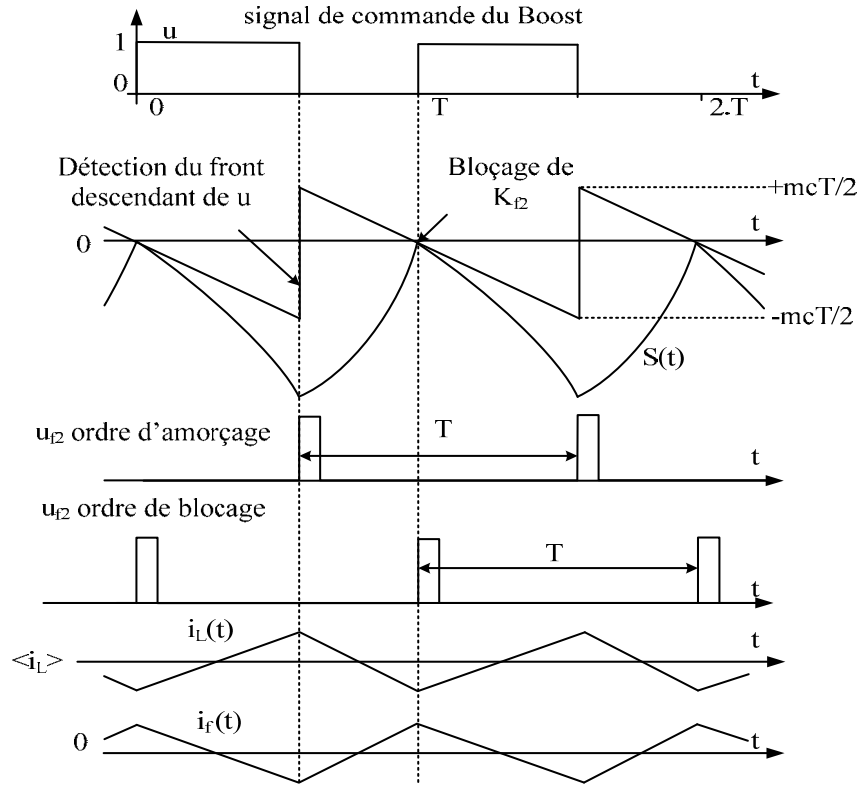


Figure 4-23. Formes d'onde pour le régulateur de courant hybride à top d'amorçage. et signaux de commande des deux convertisseurs  $u$  et  $u_2$ , ( $u_{f1} = \bar{u}_{f2}$ ).

$i_f(t)$  est le courant mesuré et  $i_{f\_ref}(t)$  sa référence.  $K_i$  représente le coefficient du terme intégral. La composante intégrale de l'expression de  $S(t)$  permet de garantir une erreur statique nulle. La pente de la rampe de compensateur  $m_c$  est définie pour garantir des orbites mono-périodique [Martin,2007], [Lachichi,2008] et [Shahin,2009]. Ce régulateur de courant permet de synchroniser simplement les signaux de commande des deux convertisseurs grâce au top d'amorçage du régulateur de courant hybride, son inconvénient majeur étant le comportement chaotique du courant pour certains jeux de paramètres.

#### 4.5.2. Dimensionnement des Paramètres du Régulateur de Courant Hybride à Top d'Amorçage

Le dimensionnement des paramètres du contrôleur de courant hybride est complexe et doit respecter deux contraintes. La première est liée à ses propriétés dynamiques. Un modèle moyen petit signal peut être établi pour obtenir l'expression analytique de la fonction de transfert  $i_f/i_{ref}$ . Une telle étude a été réalisée en [W.C.Y,1997], [Martin,2007] [Lachichi,2008] et peut être utilisée pour définir la bande passante du contrôleur de courant. Nous supposons que la valeur du paramètre intégral  $K_i$  (définie par



(4-18)) est fixée en fonction de la largeur de bande du régulateur de courant souhaitée. Le comportement chaotique est lié au système et aux valeurs des paramètres du régulateur.

La valeur  $m_c$  de la rampe de compensation, ajoutée pour empêcher le comportement chaotique, peut être considérée comme paramètre de bifurcation. Une analyse des orbites limites décrites par la trajectoire d'état du système peut être réalisée pour garantir un fonctionnement correct du convertisseur de filtrage. Pour cela nous utilisons le tracé d'un diagramme de bifurcation pour appréhender la nature de l'orbite limite. C'est une façon satisfaisante de représenter l'évolution de la trajectoire d'état en fonction des paramètres [Sen,2009]. Pour obtenir le diagramme de bifurcation présenté sur la figure 4-24, nous traçons pour différentes valeurs du paramètre  $m_c$  les valeurs prises par le courant  $i_f$  échantillonné à chaque début de période de découpage et ceci en régime permanent. Ce diagramme nous montre donc que pour des valeurs élevées de  $m_c$ , la valeur du courant au début de chaque période de découpage est identique. Ceci est le signe d'un fonctionnement correct du régulateur de courant hybride. Par contre, pour des valeurs de la rampe de compensation faible, la valeur de ce courant au début de chaque période de découpage subit de grande variation, ce qui est le signe d'un fonctionnement incorrect du régulateur de courant (création de cycles limites doubles voire chaotiques). De plus, ce diagramme nous indique la valeur critique de la rampe de compensation ; dans notre cas et pour le jeu de paramètres considéré, la valeur critique  $m_{c0}$  est d'environ  $3600A.s^{-1}$ . L'étude de ces phénomènes chaotiques est actuellement réalisée dans le cadre d'une thèse au laboratoire. L'impact des variations paramétriques du système, de l'effet de la fréquence de découpage des alimentations isolées sur la nature des cycles limites y est étudié.

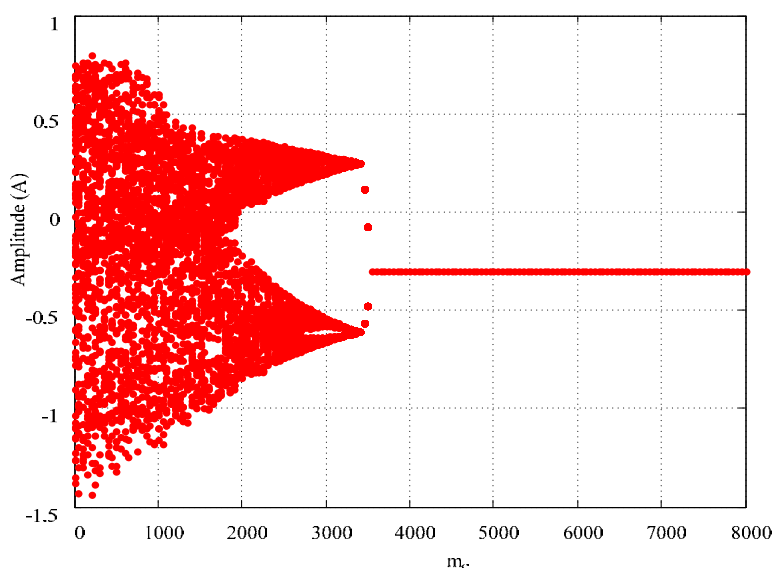


Figure 4-24. Diagramme de bifurcation pour les paramètres  $F_s=5kHz$ , et  $m_c$  varie de 0 à 8000. (Les autres paramètres sont indiqués dans le tableau 4-1).

#### 4.6. Résultats de Simulation de l'Association du Filtre Actif avec un Convertisseur Elévateur

Dans le but de montrer les performances du filtre actif proposé pour un nombre de semiconducteurs commandable minimal, la structure retenue est la suivante. La régulation de la tension  $U_{C2}$  est réalisée grâce à un convertisseur réversible isolé de type Flyback et la régulation de la tension  $U_{C1}$  est réalisée en régulant la charge stockée dans  $C_1$ . La tension de sortie du convertisseur de puissance est régulé à 50

V en utilisant le mode de contrôle détaillé au chapitre III. La tension d'entrée du convertisseur élévateur est fixé à 24V. La puissance nominale est fixée à 500W. Le régulateur de courant utilisé pour contrôler  $i_f$  est le régulateur à top d'amorçage détaillé précédemment. Les tableaux 4-1 et 4-2 indique les paramètres du système réalisé. Un schéma de principe présentant le système étudié est présenté sur la figure 4-25.

