



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

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

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

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

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

NANCY Université - Institut National Polytechnique de Lorraine

Ecole Doctorale « Informatique - Automatique - Electrotechnique - Electronique - Mathématiques »
Département de Formation Doctorale « Electrotechnique - Electronique »

THESE

Présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

En vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR de l'INPL
Spécialité : Génie Electrique

par

Majid ZANDI

**CONTRIBUTION AU PILOTAGE DES SOURCES HYBRIDES
D'ENERGIE ELECTRIQUE**

Soutenue publiquement le 12 novembre 2010 devant la commission d'examen

Membres du Jury :

Président :	PIETRZAK-DAVID Maria
Rapporteurs :	DAKYO Brayima MACHMOUM Mohamed
Examineurs :	DAVAT Bernard MARTIN Jean-Philippe PIERFEDERICI Serge

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

Remerciements

Le travail exposé dans ce mémoire a été effectué au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN) à l'Institut National Polytechnique de Lorraine.

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

J'adresse tout d'abord mes sincères remerciements au Professeur **Bernard DAVAT**, mon directeur de thèse et au Professeur **Serge PIERFEDERICI**, mon co-directeur de thèse pour avoir initié et soutenu mon travail et d'avoir fait preuve d'une patience et d'une attention toute particulière. Les nombreuses discussions que nous avons eues et les conseils qu'ils m'ont donnés ont été primordiaux à l'aboutissement de ce travail. Merci pour tout... pour m'avoir guidé durant toutes ces années. Mais surtout, je vous remercie pour toute votre humanité et votre amitié durant de ces années.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Madame **Maria PIETRZAK-DAVID**, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT) pour l'honneur qu'elle m'a fait, en acceptant de présider le jury. Je remercie également Messieurs **Brayima DAKYO**, Professeur à l'Université du Havre et **Mohamed MACHMOUM**, Professeur à l'Université de Nantes pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant d'être les rapporteurs de cette thèse.

J'ai aussi une énorme dette envers Messieurs **Jean-Philippe MARTIN** et **Babak NAHID-MOBARAKEH**, Maîtres de conférences à l'INPL, pour leurs précieux conseils. Leurs suggestions et recommandations m'ont beaucoup aidé dans l'amélioration du contenu de ce travail.

Je remercie plus particulièrement le Professeur **Farid MEIBODY-TABAR**, pour ses nombreux conseils avisés. Qu'il trouve ici l'expression de mon profond respect.

Je tiens à exprimer mes remerciements aux Professeurs **Abderrezak REZZOUG** et **Shahrokh SAADATE** pour leur accueil au sein du laboratoire GREEN.

Je tiens également à remercier tous les membres du laboratoire dont l'amitié a fourni une base pour l'accomplissement de ce travail. J'ai apprécié les moments magnifiques que nous avons passé ensemble. Je remercie tout particulièrement les enseignants chercheurs, les doctorants et les secrétaires, Mesdames **Latifa ZOUA**, **Sylvie COLINET** et **Christine PIERSON** et les techniciens, Mesdames **Isabelle SCHWENKER** et **Sophie GUICHARD**, Messieurs **Fadi SHARIF** et **Fabrice TESSON**.

Je remercie aussi mes amis du laboratoire GREEN. Les mots ne suffisent pas pour exprimer la formidable chance que j'ai eue. Qu'ils trouvent ici le témoignage de mon amitié : **Davood ARAB KHABOURI**, **Alireza PAYMAN**, **Mohammad Ali SHAMSINEJAD**, **Babak VASEGHI**, **Shahram KARIMI**, **Pisit LIUTANAKUL**, **Matthieu URBAIN**,

Christian BELALAHY, Olivier BERRY, Thierry BOILEAU, Ahmed-Bilal AWAN, Pierre MAGNE, Sami ZAÏM, Raphaël ANDREUX, Wattana KAEWMANEE, Nicolas LEBOEUF, Ahmed SHAHIN, Dinh An N'GUYEN, Matheepot PHATTANASAK, Sisuda CHAITHONGSUK, Panee NOIYING, Ting Ting DING et Nicolas OLLIVIER.

Enfin, je voudrais remercier mon épouse **Roghayeh** et mes enfants **Hamidreza** et **Amirreza**, pour leur patience. J'espère pouvoir leur rendre leurs soutiens et leurs compréhensions.

Majid ZANDI
Novembre 2010
Nancy, FRANCE

*A la mémoire de
ma mère, mon père,
mes frères et mes soeurs*

*A ma soeur Mina
A mes enfants Hamidreza et Amirreza*

Sommaire

<i>Introduction Générale</i>	<i>1</i>
<i>Chapitre 1 - Généralités sur les sources électriques hybrides</i>	<i>5</i>
1.1. Introduction	7
1.2. Piles à combustible	9
1.2.1. Généralités	9
1.2.2. Principe de fonctionnement	10
1.2.3. Système pile à combustible	12
1.2.4. Caractéristique et modélisation simple des piles à combustible	14
1.2.5. Avantages et inconvénients des piles à combustible de type PEM	15
1.3. Système photovoltaïque	16
1.3.1. Généralités	16
1.3.2. Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque	17
1.3.3. Modélisation d'une cellule photovoltaïque	17
1.3.4. Avantages et inconvénients des sources photovoltaïques	23
1.4. Batteries électrochimiques	23
1.4.1. Généralités	23
1.4.2. Modélisation des batteries	24
1.4.3. Différentes technologies	25
1.4.4. Comparaison des différents types de batteries au Nickel et au Plomb	32
1.5. Supercondensateurs	34
1.5.1. Généralités	34
1.5.2. Eléments constitutifs des supercondensateurs	35
1.5.3. Différents types de supercondensateurs	36
1.5.4. Modèles du supercondensateur	37
1.5.5. Avantages et inconvénients des supercondensateurs par rapport aux batteries dans un système de stockage d'énergie	41
1.6. Conclusion	42
1.7. Références	43

Chapitre 2 - Modélisation et commande des hacheurs non isolés	47
2.1. Introduction	49
2.2. Modes de fonctionnement du hacheur élévateur (modes MCC et MCD)	50
2.2.1. Analyse du fonctionnement du hacheur élévateur en MCC et MCD sans éléments parasites	50
2.2.2. Modes MCC et MCD du hacheur élévateur avec éléments parasites	53
2.3. Commande du hacheur	55
2.3.1. Boucles de contrôle de la tension et du courant	55
2.3.2. Contrôle des convertisseurs DC/DC	56
2.4. Commande par platitude	57
2.4.1. Planification de trajectoire, cas du convertisseur Boost	60
2.4.2. Résultats de simulation avec un convertisseur élévateur idéal	62
2.4.3. Modélisation d'un hacheur élévateur non idéal	63
2.4.4. Estimation des résistances r_s et r_p	64
2.5. Résultats de simulation et expérimentaux	66
2.5.1. Dispositif expérimental	66
2.5.2. Résultats de simulation du convertisseur élévateur non idéal	67
2.5.3. Validation expérimentale du convertisseur élévateur non idéal	73
2.5.4. Commande avec boucles interne et externe	78
2.5.5. Résultats de la simulation du convertisseur élévateur non idéal	80
2.5.6. Comparaison avec un contrôle conventionnel	86
2.5.7. Résultats expérimentaux avec un contrôle à deux boucles	87
2.6. Conclusion	91
2.7. Références	92
Chapitre 3 : Systèmes Hybrides Electriques : Systèmes Multi-sources	95
3.1. Introduction	97
3.2. Description générale d'un système multi-sources	98
3.3. Influence d'un filtre d'entrée	99
3.3.1. Présentation du système	99
3.3.2. Analyse des interactions filtre d'entrée - hacheur élévateur	100
3.3.3. Conclusion	107
3.4. Description du système multi-sources étudié	108
3.5. Modélisation du système multi-sources	109
3.6. Méthode proposée pour la gestion des flux d'énergie	111
3.6.1. Commande par platitude du système multi-sources	111