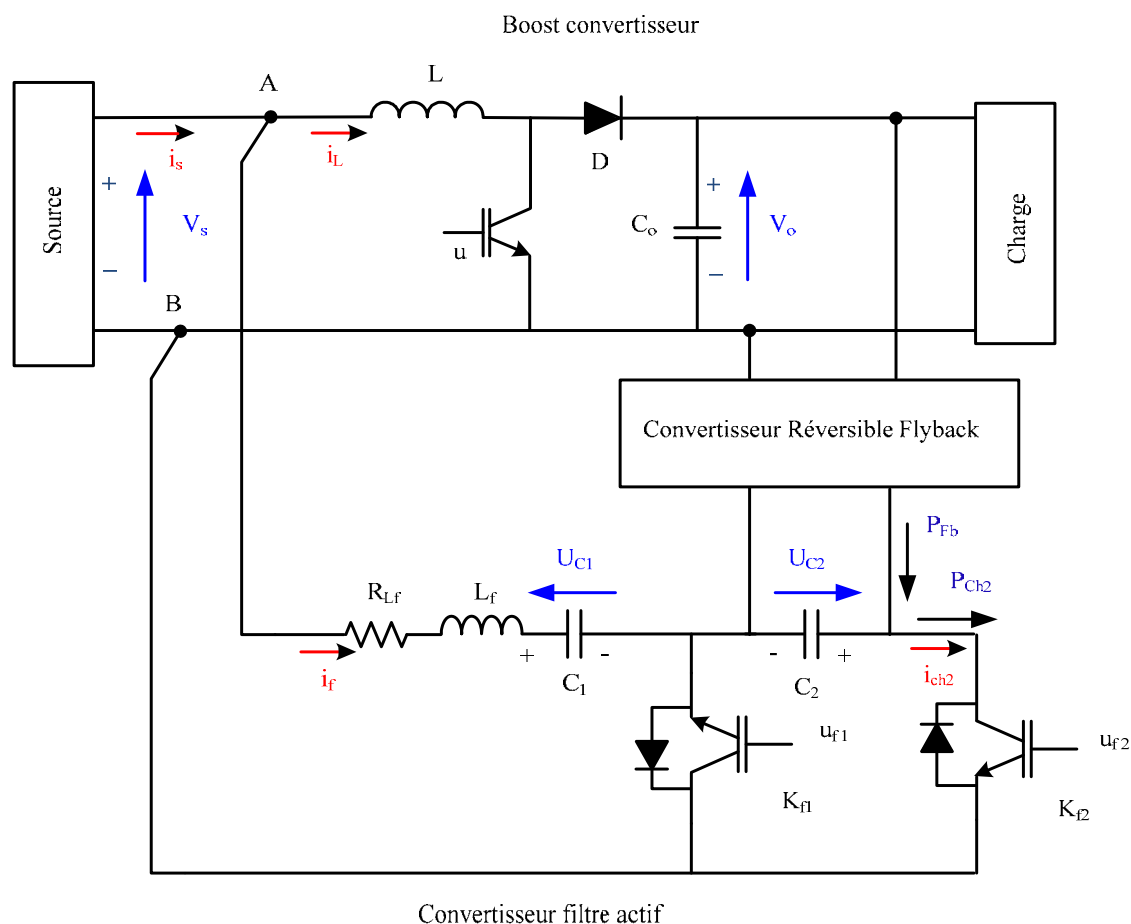
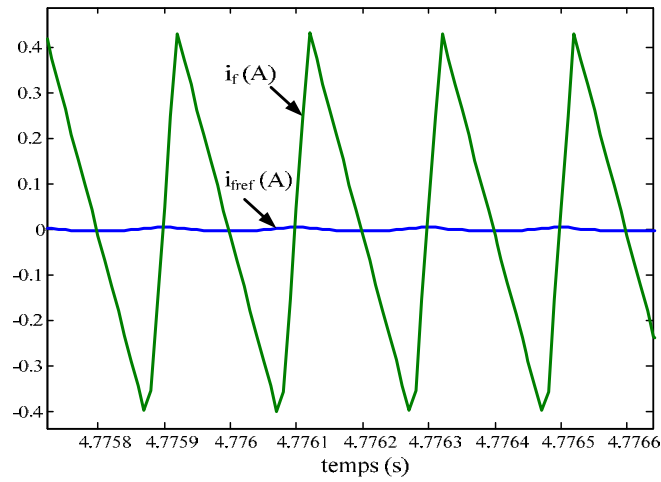
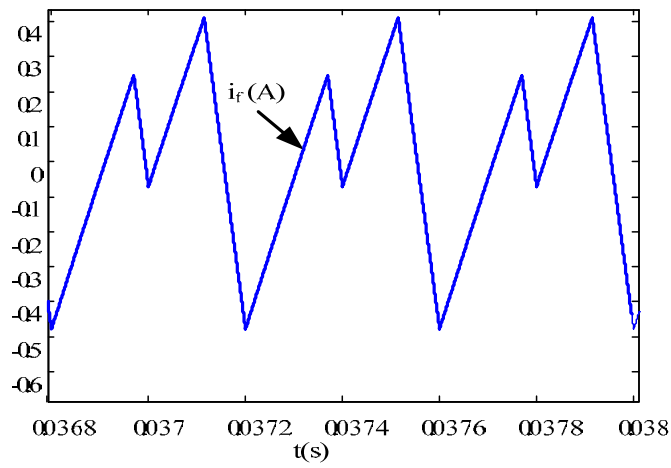


Figure 4-25. Architecture de puissance complète avec filtre actif et Flyback réversible.

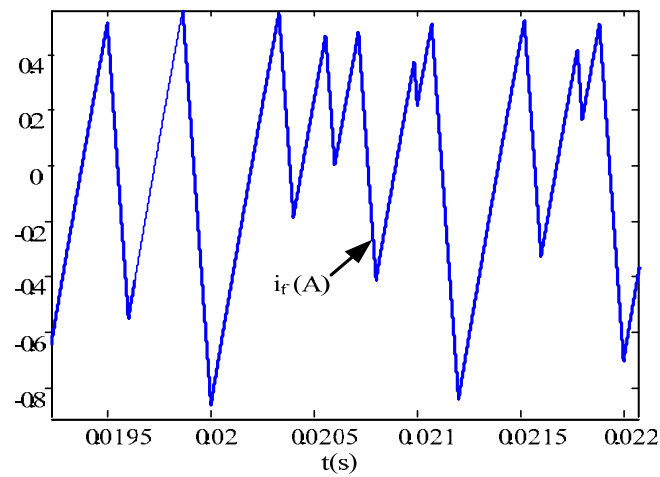
Les figures 4-26-a, 4-26-b et 4-26-c montrent des résultats de simulation présentant l'évolution du courant du filtre actif  $i_f$  pour différentes valeurs de la rampe de compensation  $m_c$ , respectivement égale à 3800, 3500 et 1500. Comme prévu par le diagramme de la bifurcation représenté sur la figure 4-24, un fonctionnement correct est assuré pour une valeur de  $m_c$  de 3800  $A \cdot s^{-1}$  (figure 4-26-a), alors qu'un fonctionnement incorrect apparaît pour des valeur de  $m_c$  égales à 3500 (figure 4-26-b, cycle limite double) et 1500 (figure 4-26-c, cycle limite chaotique).



(a).  $m_c=3800$ .



(b).  $m_c=3500$ .



(c).  $m_c=1500$ .

Figure 4-26. formes d'onde du courant du filtre actif  $i_f$  pour différentes valeurs de  $m_c$ .

**Tableau 4-1.**  
**Paramètres des Convertisseur Élévateur et Filtre Actif**

Structure:	Hacheur et Diode
Convertisseur élévateur:	Inductance : $L=2.3\text{mH}$ , $r_L=0.5\Omega$ Capacitance de sortie : $C=1100\mu\text{F}$ Charge= $30\Omega$ , : Tension d'entrée $V_s=24\text{V}$ Fréquence de découpage : $F_s=5\text{kHz}$ . IGBT-SKM50GB123D-1200V-50A
Convertisseur filtre actif:	Inductance : $L_f=1.84\text{mH}$ , $r_f=0.5\Omega$ Capacitance de filtre : $C_1=C_2=1000\mu\text{F}$ Tension d'entrée : $V_s=24\text{V}$ Transistor : IRG4PH50UD-1200V-45A

**Tableau.4-2**  
**Paramètres du Flyback et Contrôleur du Courant**

Structure:	Hacheur et Diode
Convertisseur réversible isolé Flyback	$L_{fb}=0.1\text{mH}$ , $r_{Fb}=0.1\Omega$ IGBT-IRGPC50KD2-600V-30A rapport de transformation 1:1
Contrôleur du courant de filtre actif	$K_i=8000\text{rad.s}^{-1}$ ( $K_i = 1/(R_s.C_s)$ ) $R_s=150\text{k}\Omega$ : $C_s=1\text{nF}$ $\omega_{ni}=30\text{rad.s}^{-1}$ : $\zeta_f=0.7$
Contrôleur du courant de Flyback	$\omega_{nFb}=100\text{rad.s}^{-1}$ : $\zeta_{Fb}=1$

A l'instant initial, le convertisseur élévateur est mis en marche comme montré sur la figure 4-27-a. Après 3 s, le filtre actif est mis en marche et compense les ondulations générés par le convertisseur principal. Les ondulations du courant de la source devient très faible et ceci même en régime transitoire (lorsque la tension de sortie passe de 50 à 60). Le taux d'ondulation du courant de source passe de 22% à 1,3%. Les formes d'onde du courant de source  $i_s$ , du courant absorbé par le convertisseur de puissance  $i_L$  et du courant absorbé par le filtre actif sont représentées sur la figure 4-27-b. On observe que les ondulations du courant  $i_L$  et  $i_f$  sont parfaitement opposées. Sur les figures 4-27-c et 4-27-d est représenté l'évolution respectivement du courant  $i_f$  de sa référence ainsi que l'évolution de la surface  $s(t)$  en régime permanent.

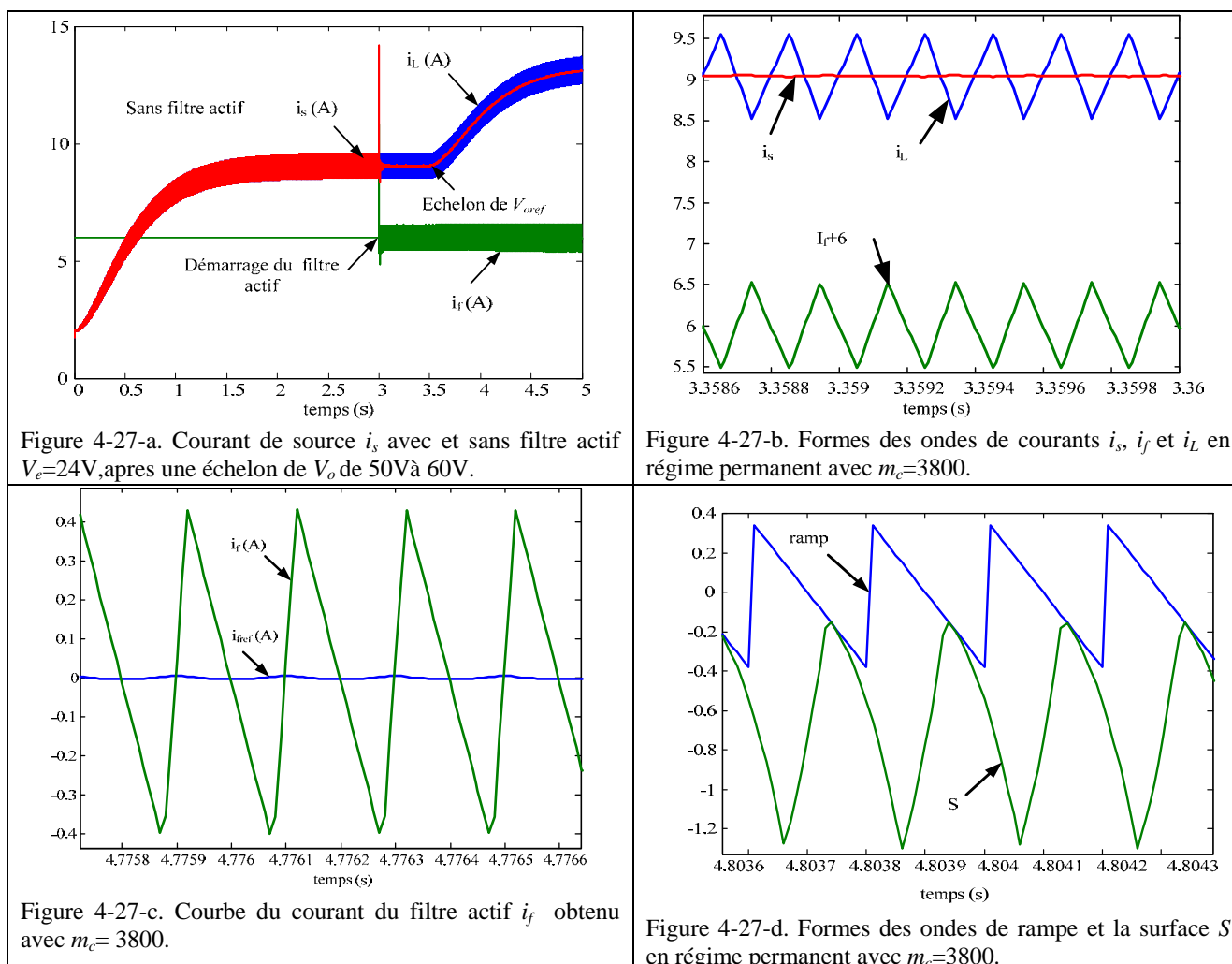


Figure 4-27. formes d'onde des courants du convertisseur de puissance et du filtre actif.

#### 4.6.1. Compensations des Imperfections Introduites par les Chutes de Tensions et les Temps de Propagation

Plusieurs chutes de tension non prises en compte ou des temps propagation non modélisés peuvent créer des décalages sur les instants de commutation. Or, pour compenser la composante haute fréquence due au découpage des semiconducteurs, il faut que les signaux de commande du convertisseur principal et du filtre actif soient parfaitement synchronisés. Il est donc nécessaire de rajouter un bloc de commande permettant de minimiser ce retard, la sortie de ce bloc modifiant la référence de tension  $U_{C1ref}$ .

La référence de tension  $U_{C2ref}$  reste elle inchangée. En effet, nous faisons l'hypothèse que le signal de commande  $U_{f2}$  de l'interrupteur  $K_{f2}$  est parfaitement synchronisé avec le front descendant du signal de commande  $u$  de l'interrupteur principal. En pratique, un monostable déclenché sur front descendant de  $u$  permet de générer l'ordre d'amorçage de  $K_{f2}$ . Pour modifier la référence de tension  $U_{C1ref}$ , deux cas peuvent alors se présenter. Prenons le cas détaillé sur la figure 4-28 (gauche) où l'ordre de blocage de l'interrupteur  $K_{f2}$  arrive trop tard. Dans ce cas là, il faut augmenter la pente de croissance du courant  $i_f$  pendant la phase de conduction de  $K_{f2}$ . Inversement, lorsqu'il arrive trop tôt, cette pente doit diminuer.

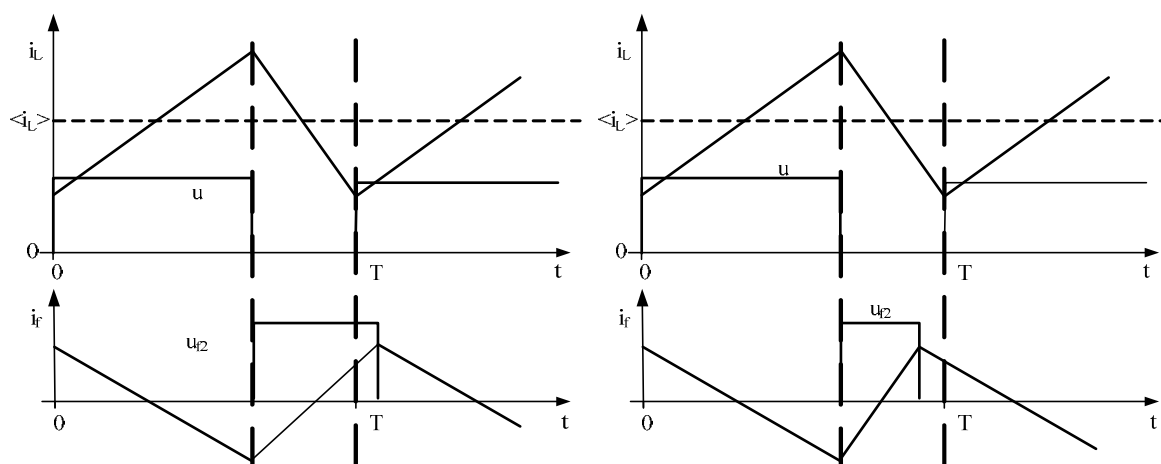


Figure 4-28. Décalage entre  $i_L$  et  $i_r$ , à gauche, l'ordre de blocage de l'interrupteur  $K_2$  arrive trop tard, à droite il arrive trop tôt.

#### 4.6.2. Circuit de Génération du Signal de Correction $V_{com}$

On propose alors de modifier la référence de tension  $U_{C1ref}$  de la tension capacitive  $C_1$  donnée par la relation 4-9 en lui ajoutant un signal de correction proportionnel à la tension nommé  $V_{com}$  généré comme détaillé sur la figure 4-29. L'effet intégral généré par ce système de correction permettra de synchroniser les tops d'amorçage et de blocage des interrupteurs du convertisseur de puissance et du filtre actif.

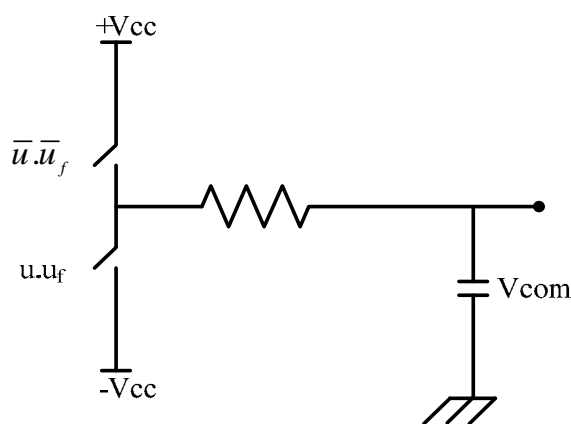


Figure 4-29. Génération du signal de correction  $V_{com}$ .

### 4.7. Résultats Expérimentaux de l'Association d'un Filtre avec un Convertisseur statique

#### 4.7.1. Présentation des Résultats avec le Filtre Actif sur un Banc de Puissance Réduite

Les résultats expérimentaux sont d'abord réalisés avec un convertisseur Boost classique de puissance limité (1 kW). Les paramètres du système sont ceux donnés dans les tableaux 4-1 et 4-2. Ces résultats permettent de valider le principe et l'efficacité du convertisseur proposé pour le filtrage actif. Les résultats présentés sont obtenus quand le système de compensation des imperfections est activé.

Les figures 4-30-a et 4-30-b montrent le courant absorbé par le convertisseur élévateur ( $i_L$ ), le courant fourni par la source ( $i_s$ ) et le courant absorbé par le convertisseur du filtre actif ( $i_f$ ) respectivement sans et avec le filtrage actif. Le courant absorbé par le filtre actif compense les ondulations du courant du convertisseur principal. Comme prévu par le diagramme de bifurcation présenté sur la figure 4-24 et les résultats simulés, le comportement du courant du filtre actif est régulier et une orbite périodique paraît quand la valeur de  $m_c$  est fixée à  $3800 \text{ A}\cdot\text{s}^{-1}$ . Les courbes des courants expérimentaux correspondant à des valeurs de la rampe compensateur  $m_c$  égales à  $3500$  et  $1500 \text{ A}\cdot\text{s}^{-1}$  sont montrées en figure 4-30-c et 4-30-d. Comme prévu par le diagramme de bifurcation, un fonctionnement incorrect apparaît pour des valeur de  $m_c$  de  $3500 \text{ A}\cdot\text{s}^{-1}$  (apparition d'un cycle double) et  $1500 \text{ A}\cdot\text{s}^{-1}$  (apparition d'un cycle chaotique). Comme prévu par les simulations, le taux d'ondulations du courant de la source passe de 23,3% à 1,9% pour les mesures expérimentales présentées sur la figure 4-30-b. Les figures 4-30-e et 4-30-f permettent d'évaluer le comportement du filtre actif en régime transitoire, le rapport cyclique du convertisseur Boost passant de 0.4 à 0.8. On constate que le courant de source est effectivement filtré pendant le régime transitoire, les tensions capacitives suivant correctement leurs références respectives.

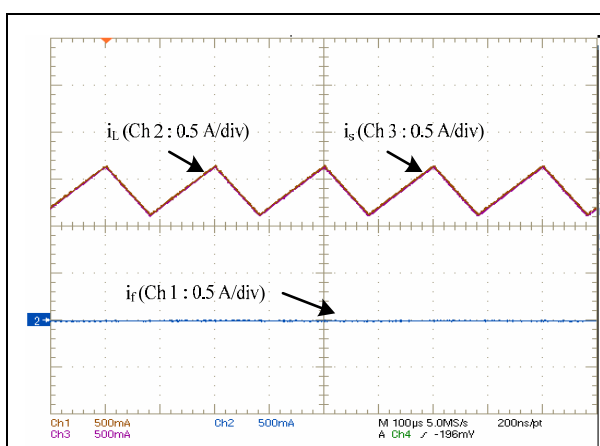


Figure 4-30-a. Courbes du courant  $i_s$ ,  $i_L$  et  $i_f$  quand le convertisseur du filtre actif est mis OFF.

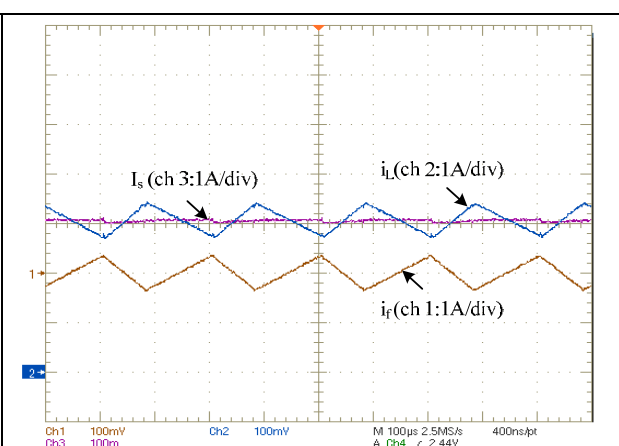


Figure 4-30-b. Courbes du courant  $i_s$ ,  $i_L$  et  $i_f$  quand convertisseur du filtre actif est mis ON,  $V_s=24\text{V}$ ,  $m_c=3800 \text{ A}\cdot\text{s}^{-1}$ .