3.6.2. Définition d'un superviseur flou	114
3.6.3. Définition d'un superviseur flou pour les systèmes multi-sources	118
3.7. Synthèse de la stratégie proposée pour les contrôles des systèmes multi-sources	122
3.7.1. Principe général de génération de la trajectoire de y_{Iref}	122
3.7.2. Schéma global de contrôle du système multi-sources	124
3.8. Comportement du système multi-sources, résultats de simulation	124
3.9. Comportement du système multi-sources, résultats expérimentaux	127
3.9.1. Description du banc expérimental	127
3.9.2. Méthodologie proposée pour la prise en compte des incertitudes de la caractéristique statique de la source principale	129
3.9.3. Validation expérimentale	130
3.10. Conclusion	140
3.11. Références	141
<i>Conclusion Générale</i>	<i>145</i>

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, l'utilisation des systèmes hybrides électriques a progressé dans beaucoup de secteurs industriels comme les systèmes embarqués (automobiles, bateaux, avions...), les alimentations électroniques (ordinateurs portables, téléphonies mobiles, lecteurs nomades...) et les centrales de production d'électricité. Dans un futur proche, l'utilisation des systèmes hybrides électriques deviendra plus importante, ce phénomène s'expliquant par la réduction de la production de pétrole et la demande de réduction des émissions de gaz dangereux. Le plus souvent, les sources électriques diverses comme les systèmes photovoltaïques, les piles à combustibles ou les éoliennes, les organes de stockage comme les batteries ou les supercondensateurs sont présents en nombre dans ce type de système. Parmi toutes les sources d'énergie à disposition, les piles à combustible, les systèmes photovoltaïques et les éoliennes sont celles qui possèdent les énergies spécifiques les plus élevées. Dans ce mémoire, on se propose d'étudier un système hybride électrique constitué de plusieurs sources d'énergie (système photovoltaïque et pile à combustible) et de deux organes de stockage l'un de type batterie et l'autre de type supercondensateur. L'utilisation d'organes de stockage dans le système est rendue nécessaire en raison des contraintes liées aux sources utilisées à savoir l'intermittence de l'alimentation dans le cas des panneaux solaires et les limitations dynamiques imposées par les sources électrochimiques.

Une pile à combustible est un dispositif qui convertit l'énergie chimique directement en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique. Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible est décrit par une réaction chimique d'oxydo-réduction. Cette réaction fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur.

Les panneaux solaires et les générateurs éoliens permettent de générer la puissance à partir de ressources naturelles gratuites (soleil ou vent) et leur commande est très souvent basée sur des algorithmes MPPT (Maximum Power Point Tracking). En effet, on essaie de maximiser l'énergie produite par ce type de source tant que celle-ci peut être absorbée par le reste du système.

On peut assimiler les batteries à des sources d'énergie d'appoint alors que les supercondensateurs en raison de leur puissance spécifique élevée sont utilisés comme source de puissance, leur action étant souvent prépondérante en régime transitoire. Rappelons que la densité d'énergie des batteries est supérieure aux supercondensateurs dans un facteur moyen de dix. Pour une large gamme d'applications, les supercondensateurs sont utilisés pour fournir des pointes d'énergie parfois importantes à la charge sur des temps courts alors que les batteries fournissent l'énergie d'appoint à la charge mais sur des temps bien plus longs.

Pour connecter les sources électriques principales et auxiliaires d'un système hybride électrique, nous utilisons des convertisseurs statiques qui sont devenus un élément essentiel dans les équipements de conversion d'énergie au cours des dernières décennies. Les convertisseurs permettent d'obtenir une tension fixe ou variable à partir d'une tension quelconque. Grâce à leur rendement de plus en plus élevé, leur encombrement, leur poids et leur coût réduits, les convertisseurs électriques ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance.

Dans le premier chapitre, nous présentons les principales sources électriques utilisées dans les systèmes hybrides, notamment les piles à combustible, les systèmes photovoltaïques, les batteries électrochimiques et les supercondensateurs en s'appuyant sur plusieurs références bibliographiques. Après une présentation générale de ces sources d'énergies, nous exposons leurs principes de fonctionnement et leurs modélisations usuelles. Ce chapitre se termine par une synthèse des avantages et contraintes spécifiques de ces sources et organes de stockage.

Dans le second chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à la modélisation et au contrôle des convertisseurs continu-continu élévateurs qui sont très souvent utilisés comme convertisseur d'interface entre les sources d'énergies continues et la charge. Nous commençons ce chapitre en expliquant les principes de base de fonctionnement de ces dispositifs ainsi que les structures de commande conventionnelles associées à chaque mode de fonctionnement. Nous développons ensuite une stratégie de commande non linéaire de ce convertisseur via une approche basée sur le concept de platitude des systèmes différentiels. Deux approches vont être détaillées. La première est une structure de contrôle à une boucle qui permet d'obtenir des performances dynamiques élevées. Elle se base sur le contrôle de l'énergie totale stockée dans le hacheur. Elle est présentée dans un premier temps pour un hacheur idéal sans perte puis une stratégie de commande modifiée, qui permet de prendre en compte les pertes dans la structure de conversion d'énergie, est exposée. La seconde utilise une structure de commande à deux boucles à savoir une boucle d'asservissement de l'énergie électrostatique et une boucle d'asservissement en puissance. Une comparaison des deux approches portant sur les performances en asservissement et régulation ainsi que sur la sensibilité paramétrique de la commande est alors proposée. Les deux approches sont ensuite évaluées par simulation et expérimentation.

Dans le troisième chapitre, nous allons étudier les architectures de puissance et les stratégies de commande associées d'une source hybride électrique composée d'une pile à combustible et de panneaux solaires comme sources d'énergie, et de batteries et supercondensateurs comme organes de stockage. Après une analyse des différentes architectures de puissance utilisables, nous détaillons la structure de contrôle envisagée pour gérer les flots d'énergie dans le système. Les asservissements des énergies électrostatiques et des puissances à leur référence respective utilisent les concepts présentés au chapitre deux. Un superviseur flou permet d'assurer la répartition des flux d'énergie entre les sources et organes de stockage. Il permet d'assurer la continuité d'approvisionnement en énergie de la charge et gère l'état de charge des organes de stockage. Des essais expérimentaux permettront de valider la modélisation et les commandes proposées.

Enfin, une conclusion générale permet de faire le bilan des stratégies de contrôle proposées pour le système hybride étudié.

Chapitre 1

Généralités sur les sources électriques hybrides

1.1. Introduction

Un système électrique hybride (SEH) comprend des sources d'énergie de natures différentes, renouvelables et/ou conventionnelles. On a maintenant vis-à-vis du problème de production de CO₂ l'habitude de séparer ces sources en sources propres (batterie, supercondensateur, pile à combustible, éolienne, cellule photovoltaïque, générateur hydraulique...) dont certaines sont des sources d'énergie renouvelables et en sources conventionnelles utilisant le pétrole ou l'un de ses dérivés (figure 1.1). C'est le cas par exemple des groupes électrogènes, des moteurs à combustion interne, des turbines à gaz entraînant un alternateur.

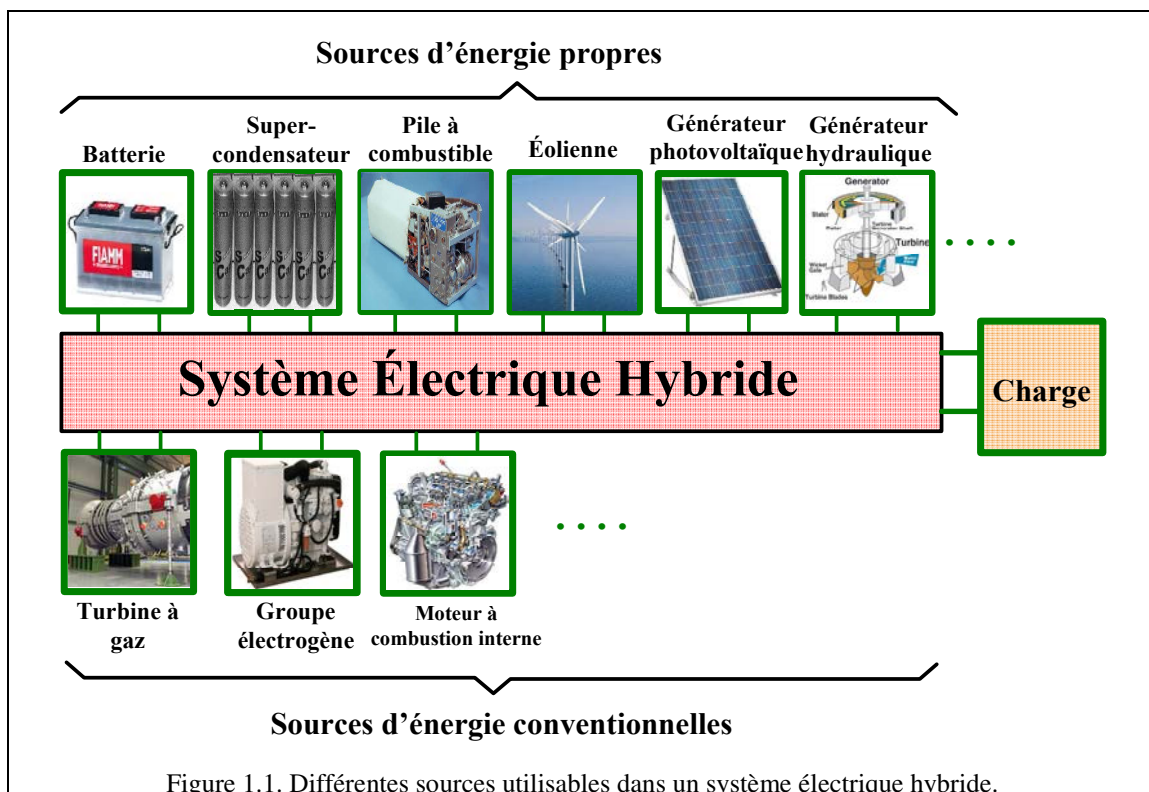


Figure 1.1. Différentes sources utilisables dans un système électrique hybride.

Différentes structures de SEH utilisant des sources d'énergies de nature différentes ont été utilisées dans diverses applications que l'on peut classer en trois grands domaines (tableau 1-1) illustrés par la figure 1.2.

On peut rencontrer des SEH dans les équipements portables où des applications piles à combustibles – supracondensateurs et batteries – cellules photovoltaïques ont fait l'objet de développement [Val04, Arr07, Lee04]. Pour les transports les applications couvrent toutes les gammes de véhicules (scooters, automobiles, bus, tramways, trains, navires et avions) et utilisent pratiquement toutes les sources d'énergie conventionnelles ou propres [Gao08, Hai08, Ena08, Val04, Arr07]. Il en est de même de la génération stationnaire où tous les types de sources d'énergie peuvent être utilisés [Ena08, Val04, Arr07, Wu05, Iqb03]. Les gammes

de puissances peuvent varier selon l'application de quelques watts à quelques dizaines de MW [Val04].

Applications des SEH	1. Application aux équipements portables	<ul style="list-style-type: none"> téléphones portables ordinateurs portables alimentations électriques portables
	2. Application aux équipements transports	<ul style="list-style-type: none"> voiture scooter autobus train avion navire
	3. Application aux équipements stationnaires	<ul style="list-style-type: none"> petite consommation moyenne consommation grande consommation

Tableau 1.1. Principales applications des SEH.