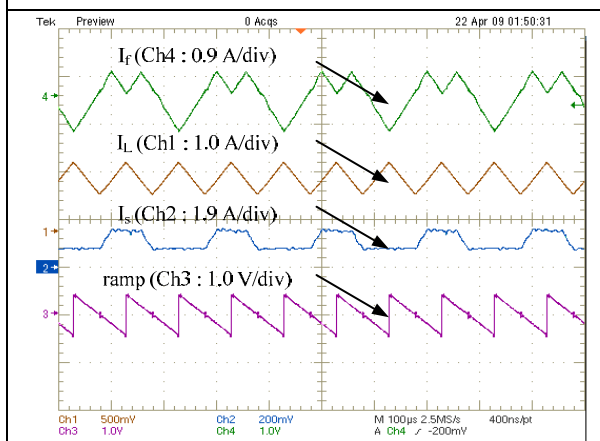


Figure 4-30-c. Courbes du courants  $i_s$ ,  $i_L$  et  $i_f$  quand le filtre actif est ON,  $m_c=3500$ , double cycle apparait.

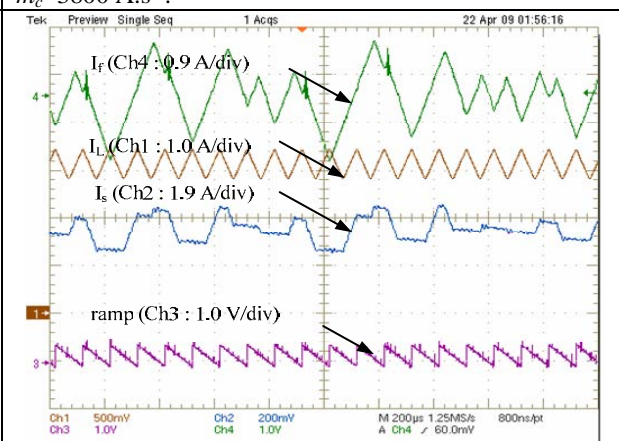


Figure 4-30-d. Courbes du courants  $i_s$ ,  $i_L$  et  $i_f$  quand filtre actif convertisseur est ON,  $m_c=1500$ , comportement chaotique apparait .

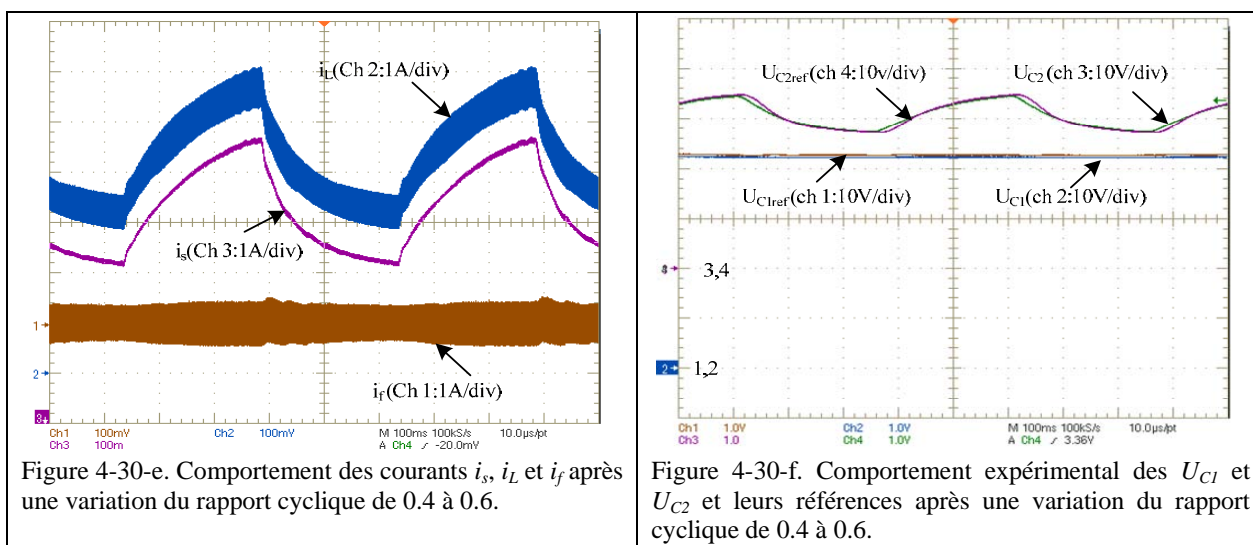


Figure 4-30. formes d'onde des courants du convertisseur de puissance et du filtre actif et ses comportements.

#### 4.7.2. Présentation des Résultats avec le Filtre Actif connecté au Convertisseur en Cascade

Le filtre actif détaillé précédemment est maintenant connecté en parallèle du convertisseur en cascade étudié aux chapitres II et III. Un schéma de principe du montage est donné sur la figure 4-31. Pour ces essais, ne disposant que d'un seul filtre actif, nous avons synchronisé les commandes des deux bras du convertisseur entrelacé.

Le filtre actif est composée d'une partie puissance et d'une partie contrôle-commande. La partie puissance est constituée du filtre actif mentionnée précédent. La partie contrôle-commande utilise le signal de commande  $u_{11}$  ( $u_{11}=u_{12}=u$ ) du convertisseur entrelacé synchronisé pour faire la synchronisation entre le filtre actif et le convertisseur du filtre actif.



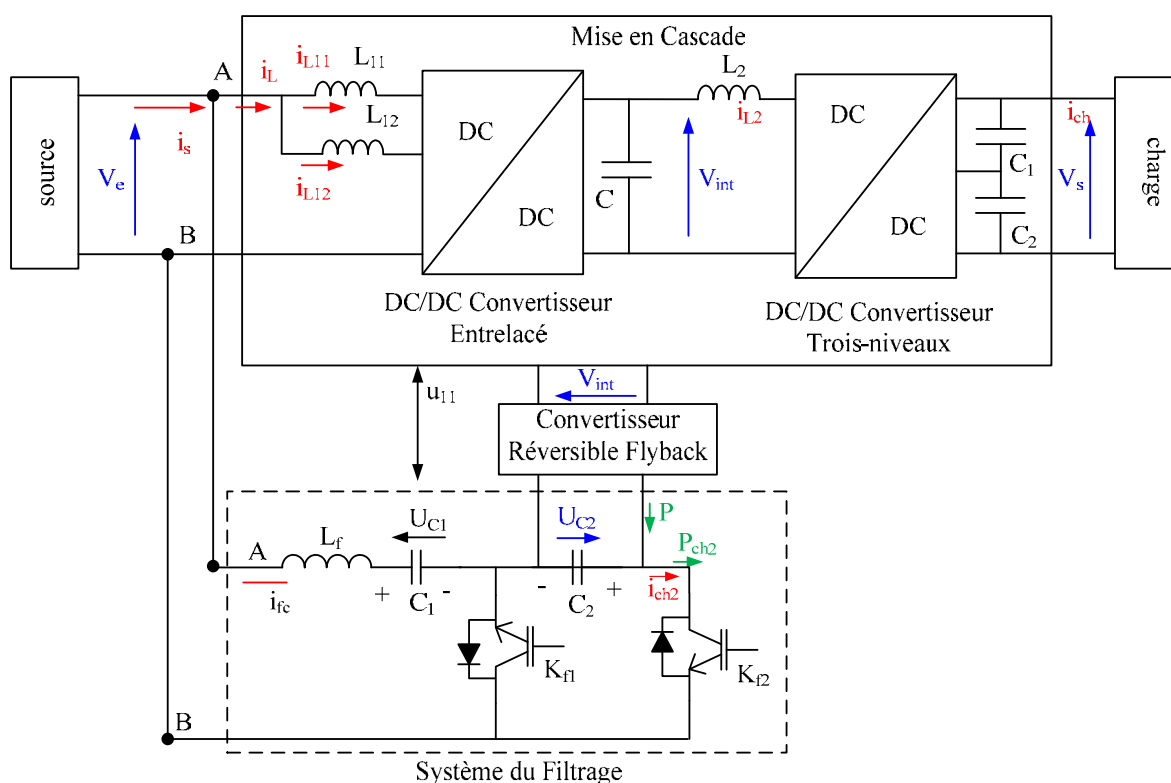


Figure 4-31. Structure du filtre actif connecté en parallèle avec le convertisseur cascade .

Les interrupteurs  $Q_{11}$  ou  $Q_{12}$  étant synchronisés, c'est le même signal de commande  $u$  qui va servir à synchroniser le filtre actif. Les inductances du convertisseur entrelacé sont supposées quasi identiques. Alors, si on néglige les pertes, la relation définissant les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  se réécrit pour le convertisseur entrelacé:

$$U_{C1} = \left( 1 + L_f \cdot \left( \frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{12}} \right) \right) \cdot V_e = \left( 1 + L_f \cdot \left( \frac{2}{L_{11}} \right) \right) \cdot V_e \quad (4-19)$$

$$U_{C2} = L_f \cdot \left( \frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{12}} \right) \cdot V_s = L_f \cdot \left( \frac{2}{L_{11}} \right) \cdot V_{int} \quad (4-20)$$

La tension  $U_{C1}$  est asservie à sa référence en utilisant la méthode détaillée précédemment. On règle la charge de la capacité en fonction de sa référence en modifiant le courant  $i_f$ . Le courant de référence permettant le contrôle de la tension  $U_{C1}$  est donné par la relation (4-17). La tension  $U_{C2}$  est régulée via un convertisseur de type Flyback réversible, comme pour les essais précédents. La tension d'alimentation du Flyback est la tension intermédiaire obtenue à la sortie du premier étage du convertisseur de la figure 4-31. La régulation de la tension de sortie du Flyback est identique à la précédente. Le même contrôleur de courant à top d'amorçage est utilisé pour contrôler le courant absorbé par le filtre actif et pour assurer la synchronisation les différents signaux. Les paramètres du convertisseur en cascade sont ceux donnés au chapitre III (tableaux 3-4 et 3-5). Pour le filtre actif, seule la valeur d'inductance  $L_f$  a été modifiée ( $L_f = L_{eq} = 18 \mu\text{H}$ ).