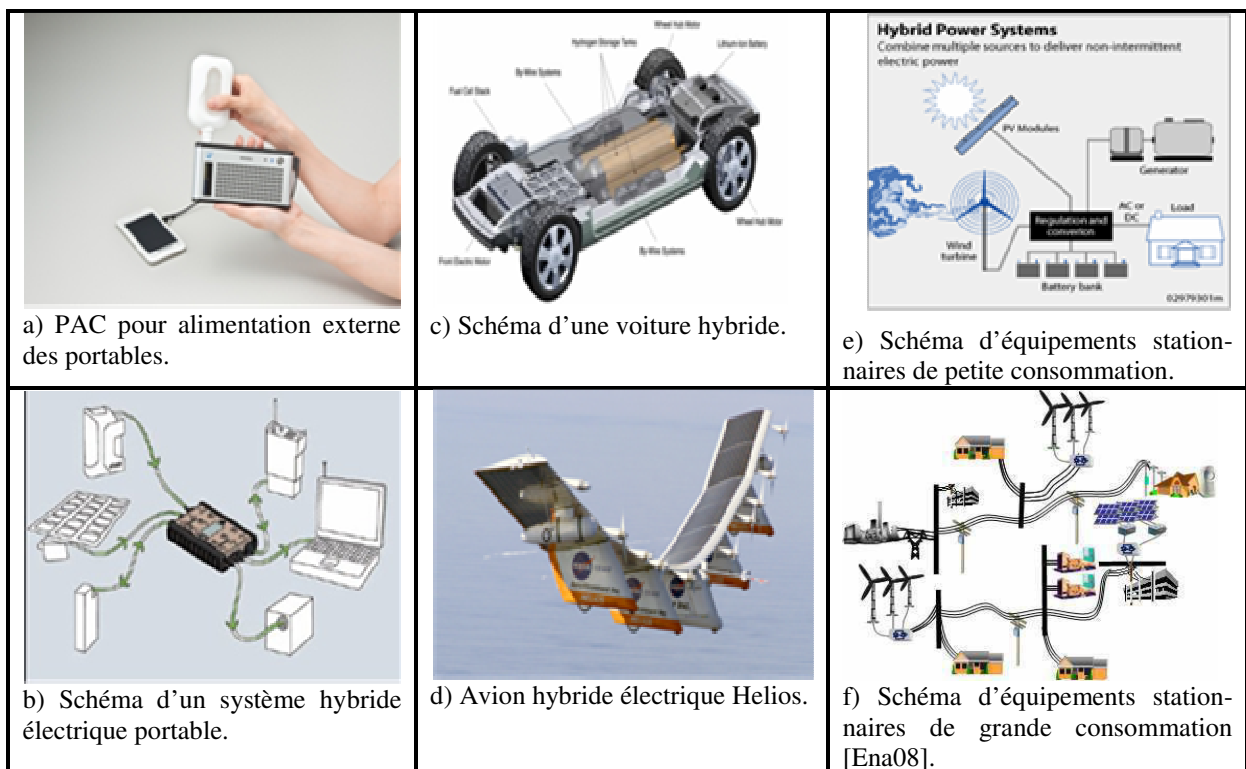


Figure 1.2. Exemples de SEH. Applications portables à gauche, aux transports au centre et stationnaires à droite.

Dans ce chapitre on va présenter les quatre sources d'énergie propres que nous allons mettre en œuvre dans les applications présentées aux chapitres 2 et 3 à savoir les piles à combustible, les cellules photovoltaïques, les batteries et les supercondensateurs.

Pour chacune de ces différentes sources, nous présentons leurs caractéristiques physiques, leurs limitations et les modèles que l'on peut utiliser pour les contrôler. Les modèles utilisés sont des modèles simples se limitant à une source de tension en série avec une impédance. La simplicité de ce modèle est justifiée lors de leur utilisation au chapitre 3.

1.2. Piles à combustible

1.2.1. Généralités

En 1802, Sir Henry David énonce le principe de l'électrolyse inverse de l'eau et il met en évidence la possibilité de produire de l'électricité et de la chaleur à partir de la réaction chimique entre l'oxygène et l'hydrogène. En 1839, la première pile à combustible (PAC) a été inventée par Sir William Robert Grove, un avocat et professeur de droit à l'Institut Royal de Londres. Depuis, il est connu comme "le Père de la pile à combustible". Ses expériences sur l'électrolyse, l'utilisation de l'électricité pour séparer l'eau en hydrogène et oxygène (figure 1.3), ont mené à la première mention d'un dispositif qui plus tard se nommera pile à combustible. Il a pensé qu'il était possible de renverser le procédé d'électrolyse et de produire de l'électricité en faisant réagir de l'oxygène avec de l'hydrogène. Pour vérifier cette théorie il a enfermé deux bandes de platines dans des bouteilles séparées, l'une contenant de l'hydrogène l'autre de l'oxygène. Quand ces récipients ont été immergés dans de l'acide sulfurique dilué un courant a commencé à s'établir entre les deux électrodes et de l'eau s'est formée dans les bouteilles de gaz (figure 1.4).

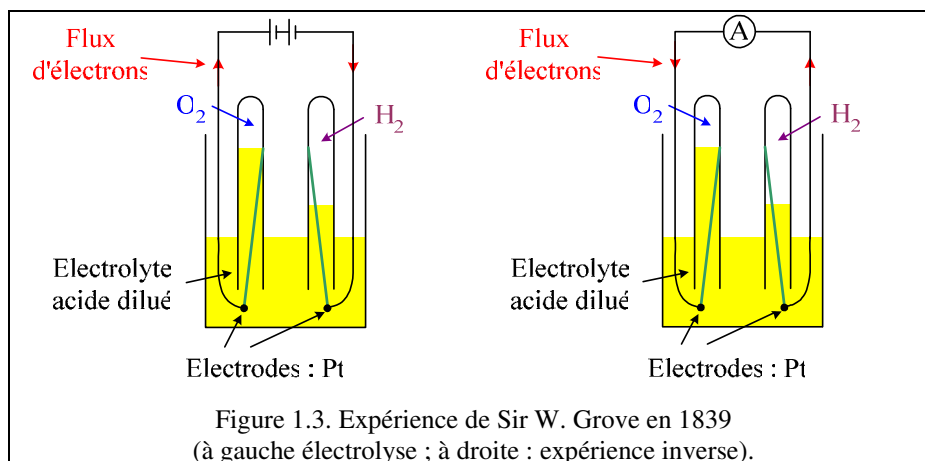


Figure 1.3. Expérience de Sir W. Grove en 1839
(à gauche électrolyse ; à droite : expérience inverse).

Pour augmenter la tension produite, il a placé plusieurs de ces dispositifs en série et a produit ce qu'il a appelé une "batterie à gaz", ce qui fait de lui le précurseur de la pile à combustible moderne (figure 1.5).

La PAC a connu une renaissance au début des années 60 lorsqu'un nouvel organisme gouvernemental des USA, la "National Aeronautics and Space Administration" (NASA), cherchait comment produire de l'énergie pour les vols spatiaux. La NASA avait déjà éliminé les batteries car elles étaient trop lourdes, l'énergie solaire car elle était trop chère et l'énergie nucléaire car trop risquée, et cherchait une source alternative. La PAC est apparue comme une solution possible. La NASA a alors attribué un certain nombre de contrats de recherche pour développer cette solution. Cette recherche a mené au développement de la première membrane échangeuse de protons ou "membrane d'électrolyte polymère" [Coo02].

M. BECQUEREL communique, au nom de M. Grove, le fait suivant :
 « Jusqu'ici on n'a pu encore décomposer l'eau avec deux lames de platine en communication chacune avec l'un des éléments d'un couple voltaïque, fonctionnant avec de l'eau acidulée; M. Grove y est parvenu au moyen
 d'un procédé très simple. Il prend deux tubes de verre fermés par une de leurs extrémités; après avoir fait passer dans l'un une lame de platine et de l'hydrogène en quantité suffisante pour occuper la moitié de la capacité, et dans l'autre une lame de platine et de l'oxygène en même quantité, il plonge les deux tubes dans de l'eau légèrement acidulée, et il fait ensuite communiquer la lame en contact avec l'oxygène, avec le zinc du couple voltaïque; et la lame en contact avec l'hydrogène, avec le cuivre. Au moyen de cette disposition la première est négative, la seconde positive. Les choses étant ainsi disposées, on ne tarde pas à voir l'eau s'élever rapidement dans les deux tubes, deux fois plus dans celui où se trouve l'hydrogène que dans l'autre. Il y a donc eu dans cette expérience, sous l'influence des lames de platine, décomposition et formation d'eau, deux actions qui sont, ici, dépendantes l'une de l'autre. On voit par là que la tendance du platine à déterminer la combinaison des gaz qui se trouvent dans les deux tubes, est de beaucoup augmentée lorsque l'état électrique de chaque lame est changé par le passage du courant provenant du couple voltaïque, lequel est dirigé dans le même sens que celui qui résulte de la combinaison lente des deux gaz primitivement employés. Cet accroissement dans l'intensité du courant, suffit pour décomposer l'eau et produire les effets indiqués. »

Figure 1.4. Rapport de l'expérience de Grove par Henri Becquerel (Compte-rendu hebdomadaire de l'Académie des Sciences, n° 55, pp. 497-498, 1839).

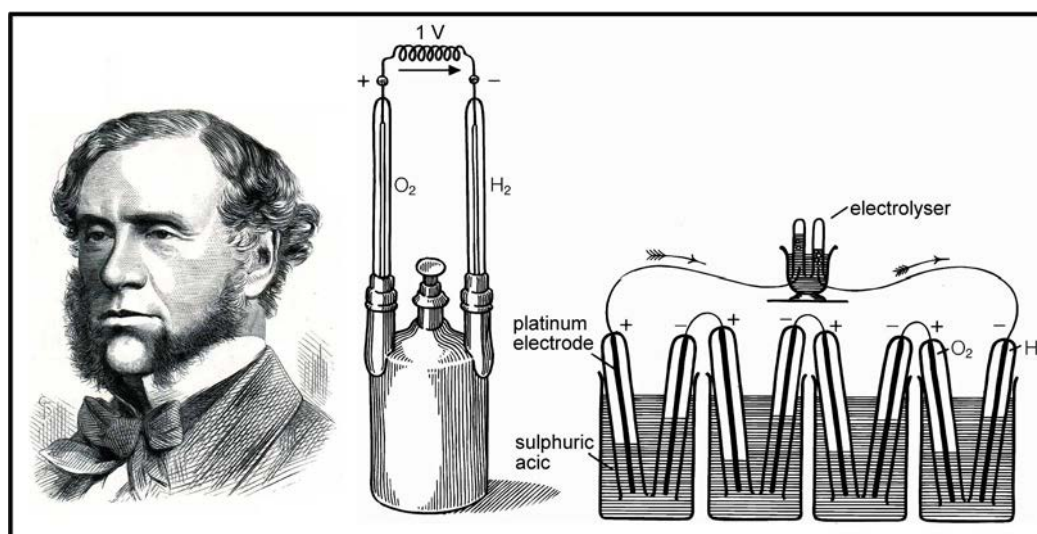


Figure 1.5. Principe de la batterie à gaz (Grove, 1842, [Coo02.]).

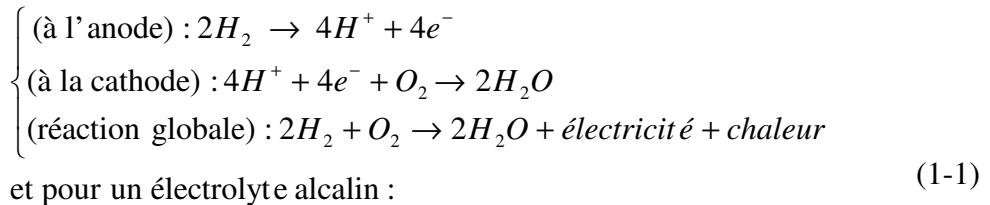
L'intérêt de la NASA pour les piles à combustible et la crise l'énergie de 1973 ont relancé le développement de ce dispositif. Depuis, la recherche sur les piles à combustible a continué et des piles à combustible ont été utilisées avec succès dans une grande variété d'applications [Cor04].

1.2.2. Principe de fonctionnement [Lar03, Cor04, Sai04, Cha08, Gon07]

Une pile à combustible est un dispositif qui convertit l'énergie chimique directement en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique. Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible est décrit par une réaction chimique. Cette réaction d'oxydoréduction fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau

et de la chaleur. On rencontre deux équations de principe selon que l'électrolyte est acide ou alcalin (figure 1.6).

Pour un électrolyte acide, on a :



et pour un électrolyte alcalin :

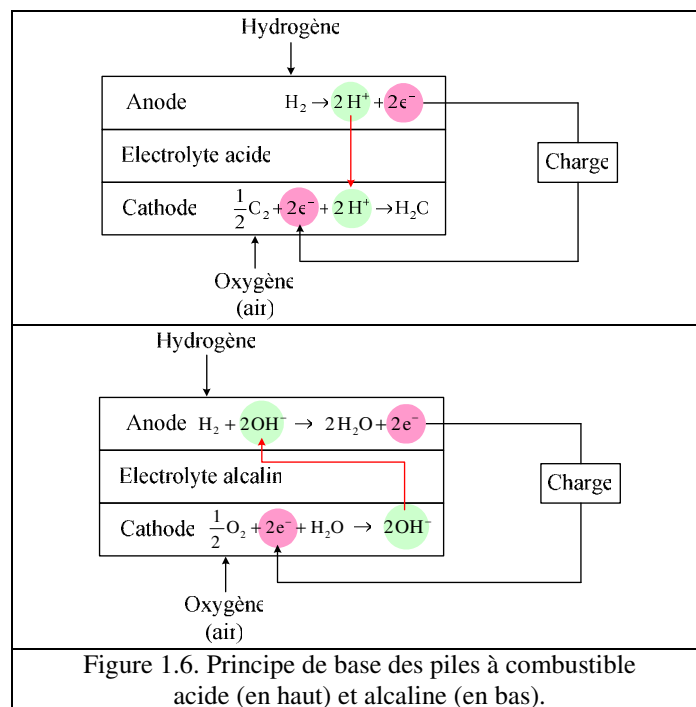
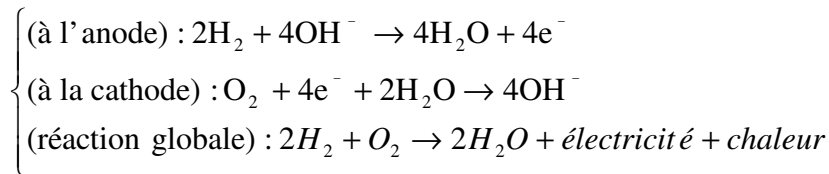
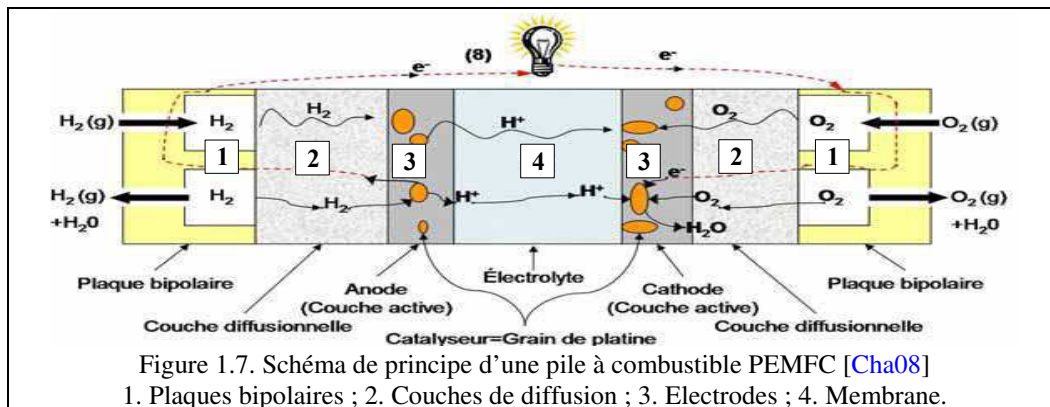


Figure 1.6. Principe de base des piles à combustible acide (en haut) et alcaline (en bas).