### 4.7.3. Résultats Expérimentaux

Le contrôle du convertisseur cascade, détaillé en chapitre III, est réalisé avec le logiciel Matlab-Simulink et implémenté grâce à la carte temps réel DSPACE-1103. Les résultats présentés sont obtenus quand le système de compensation des imperfections est activé, les références de tension étant calculées à partir des relations (4-19) et (4-20). La figure 4-32-a montre l'allure du courant absorbé par le convertisseur mis en cascade ( $i_{LL1}+i_{LL2}$ ), le courant fourni par la source  $i_s$  et le courant absorbé par le convertisseur du filtre actif  $i_f$  avant et après le démarrage du filtre actif. Les figure 4-32-b et 4-32-c montrent ces même courants  $i_f$  pour des valeurs de puissance de sortie fixées à 300W et 450W. Quel que soit le niveau de puissance, le filtre actif compense toujours les ondulations de courant. Comme le montre aussi ces courbes, la compensation des ondulations de courant n'est que partiel ; ce résultat s'expliquant par le fait que nous essayons d'annuler avec un seul filtre la somme de deux courants dont les pentes et les instants de commutations ne sont pas parfaitement identiques.

La figure 4-32-d montre le comportement expérimental des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  et de leurs références après une variation de la tension intermédiaire  $V_{intref}$  de 40V à 50V. Comme le montre ces résultats, la tension  $U_{C1}$  étant contrôlée par le courant  $i_f$ , les variations de tension intermédiaire n'ont quasiment pas d'effet sur la tension  $U_{C1}$ . Par contre la référence de tension  $U_{C2}$  évolue effectivement en fonction de la valeur de  $V_{int}$  et suit parfaitement sa référence.

Figure 4-32-e et 4-32-f permettent d'évaluer les performances du filtre en régime transitoire suite à un échelon sur la tension de référence de sortie qui passe de 80 à 100V pour différentes valeurs du paramètre  $\tau_2$ . Ce paramètre agissant sur la dynamique de la trajectoire de la référence d'énergie du convertisseur trois niveaux (confère chapitre III), il permet de tester le comportement du filtre en régime transitoire pour différentes dynamiques. Comme le montre ces résultats, pour les valeurs testées, le filtre actif fonctionne correctement pendant ces régimes transitoires.

On constate que l'ondulation du courant de source passe de 61.2% à environ 8.5% de la valeur moyenne du source  $i_s$  pour un point de fonctionnement fixé à  $V_e=15V$ ,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=450W$ . Pour les mesures expérimentales, le filtre actif consomme au maximum 4% de la puissance nominale du convertisseur principal.

Les courbes présentées sur les figures 3-32-c et 3-32-g permettent de voir l'influence du système de compensation des imperfections du montage. En effet, le décalage des formes d'onde de courant est bien visible sur la figure 3-32-g alors qu'il est quasi nul sur la figure 3-32-c. Sur la figure 3-32-h est présenté l'allure du signal  $V_{com}$  présenté sur la figure 4-29 lors de la mise en fonction du système de compensation qui effectivement se stabilise lorsque les signaux sont synchronisés.

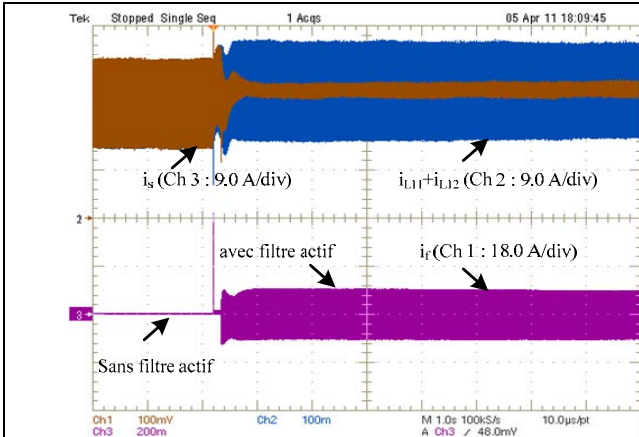


Figure 4-32-a. Courbes du courant  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  quand le convertisseur du filtre actif est mis ON,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=300W$ .

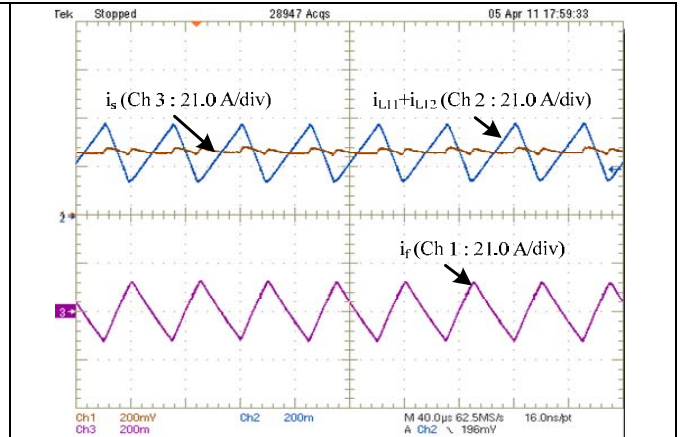


Figure 4-32-b. Courbes du courant  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  quand le convertisseur du filtre actif est mis ON,  $V_e=15V$ ,  $m_c=3800 A.s^{-1}$ ,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=300W$ .

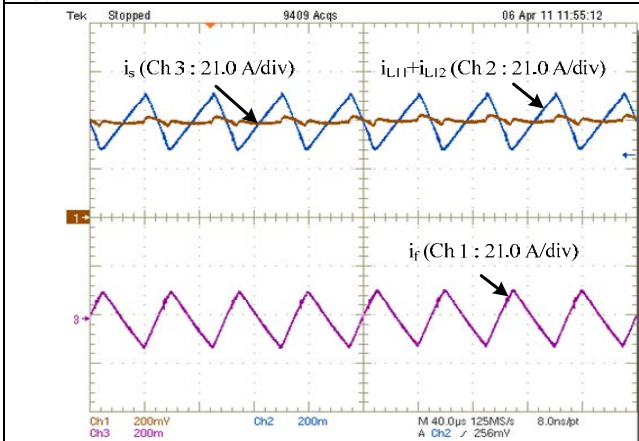


Figure 4-32-c. Courbes du courant  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  quand convertisseur du filtre actif est mis ON,  $V_e=15V$ ,  $m_c=3800 A.s^{-1}$ ,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=450W$ .

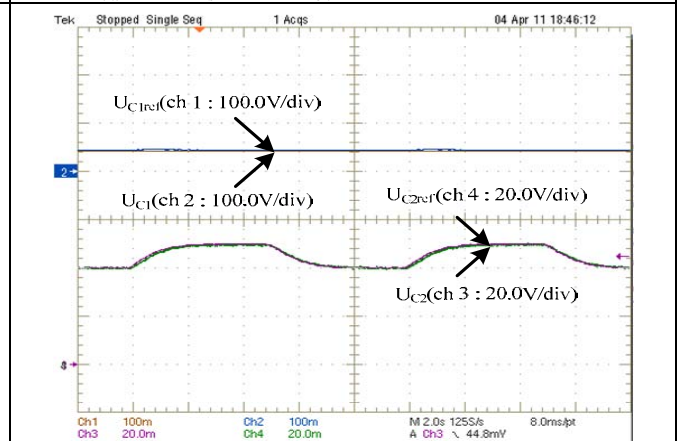


Figure 4-32-d. Comportement expérimental des  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  et leurs références après une variation de  $V_{intref}$  de 40V à 50V,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=280W$ .

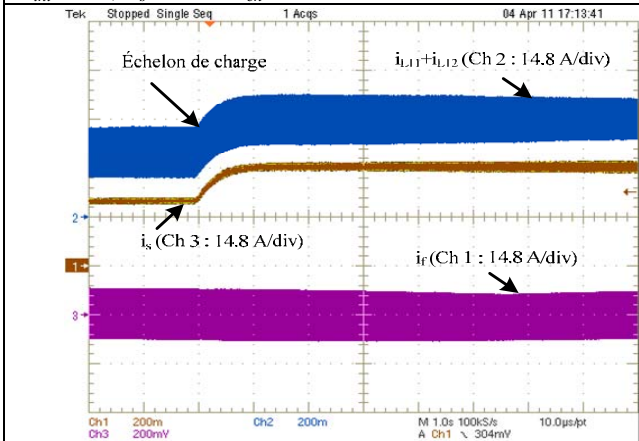


Figure 4-32-e. Comportement des courants  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  après une variation de tensions  $V_{sref}$  de 80V à 100V,  $V_{int}=40V$  et  $R_{ch}=22 \Omega$ ,  $\tau_1=0.5s$  et  $\tau_2=0.5s$ .

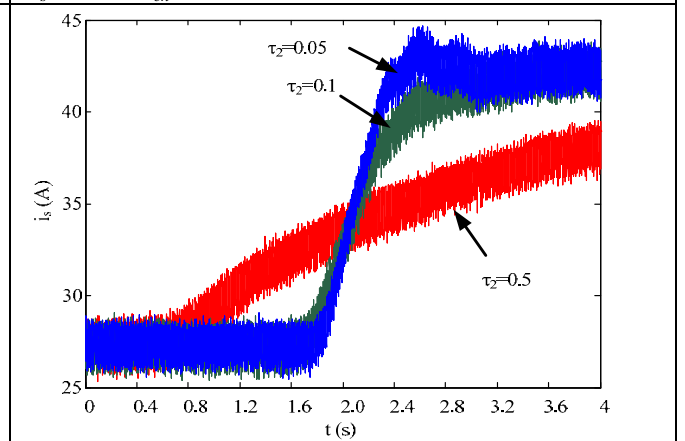


Figure 4-32-f. Comportement des courants  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  après une variation de tensions  $V_{sref}$  de 80V à 100V pour différentes valeurs de  $\tau_2$ .

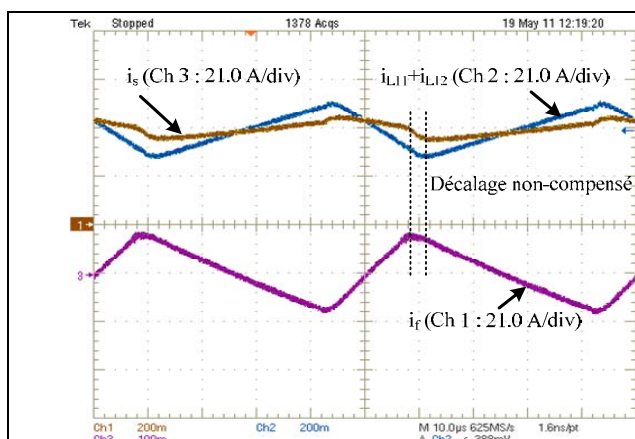


Figure 4-32-g. Courbes présentant les courant  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  quand le filtre actif est en marche, sans système de compensation,  $V_e=15V$ ,  $m_c=3800 A.s^{-1}$ ,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=450W$ .

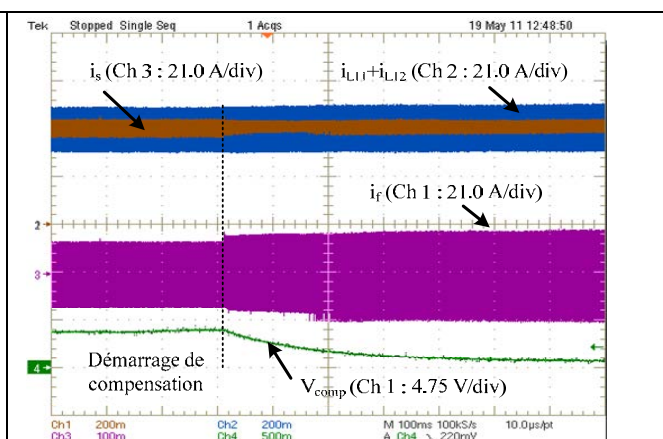


Figure 4-32-h. Courbes présentant les courant  $i_s$ ,  $i_{L11}+i_{L12}$  et  $i_f$  quand le filtre actif est en marche, lors de la mise en marche du système de compensation,  $V_e=15V$ ,  $m_c=3800 A.s^{-1}$ ,  $V_{int}=40V$ ,  $V_s=80V$  et  $P_{ch}=450W$ .

Figure 4-32. Formes d'onde obtenues après la connexion en parallèle du filtre actif sur le convertisseur en cascade.

## 4.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une nouvelle structure de filtre actif permettant d'annuler les ondulations de courant produites par les convertisseurs DC/DC à absorption continue de courant. Après avoir détaillé le principe de fonctionnement de ce filtre actif, nous avons testé ses fonctionnalités sur un convertisseur élévateur. Nous avons montré à l'aide d'essais réalisés par simulation et expérimentation, qu'il était possible de réduire de plus de 91% les ondulations de courant délivrées par la source en utilisant une structure de filtre actif ne comportant que 4 interrupteurs commandables. Nous avons ensuite utilisé ce filtre actif pour compenser les ondulation de la structure cascade étudiée au chapitre III. Ces ondulations d'amplitude non négligeables (commande synchrone, taux d'ondulation de 61,2%) ont été atténuée. Le taux d'ondulation obtenue était de 8.5%. Ce taux plutôt élevé s'explique par le fait que nous avons utilisé uniquement un seul filtre actif pour les deux branches. Pour des systèmes multi phases contrôlés de manière synchrone ou entrelacée, il est préférable d'utiliser soit un filtre actif par branche, soit de modifier la structure du filtre actif pour compenser les ondulations de courant dans les 4 séquences de fonctionnement (cas de deux branches). Vues les divers résultats expérimentaux obtenus, la solution active semble être une solution intéressante notamment pour des applications à fort courant d'entrée pour lesquels le gain en rendement, volume et poids peut être significatif.

## 4.9. Références

- [Andersen,2009] R.L. Andersen, I. Barbi, “A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 24, no. 2, pp. 358-368, Février 2009.
- [Ching-Tsai,2009] Pan Ching-Tsai, Liang Shih-Kun and Lai Ching-Ming, “ A Zero Input Current Ripple Boost Converter for Fuel Cell Applications by Using a Mirror Ripple Circuit”, IEEE IPERC, Wuhan 17-20 Mai 2009, pp. 787-793.
- [Duarte,2007] J. Duarte, M. Hendrix, M. Simoes, “Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems”, IEEE Transaction Industrial Electronics, 2007, vol. 22, no2, pp. 480-487.
- [Fontes,2007] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, and T. A. Meynard, “Interactions between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 670-678, Mars 2007.
- [Huang,2009] Bin Huang, “Convertisseur Continu-Continu a Rapport de Transformation Elève pour Applications Pile à Combustible”, thèse de Doctorat, Green, ENSEM, INPL, Nancy, 2009.
- [Jung-Min,2009] Kwon Jung-Min, Kim Eung-Ho, Kwon Bong-Hwan and Nam Kwang-Hee, “High-Efficiency Fuel Cell Power Conditioning System with Input Current Ripple Reduction”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 56, no. 3, pp. 826-834, Mars 2009.
- [Lachichi,2008] A. Lachichi, S. Pierfederici, J.-P. Martin and B. Davat, “Study of a Hybrid Fixed Frequency Current Controller Suitable for DC/DC Applications”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 23, no. 3, pp.1437-1448, Mai 2008.
- [Lembeye,2009] Y. Lembeye, Viet Dang Bang, G. Lefevre, and J.-P. Ferrieux, “ Novel Half-Bridge Inductive DC-DC Isolated Converters for Fuel Cell Applications”, IEEE Transaction Energy Conversion, vol. 24, no. 1, pp. 203- 210, Mars 2009.
- [Martin,2007] J.P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar and B. Davat, “New Fixed Frequency AC Current Controller for a Single Phase Voltage Source Inverter”, IEEE-PESC 2002, Cairns (Australia), 23-27 Juin 2007, vol. 2, pp. 909-914.
- [Ramos-Paja,2010] C.A. Ramos-Paja, C. Carrejo, A. Saavedra, I. Ramirez, L. Paniagua, R. Giral and C. Alonso, “A Ripple-Mitigating Pre-Filter Based on Interleaved DC-DC Boost Converters”, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Society, pp.2771-2777, 7-10 Novembre 2010.
- [S. Ostroznik,2010] S. Ostroznik, P.Bajec and P. Zajec, “A Study of a Hybrid Filter”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 57, no.3, pp. 935-942, Mars 2010.
- [Sen,2009] Tang Chun Sen, Yue Sun, Su Yu Gang, Nguang Sing Kiong and A.P. Hu, “Determining Multiple Steady-State ZCS Operating Points of a Switch-Mode Contactless Power Transfer System”, IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 24, no. 2, pp. 416-425, Février 2009.
- [Shahin,2009] A. Shahin, R. Gavagsaz-Ghoachani, J.P. Martin, S. Pierfederici and B. Davat, F. Meibody-Tabar, “New Method to Cancel HF Current Undulations Generated by DC/DC Converter”, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp.2847-2853, 20-24 Septembre 2009.
- [Thounthong,2009] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael and B. Davat, “ Fuel Cell Current Ripple Mitigation by Interleaved Technique for High Power Applications”, Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009, IEEE, pp.1-8, 4-8 Octobre 2009.

[W.C.Y,1997] W.C.Y. Chan, C.K. Tse, “Study of Bifurcations in Current-Programmed DC/DC Boost Converters: from Quasi-Periodicity to Period-Doubling”, IEEE Transaction Circuits and Systems, vol. 44, no. 12, pp.1129 – 1142, Decembre1997.

[Xinbo,2009] Jin Ke, Ruan Xinbo, Yang Mengxiong and Xu Min, “Power Management for Fuel-Cell Power System Cold Start”, IEEE Transaction Power Electronics, vol. 24, no.10, pp. 2391-2395, Octobre 2009.

[Yu,2007,] X. Yu, M.R. Starke, L.M. Tolbert, B. Ozpineci, “ Fuel Cell Power Conditioning for Electric Power Applications: a Summary”, Electric Power Applications, IET, vol. 1, iss. 5, pp. 643-656, Septembre 2007.

[Zandi,2010] Majid ZANDI, “Contribution au Pilotage des Sources Hybrids d’Energie Electrique”, thèse de Doctorat, Green, ENSEM, INPL, Nancy, 2010.

# Chapitre 5



## **Chapitre 5: Conclusions et perspectives**

Dans ce mémoire, nous avons proposé un état de l'art sur les convertisseurs d'interface permettant l'interconnexion d'une source basse tension non linéaire et d'un bus DC moyenne tension. La source choisie, pour l'étude, est une pile à combustible de type PEM. Côté convertisseur, de nombreux travaux ont déjà été effectués sur l'étude des convertisseurs à haut, voire très haut, ratio d'élévation de tension. Afin d'intégrer facilement les contraintes liées à la pile à combustible et de pouvoir appliquer la structure de puissance proposée même à forte puissance, nous avons retenu une structure correspondant à la mise en cascade d'un convertisseur à structure entrelacée en entrée et d'un convertisseur à structure trois niveaux en sortie.

Afin de dimensionner au mieux ce convertisseur, nous avons proposé un modèle analytique permettant d'estimer l'ensemble des pertes dans le système en fonction du point de fonctionnement et de ses paramètres. Cette modélisation intègre les pertes fer dans les matériaux magnétiques, les pertes joules dans les éléments inductifs, les pertes par conduction et par commutation dans les semiconducteurs. Nous avons montré dans le cas d'un convertisseur élévateur que l'ensemble des pertes dans le convertisseur peut être modélisé par deux résistances non linéaires, la première en série avec l'inductance, la seconde en parallèle sur le condensateur de sortie. Le principal avantage de la modélisation de l'ensemble des pertes par deux résistances est de pouvoir les estimer en ligne à l'aide du modèle moyen du convertisseur et ceci quel que soit le point de fonctionnement. Afin de pouvoir vérifier les expressions analytiques des résistances série et parallèle utilisées pour modéliser les pertes, nous avons proposé un estimateur non linéaire permettant d'estimer, pendant le fonctionnement du système, ces deux résistances. Leur convergence exponentielle a été prouvée en utilisant la seconde méthode de Lyapunov. Les valeurs obtenues analytiquement ou à partir des estimateurs implantés sur le banc expérimental ont donné des résultats voisins qui ont permis de valider le modèle de pertes proposé. La connaissance d'une expression analytique des pertes nous permet alors d'étudier le rendement global du convertisseur cascade à haut ratio d'élévation en fonction des paramètres du système. Dans le travail de thèse, nous avons analysé l'impact du nombre de branches entrelacées, de la puissance de charge et du niveau de tension intermédiaire sur le rendement global du système. Pour le convertisseur en cascade testé au laboratoire, le rendement théorique est voisin de 85.43% pour une puissance de charge de 1kW sous une tension d'entrée voisine de 12V et une tension de sortie fixée à 80V. Cette valeur est une valeur minimale sachant que ce rendement peut dépasser les 90% lorsque les tensions d'entrée, de sortie et la plage de puissance de charge augmentent.