En pratique, la structure d'une pile à combustible est plus complexe que les schémas de principe donnés sur la figure 1.6. Si l'on prend l'exemple d'une pile à membrane électrolyte conductrice de protons (pile PEMFC), on a pour une cellule élémentaire les différentes parties représentées sur la figure 1.7.



Les cellules élémentaires sont mises en série au travers des plaques bipolaires qui d'un côté distribuent l'hydrogène à l'anode de la cellule et de l'autre côté de la même plaque distribuent l'oxygène à la cellule suivante. Les gaz devant être distribués sur toute la surface des électrodes, les plaques sont gravées de canaux où circulent l'hydrogène et l'oxygène. Si l'hydrogène est généralement pur, l'oxygène peut être pur ou contenu dans l'air. Afin d'améliorer la répartition des gaz, des couches de diffusion sont placées entre les plaques bipolaires et les électrodes. Les électrodes et la membrane constituent un tout que l'on appelle assemblage-membrane-électrodes qui contient au niveau des électrodes le catalyseur permettant les réactions chimiques décrites en (1-1).

Les protons produits à l'anode circulent de l'anode vers la cathode à travers la membrane échangeuse de protons, à condition qu'elle soit convenablement humidifiée. Par contre, celle-ci est imperméable aux électrons qui sortent de l'anode via la couche de diffusion et la plaque bipolaire. A la cathode, les protons, les électrons et l'oxygène se recombinaient sur les sites catalytiques pour former de l'eau.

Outre leur rôle dans l'alimentation en gaz, les plaques bipolaires assurent l'évacuation de l'eau, la collecte du courant ne pouvant traverser l'électrolyte et l'évacuation de la chaleur due aux réactions d'oxydoréduction et aux irréversibilités.

De façon plus générale, les électrolytes peuvent être liquides ou solides, certains fonctionnent à haute température, d'autres à basse température. Les piles à combustible fonctionnant à basse température tendent à exiger des catalyseurs en métal noble, typiquement du platine, destiné à améliorer les réactions aux électrodes. Lorsque la température augmente d'autres catalyseurs comme du nickel peuvent être utilisés.

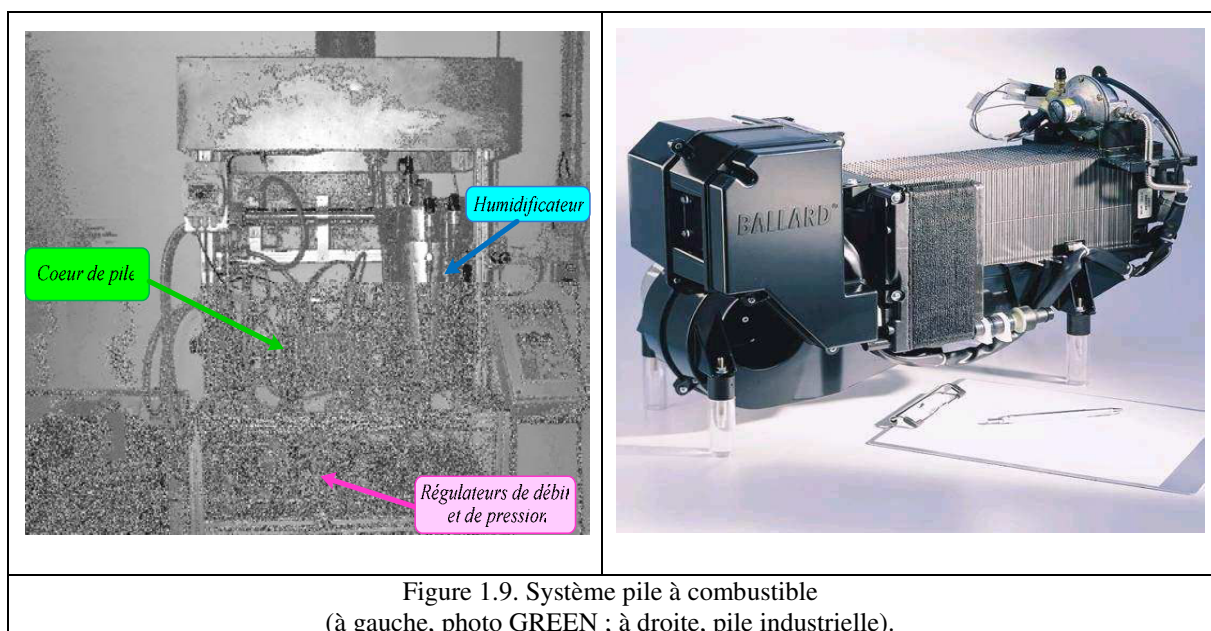
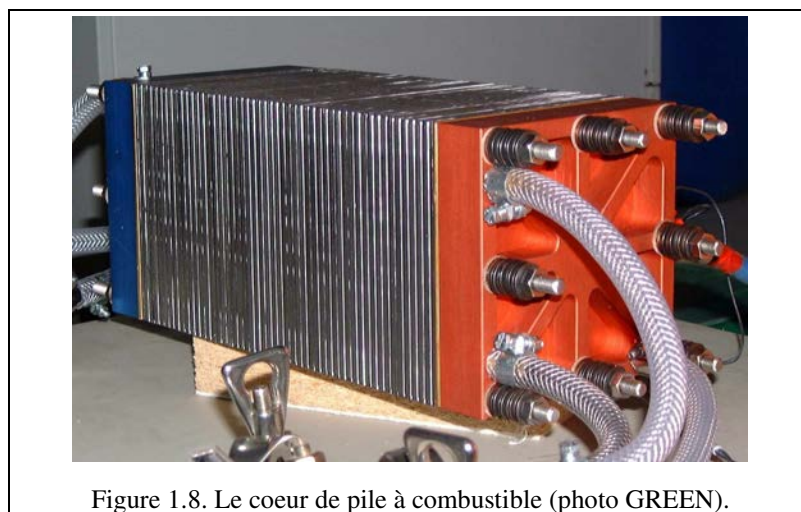
1.2.3. Système pile à combustible [Lar03, Fch04]