Une fois le système dimensionné et les estimateurs de résistances testés et validés, nous nous sommes intéressés aux stratégies de contrôle de ce convertisseur. Parmi tous les types de commandes actuellement utilisés pour le contrôle de convertisseurs statiques, nous avons choisi d'utiliser le concept de platitude des systèmes différentiels. Contrairement à beaucoup d'autres approches, elle permet de connaître en régime transitoire l'évolution des variables d'état et ceci sans intégration numérique. Nous disposons en effet, d'expressions analytiques des grandeurs d'état et des commandes en fonction de la référence de la sortie régulée. De plus, les régulateurs n'ont pour fonction que de rejeter les erreurs de modélisation, ce qui conduit à des systèmes avec de bonnes performances dynamiques en asservissement et en régulation. Nous avons montré qu'il était possible de considérer un convertisseur Boost muni de deux résistances série et parallèle supposées lentement variables et qui modélisent les pertes, comme différentiellement plat. Nous avons alors détaillé pour un convertisseur Boost deux stratégies de commande. La première est dite à une boucle, la sortie étant l'énergie totale emmagasinée dans le hacheur. L'asservissement de la tension de sortie est réalisé indirectement en choisissant une

trajectoire de référence appropriée. La seconde, dite à deux boucles, utilise un asservissement en puissance comme boucle interne rapide et un asservissement de l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie comme boucle externe. Nous avons montré que la première stratégie conduit à des bandes passantes relativement élevées lorsque le niveau d'énergie magnétique stockée dans l'inductance reste faible devant la valeur de l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie. Lorsque cette assertion n'est plus valide, il est alors indispensable d'utiliser des estimateurs de paramètres donnant les résistances série et parallèle modélisant les pertes sous peine de voir apparaître une erreur statique non négligeable sur la tension de sortie. Les performances dynamiques sont alors principalement limitées par la bande passante des estimateurs. Quant à la structure à deux boucles, elle a structurellement des performances dynamiques plus faibles que la première approche mais ne nécessite pas l'utilisation d'estimateurs de paramètres, l'effet des pertes dans le système étant compensé par les termes intégraux des régulateurs. Des validations réalisées sur un convertisseur Boost et obtenues par simulation et expérimentation ont permis de valider les deux méthodes de contrôle.

L'approche à deux boucles a ensuite été appliquée au convertisseur cascade à haut ratio d'élévation. Pour assurer un bon contrôle du système, notamment l'équilibrage des tensions capacitives du convertisseur trois niveaux, nous avons proposé un modèle moyen du convertisseur trois niveaux qui a permis l'implantation d'une commande basée sur le concept de platitude et qui permet de contrôler le niveau de tension de sortie tout en assurant un équilibrage actif des deux tensions capacitives. La commande de l'ensemble du système a été validée par simulation et expérimentation sur un banc au laboratoire, la source étant une pile à combustible de tension nominale 12V, les tensions intermédiaires et de sortie étant régulées à 40V et 80V pour une puissance maximale de 500W. Bien que les validations expérimentales ont été faites à faibles niveaux de puissance, elles ont permis de prouver l'efficacité des stratégies de commande développées et les résultats peuvent facilement être transposés à des niveaux de puissance plus importants.

Dans la dernière partie de ce mémoire, nous nous sommes intéressés aux solutions permettant de satisfaire les contraintes sur le taux d'ondulation en entrée de convertisseur. Après avoir rappelé les différentes solutions actuellement utilisées, qu'elles soient actives ou passives, nous avons proposé une nouvelle structure de convertisseur permettant d'annuler les ondulations de courant produites par les convertisseurs DC/DC à absorption continue de courant. Après avoir détaillé le principe de fonctionnement de ce filtre actif, expliqué ses diverses architectures de puissance possibles, une structure minimisant le nombre de composants commandables a été choisie. Nous avons alors détaillé le fonctionnement et le dimensionnement de tous les régulateurs utilisés par le système de filtrage. Comme pour les chapitres précédents, des essais expérimentaux du filtre actif ont d'abord été réalisés sur un convertisseur Boost classique comme convertisseur de puissance. Cette première étape a permis de valider ce concept de filtrage actif. Les résultats de simulation, tout comme les résultats expérimentaux ont donné des résultats très satisfaisants, le taux d'ondulation de courant étant réduit de 91,8%, le taux d'ondulation de courant passant de 23.3% à 1.9%. Dans une seconde étape, il a été appliqué au convertisseur en cascade à haut ratio d'élévation sachant que pour ces essais, les commandes de l'étage d'entrée ont été synchronisées de manière à n'utiliser qu'un seul filtre actif pour les validations expérimentales. Les essais ont montré qu'il était possible d'utiliser ce type de solution pour filtrer des ondulations de courant d'amplitude non négligeables. Vu les divers résultats expérimentaux obtenus, la solution active semble être une solution intéressante notamment pour des applications à fort courant d'entrée pour lesquels le gain en rendement, volume et poids peut être significatif.

Parmi les perspectives, il semble important dans un premier temps d'affiner le modèle de pertes en incluant par exemple, la possibilité d'un fonctionnement en redressement synchrone ou en prenant en compte les résistances série capacitives. Il est aussi envisageable d'étendre cette modélisation aux convertisseurs isolés. Ces modèles de pertes pourraient alors être couplés à des études de sensibilité paramétriques de manière à pouvoir évaluer l'état de santé des convertisseurs d'un système électrique et d'adapter éventuellement la stratégie de gestion d'énergie à l'état de santé des éléments constitutifs du système. Enfin la solution de filtrage actif proposée, pour être utilisée industriellement, doit être intégrée numériquement dans un composant programmable (FPGA ASIC..). Il serait alors intéressant de voir comment définir l'architecture numérique de manière à pouvoir atteindre des fréquence de fonctionnement compatible avec l'application de filtrage.

# **Annexe**

## Annexe

## Modèle Analytique de la Puissance de Perte pour Convertisseur Elévateur

% ----- % Power loss calculation model for simple BOOST converter % -----	
clc; clear all; figure;	
% ----- % Converter parameters and variables % -----	
Fs=15e3; Ts=1/Fs;	% Switching Frequency
TT=30;	% Ambient Temperature
L1=554e-6;	% Boost Inductance
rL=0.12+0.00008*(TT-25); rT=0.033+0.00008*(TT-25); rD=0.022;	% Parasitic Resistance
VT=1.5+0.002*(TT-25); VD=2.2; Ve=50; Vo=150;	% Converter and Parasitic Voltage
Pch=274; Pchmin=Pch; Pchmax=937;	% Power Min and Max for the Loop
% ----- % Analytical Model of Losses Calculations % -----	
while Pch<Pchmax;	% Starting Looping
R=Vo^2/Pch;	
d=1.059*(1/2).*((-1).*R.*VD+(-1).*R.*Vo+R.*VT).^(-1).*((-2).*R.*VD+... R.*Ve+( 2).*R.*Vo+(1).*rD.*Vo+rT.*Vo+R.*VT+sqrt((2.*R.*VD+(- 1).*R.*Ve+... 2.*R.*Vo+rD.*Vo+(-1).*rT.*Vo+(-1).*R.*VT).^2+(-4).*((-1).*R.*VD+ ... R.*Ve+(-1).*R.*Vo+(-1).*rD.*Vo+(-1).*rL.*Vo).*((-1).*R.*VD+(-1).* ... R.*Vo+R.*VT)));	% Duty Cycle multiplied by a % Correction Factor for Commutation and Core Losses
II=Pch/Vo/(1-d);	% Load current
% ----- % Commutation Parameters of Diode % -----	
tdoff=400e-9;	
dItI=Ve/L1*d/Fs;	% Slope of Current during Switching Moment
Irrm=0.36*II;	% Reverse Recovery Current of Diode as percentage of Switching Current
tr=60e-9;	
tf=45e-9;	% // Data Sheet //
Qrr=2.3e-6;	
trr=2*Qrr/Irrm;	
Id0=II-1*dItI/2;	
dIddt=0.8*Id0/tr;	
tDoff02=(Id0+Irrm)/dIddt;	
trra=Irrm/dIddt;	
trrb=1.11*(trr-trra);	
tDoff23=trrb;	
% ----- % Commutation Parameters of IGBT % -----	
krr=.1;	% Krr*Trrb around 10% of Trrb
koff=.1;	% Koff*Tdoff around 10% of Tdoff
tvtail=5e-9;	% tvtail around 10% of Tf
tTon12=1.25*tr;	
tTon23=trra;	
tTon3b=krr*trrb;	

$t_{Tonb4}=(1-k_{rr}) * t_{rrb} + t_{vtail};$	
$t_{Ton34}=t_{Ton3b} + t_{Tonb4};$	
$t_{itail}=5e-9;$	% titail around 10% of Tf
$t_{Toff01}=(k_{off}) * t_{doff};$	
$t_{Toff12}=(1-k_{off}) * t_{doff};$	
$t_{Toff23}=1.25 * t_f;$	
$t_{Toff34}=t_{itail};$	
% ----- % Magnetic circuit Parameters % -----	
$R_{od}=7.18e3;$	% Density of the Core
$N=16;$	% Number of Turns
$A_e=3.3e-4;$	% Cross-sectional Area
$l_e=(24.9e-2);$	% Magnetic Length
$vol=A_e * l_e;$	% Volume
$K_1=6.5;$	% -----
$K_2=1.51;$	% Core Coefficients
$K_3=1.74;$	% -----
$C_{t2}=0.000079;$	% -----
$C_{t1}=0.0105;$	% Temperature Coefficients
$C_t=1.26;$	% -----
$R_{ce}=130 * 1e-8;$	% Resistivity of the Core
$t=23e-6;$	% Thickness of the Lamination
% ----- % Equivalent Terms of the Losses % -----	
$term_{II2}=II.^2 * (r_L + r_T) + II.^2 * (r_D + (-1) * r_T) * V_e * V_o.^{-1};$	% Term Containing I <sup>2</sup>
$term_{II}=II * V_e * V_o.^{-1} * (V_D + (-1) * V_T) + II * ((1/2) * t_{Doff02} * T_s.^{-1} * V_D + V_T);$	% Term Containing I
$term_{IIVo}=II * ((1/2) * T_s.^{-1} * t_{Toff12} + (1/2) * T_s.^{-1} * t_{Toff23} + (1/2) * T_s.^{-1} * t_{Ton12} + T_s.^{-1} * t_{Ton23} + (1/2) * T_s.^{-1} * t_{Ton34}) * V_o;$	% Term Containing I and Vo
$term_{Ve24}=V_e.^4 * V_o.^{-2} * ((-1/6) * L_1.^{-2} * r_D * T_s.^2 + (1/12) * L_1.^{-2} * r_L * T_s.^2 + (1/4) * L_1.^{-2} * r_T * T_s.^2 + (1/24) * A_e.^{-2} * N.^{-2} * \pi.^2 * R_{ce}.^{-1} * t.^2 * vol) + V_e.^2 * V_o.^{-1} * ((1/12) * L_1.^{-2} * r_L * T_s.^2 + (1/12) * L_1.^{-2} * r_T * T_s.^2 + (-1/4) * L_1.^{-1} * t_{Toff12} + (-1/4) * L_1.^{-1} * t_{Toff23} + (1/4) * L_1.^{-1} * t_{Ton12} + (1/2) * L_1.^{-1} * t_{Ton23} + (1/4) * L_1.^{-1} * t_{Ton34} + (1/24) * A_e.^{-2} * N.^{-2} * \pi.^2 * R_{ce}.^{-1} * t.^2 * vol) * ((1/4) * L_1.^{-1} * t_{Doff02} * V_D * V_e.^2 + V_e.^3 * ((1/12) * L_1.^{-2} * r_D * T_s.^2 + (-1/6) * L_1.^{-2} * r_L * T_s.^2 + (-1/4) * L_1.^{-2} * r_T * T_s.^2 + (-1/12) * A_e.^{-2} * N.^{-2} * \pi.^2 * R_{ce}.^{-1} * t.^2 * vol));$	% Term Containing Ve
$term_{VeVo}=(-1/4) * L_1.^{-1} * t_{Doff02} * V_D * V_e + ((1/12) * L_1.^{-2} * r_D * T_s.^2 + (-1/12) * L_1.^{-2} * r_T * T_s.^2) * V_e.^5 * V_o.^{-3} + ((1/4) * I_{rrm} * t_{Doff23} * T_s.^{-1} + (1/4) * L_1.^{-1} * t_{Toff12} + (1/4) * L_1.^{-1} * t_{Toff23} + (-1/4) * L_1.^{-1} * t_{Ton12} + (-1/2) * L_1.^{-1} * t_{Ton23} + (-1/4) * L_1.^{-1} * t_{Ton34}) * V_e * V_o;$	% Term Containing Ve and Vo
$term_{fer}=2.^{-2} * K_2 + (-1) * K_3 * 125.^{-1} * K_2 * A_e * K_1 * l_e * R_{od} * (C_t + (-1) * C_{t1} * TT + C_{t2} * TT.^2) * (A_e.^{-1} * F_s.^{-1} * N.^{-1} * V_e * (1 + (-1) * V_e * V_o.^{-1})) * K_3 * (F_s * \pi.^{-2} * V_e.^{-1} * (1 + (-1) * V_e * V_o.^{-1})) * V_o.^{-1} * K_2;$	% Term Core Loss Containing Vo
% ----- % Equivalent Terms of Resistance Serial and Parallel % -----	
$R_{serie}=(term_{II2} + term_{IIVo}) / II^2;$	
$GR_{par}=(term_{II} + term_{Ve24} + term_{VeVo} + term_{fer}) / V_o^2;$	
% -----	

% Equivalent Terms of Total Losses and Losses due to Serial and Parallel Resistances % -----	
Prs=Rserie*I <sup>2</sup> ;	% Losses Due to Serial Resistance
Prp=Vo <sup>2</sup> *GR_par;	% Losses Due to Parallel Resistance
prt_tot_test=Prs+Prp;	% Losses Due to Serial and Parallel Resistances
Pret_cond_commut_hsy_eddy=termII2+termIIVo+termII+termVe24+termVeVo+termfer;	% Total Losses obtained by the % Analytical Model
Pin=Pch+Pret_cond_commut_hsy_eddy;	% Input Power
eff=Pch/Pin;	% Efficiency
% ----- % Tracing Plot of Total Losses and Serial and Parallel Resistances % -----	
plot(Pch,Rserie); %title('Serial Resistance')	% Plot of Serial Resistance
% plot(Pch,1/GR_par); % title('Parallel Resistance')	% Plot of Parallel Resistance
% plot(Pch,Pret_cond_commut_hsy_eddy,Pch,Prs,Pch,Prp); %title('Total Losses estimated and Measured');	% Plot of Analytical Losses
hold on; Pch=Pch+.1; end; grid on;	
% ----- % Measured Losses and Serial and Parallel Resistances % -----	
Pinman=[315.409 382.207 461.66 541.625 611.712 699.74 750.002 813.929 872.909 939.765 1009 1139.197]; Pchman=[276.264 330.509 397.558 462.841 519.951 589.814 633.251 681.132 728.125 781.991 837.395 936.603]; Rpman=[1250.48 955.36 857.32 732.31 625.95 582.92 551.65 509.00 455.36 420.97 401.5 370.74]; Rsmman=[.512988 .45169 .392 .353755 .3257 .301357 .284144 .2736 .26312 .251 .2406 .2248]; Ploss=Pinman-Pchman;	
% plot(Pchman,Ploss,'x'); plot(Pchman,Rsmman,'x'); % plot(Pchman,Rpman,'x');	
Pertm=Pinman-Pchman; p1=polyfit(Pchman,Rsmman,5); p2=polyfit(Pchman,Rpman,5); p3=polyfit(Pchman,Pertm,5);	
Pchax = Pchmin:.1:Pchmax; Rsm= polyval(p1,Pchax); Rpm= polyval(p2,Pchax); Pertg= polyval(p3,Pchax);	
% plot(Pchax,Pertg,'r'); plot(Pchax,Rsm,'r'); % plot(Pchax,Rpm,'r');	

**Liste des Publications :**

- [1] B. Huang, A. Shahin, J.-P. Martin, S. Pierfederici and B. Davat, "High Voltage Ratio non-Isolated DC-DC Converter for Fuel Cell Power Source Applications", Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pp.1277-1283, 15-19 Juin 2008.
- [2] A. Shahin, R. Gavagsaz-Ghoachani, J.-P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat and F. Meibody-Tabar, "New Method to Cancel HF Current Undulations Generated by DC/DC Converter", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp.2847-2853, 20-24 Septembre 2009.
- [3] A. Shahin, B. Huang, J.-P. Martin, S. Pierfederici and B. Davat, "New non-Linear Control Strategy for non-Isolated DC/DC Converter with High Voltage Ratio", Energy Conversion. and Management, vol. 51, iss. 1, pp. 56-63, Janvier 2010.
- [4] A. Shahin, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici and F. Meibody-Tabar, "Approximate Novel Loss Formulae Estimation for Optimization of Power Controller of DC/DC Converter", IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.373-378, 7-10 Novembre 2010.
- [5] A. Shahin, M. Hinaje, J.-P. Martin, S. Pierfederici, S. Rael and B. Davat, "High Voltage Ratio DC-DC Converter for Fuel-Cell Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.12, pp.3944-3955, Decembre 2010.
- [6] A. Shahin, R. Gavagsaz-Ghoachani, J.-P. MARTIN, S. Pierfederici, B. DAVAT and F. Meibody-Tabar, "New Method to Filter HF Current Ripples Generated by Current Fed DC/DC Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, pp., 2011.





AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE  
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL  
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

**Monsieur Mohamed MACHMOUM, Professeur, IREENA, CRTT, St-Nazaire**

**Monsieur Nadir IDIR, Professeur, USTL, Villeneuve d'Ascq**

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

**Monsieur Ahmed Eid Moussa SHAHIN**

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,  
une thèse intitulée :

**"Contribution à l'optimisation des structures de conversion DC/DC non isolées."**

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « Génie Electrique »

Fait à Vandoeuvre, le 27 juin 2011

Le Président de l'IN.P.L.,

F. LAURENT



---

## **Résumé en français**

### ***Contribution à l'Optimisation des Structures de Conversion DC/DC non Isolées***

Dans ce mémoire, nous avons étudié les convertisseurs d'interface permettant l'interconnexion d'une source basse tension non linéaire et d'un bus DC moyenne tension. La source choisie, pour l'étude, était une pile à combustible de type PEM. La structure de puissance retenue correspondant à la mise en cascade d'un convertisseur entrelacé en entrée et d'un convertisseur trois niveaux en sortie. Afin de dimensionner au mieux le convertisseur global, nous avons proposé un modèle analytique permettant de connaître l'ensemble des pertes dans le système en fonction du point de fonctionnement et de ses paramètres. Nous avons montré que l'ensemble des pertes dans le convertisseur peut être modélisé par deux résistances non linéaires dont l'estimation est possible à partir des modèles moyens du convertisseur. Une commande basée sur le concept de platitude des systèmes différentiels a été utilisée pour assurer les différentes contraintes du système tout en obtenant des propriétés dynamiques élevées en asservissement et en régulation. Dans la dernière partie du mémoire, nous nous sommes intéressés aux solutions permettant de satisfaire les contraintes sur le taux d'ondulation de courant en entrée du convertisseur. Nous avons proposé et dimensionné une nouvelle structure de convertisseur permettant de supprimer les ondulations de courant générées par le convertisseur de puissance. Ce filtre actif se connecte en parallèle avec le convertisseur de puissance. Des résultats expérimentaux ont permis de montrer que le taux d'ondulation de courant d'un convertisseur élévateur a été réduit, le taux d'ondulation de courant passant de 23.3% à 1.9%.

## **Mots clés**

Gestion d'énergie, Conversion DC/DC à haut ratio d'élévation, Filtrage actif, Modélisation et estimation des pertes, Commande de convertisseurs, Pile à Combustible, Panneaux Solaire.

---

## **Résumé en anglais**

### ***Contribution to the Optimization of Structures of non-Isolated DC/DC Conversion***

In this thesis, we studied interface converters enabling the interconnection of a low voltage nonlinear source and a medium voltage DC bus. The source selected for the study was a fuel cell PEM. The chosen power architecture corresponds to a cascaded structure constituted with an interleaved Boost converter at input stage and a three-level Boost converter at output stage. To design the converter, we proposed an analytical model to know the total losses in the system according to the operating point and its parameters. We showed that all losses in the converter can be modeled by two nonlinear resistors. An estimation of these resistors, deduced from average model of the converter, is developed. A control based on the concept of differential systems flatness has been used for the proposed converter structure. It allows taking into account the different system constraints. High dynamic properties as regard to external perturbations or parameters variations are achieved. In the last part of the thesis, we investigate solutions to respect the constraints on the rate of input current ripple. We propose a new active filtering converter connected in parallel with the power one. We have shown that the ripple current of a boost converter was reduced, the ripple current being reduced from 23.3% to 1.9%.

## **Key words**

Energy management, High voltage ratio DC/DC Converter, Modeling and Estimation of Losses in power converters, Power converter control, Fuel Cell, Solar Cells.