La cellule représentée sur la figure 1.7 permet de décrire le principe de fonctionnement d'une pile à combustible de type PEMFC mais est loin de représenter un système permettant d'alimenter un dispositif en électricité. Il est tout d'abord nécessaire de gérer les fluides d'alimentation, l'électricité produite, la chaleur produite et l'eau produite. Cette gestion est plus ou moins complexe selon la taille du dispositif mais tout système pile à combustible comporte tout ou en partie les composants suivants :

- le cœur de pile ou stack constitué de l'assemblage de plusieurs cellules (de quelques unes à une centaine) permet la distribution des gaz vers les cellules, l'évacuation de l'électricité de la chaleur et de l'eau produite (figure 1.8) ;
- les dispositifs de contrôle des aménages de gaz (vannes, débitmètres, régulateurs de pression) ;

- les dispositifs d'humidification des gaz (parfois uniquement l'air, mais parfois aussi l'hydrogène) ;
- le dispositif de récupération de l'eau produite (facultatif en petite puissance, mais indispensable en forte puissance où il n'est pas envisageable de laisser sans traitement le demi-litre d'eau produit chaque minute par kW électrique) ;
- les bornes électriques permettant de connecter le cœur de pile aux circuits extérieurs ;
- un système plus ou moins complexe de régulation de température qui permet en régime permanent d'évacuer les calories produites par les réactions chimiques mais aussi de chauffer le cœur de pile lors du démarrage).

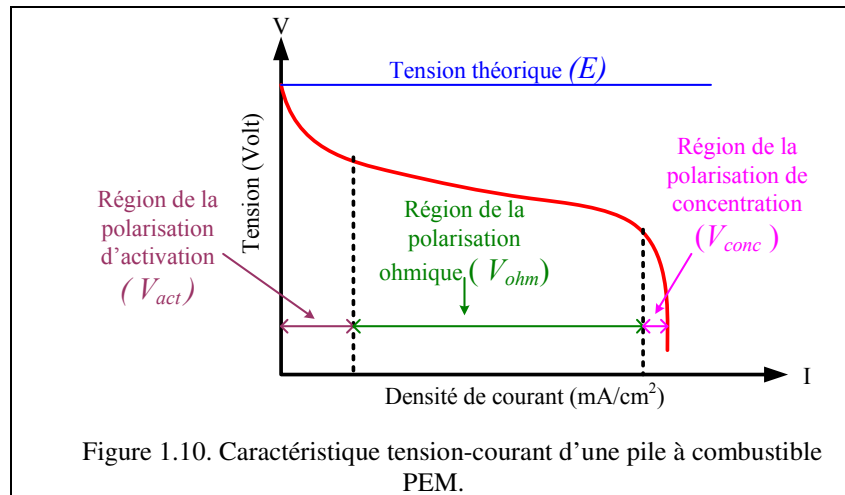
A ces différents dispositifs (figure 1.9) constituant le cœur de pile et ses auxiliaires, il convient d'associer un système de contrôle permettant de lier les gaz fournis à la demande en courant.



1.2.4. Caractéristique et modélisation simple des piles à combustible [Lar03, Cor04, Sad06, Lee00]

La courbe de polarisation de la pile PEM (figure 1.10) est généralement décrite comme la somme de quatre termes : la tension théorique à vide E , la surtension d'activation V_{act} , la surtension ohmique V_{ohm} et la surtension de concentration V_{conc} :

$$V_{pile} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \quad (1-2)$$



Ces différentes surtensions peuvent s'exprimer en fonction du courant délivré par la pile selon les différentes relations suivantes.

Les pertes d'activation sont dues au démarrage des réactions chimiques à l'anode et à la cathode. Une partie de l'énergie disponible est utilisée pour briser et reformer les liaisons chimiques aux électrodes. Si ces pertes interviennent aux deux électrodes, la réaction d'oxydation de l'hydrogène à l'anode est beaucoup plus rapide que la réduction de l'oxygène à la cathode. Il s'ensuit que les pertes d'activation sont essentiellement dues aux réactions cathodiques. La relation entre les pertes d'activation et la densité de courant est donnée par l'équation de Tafel :

$$V_{act} = A \cdot \ln \left(\frac{I_{FC} + i_n}{i_0} \right) \quad (1-3)$$

où I_{FC} est le courant délivré par la pile à combustible, i_0 le courant d'échange caractérisant à vide les échanges électrode-électrolyte, i_n le courant interne permettant de tenir compte d'une éventuelle traversée de gaz et/ou d'électrons à travers l'électrolyte et A la pente de la droite de Tafel.

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

$$V_{ohm} = R_m \cdot (I_{FC} + i_n) \quad (1-4)$$

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

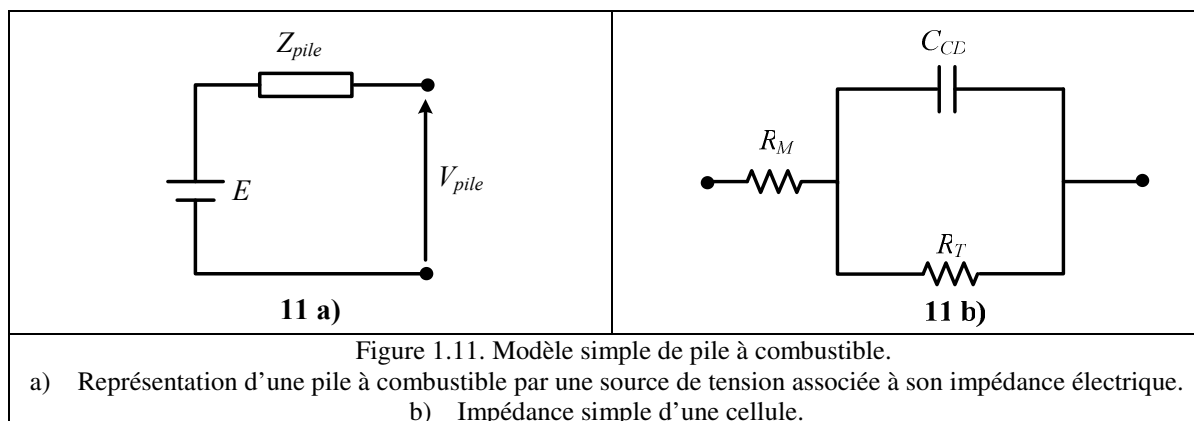
La consommation des gaz appauvrit les mélanges gazeux et diminue la pression partielle des gaz. Cette réduction de pression dépend du courant délivré et des caractéristiques des

circuits de gaz. Cette chute de tension s'exprime en fonction d'un courant limite i_L , pour lequel tout le combustible étant utilisé, sa pression tomberait à zéro, et d'une constante B appelée constante de transport ou de transfert de masse :

$$V_{conc} = -B \cdot \ln \left(1 - \frac{I_{FC} + i_n}{i_L} \right) \quad (1-5)$$

Pour une pile à combustible, plusieurs modèles peuvent être développés selon l'objectif recherché. L'intégration d'une pile à combustible dans un environnement électrique nécessite la connaissance de son modèle électrique. Le modèle doit être simple, précis et doit permettre de prédire le comportement électrique tant en régime statique qu'en régime dynamique. Le modèle le plus simple, peut être un modèle de type entrée-sortie (circuit équivalent, par exemple) qui permettrait la description du comportement de la pile à combustible dans son environnement.

La plus simple représentation de la pile à combustible sous la forme d'un modèle électrique consiste à mettre une source de tension continue en série avec une impédance électrique (figure 11-a). Cette impédance électrique est donnée sur la figure 11-b et contient une capacité de double couche C_{CD} et une résistance R_T qui caractérise les phénomènes de transfert de charges aux électrodes. La résistance R_M représente la membrane et les différentes résistances de contact. Dans ce cas, les phénomènes de diffusion sont négligés.



1.2.5. Avantages et inconvénients des piles à combustible de type PEM [Rot05]

Les avantages et inconvénients des piles à combustible dépendent bien entendu du type de pile considéré et donc de l'application envisagée [Lar03, Rot05]. Nous nous intéressons principalement ici à la pile PEM même si certaines des qualités et des défauts de cette pile se retrouvent sur d'autres types de pile.

1.2.5.1. Avantages des piles à combustible de type PEM

Les avantages généralement cités sont :

- ✓ un rendement de conversion important ; grâce à la conversion directe de l'enthalpie libre de la réaction chimique en énergie électrique, les pertes dues normalement à la combustion du combustible, puis à la conversion de cette chaleur de combustion en énergie mécanique et enfin de l'énergie mécanique en électrique sont évitées ;

- ✓ un générateur propre ; les piles à combustible ne rejettent pratiquement pas de gaz nocifs (CO_2 , NO_x) au niveau du cœur de pile ;
- ✓ un système modulable ; les piles à combustible sont modulables dans le sens où la taille d'une pile à combustible peut facilement être augmentée ou réduite et le rendement électrique est relativement indépendant de cette taille ;
- ✓ un système relativement silencieux ; comme elle ne comporte pas de partie mobile au niveau du cœur, le fonctionnement des piles se fait sans nuisances sonores importantes. De ce fait, les piles à combustible peuvent être placées à proximité de quartiers résidentiels.

1.2.5.2. Inconvénients des piles à combustible de type PEM

Elles présentent aussi quelques inconvénients :

- ✓ un fonctionnement à basse température imposé par les membranes actuellement utilisées. Il s'ensuit la nécessité d'utiliser d'une part comme catalyseur du platine et d'autre part d'alimenter le cœur de pile par de l'hydrogène pur ce qui nécessite soit l'utilisation de bouteille soit un mode de reformage performant ;
- ✓ une technologie qui est encore au stade artisanal ce qui induit des coûts de fabrication élevés, bien que la structure du cœur de pile soit assez simple ;
- ✓ une durée de vie encore faible en particulier si le courant délivré subit des variations importantes et répétées.

1.3. Système photovoltaïque

1.3.1. Généralités

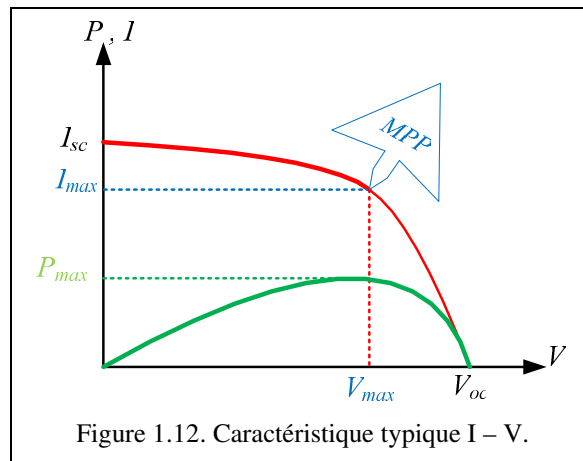
Un système photovoltaïque est une source d'énergie renouvelable intéressante qui présente les avantages suivants : il est propre, ne pollue pas, exige peu d'entretien, et est silencieux. De plus, son coût est indépendant des cours du pétrole.

Un système photovoltaïque utilisant des cellules solaires, l'énergie disponible dépend des conditions d'éclairement (conditions atmosphériques, angle du rayonnement, propreté des surfaces...) et de la température de fonctionnement des cellules. Le rendement des cellules étant de plus assez faible (de 10 à 20 % selon la technologie utilisée), le réglage du point de fonctionnement sur la caractéristique I-V du dispositif est assuré par un convertisseur à l'aide d'algorithmes de contrôle de type MPPT (Maximum Power Point Tracking), [Hsi02, Mut02, Jeo03, Koi03]. La difficulté du contrôle réside essentiellement dans le caractère aléatoire des conditions atmosphériques.

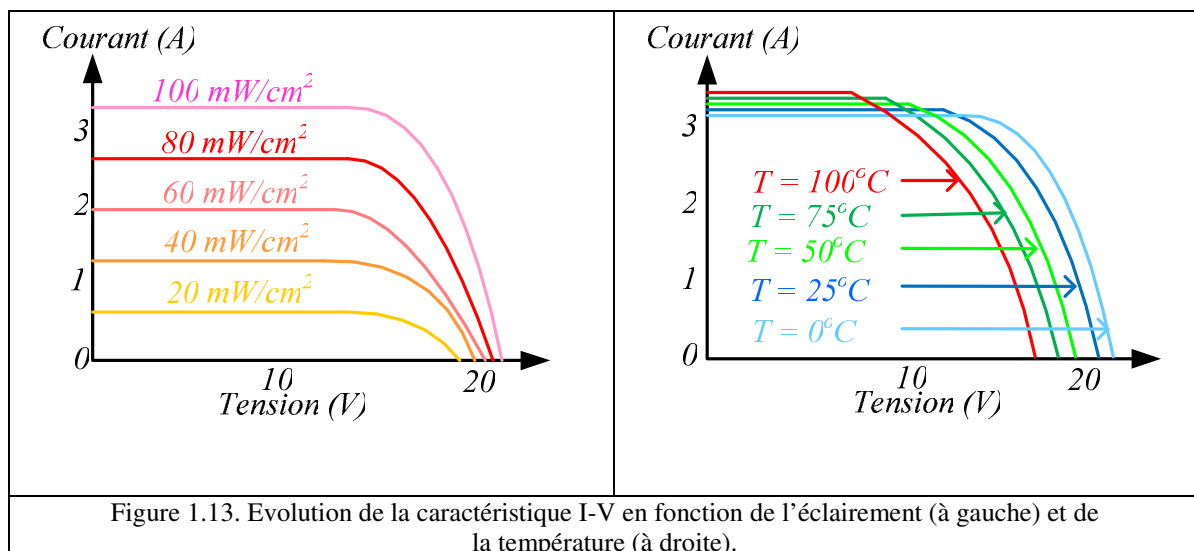
Une cellule solaire se compose d'une jonction p-n qui lorsqu'elle n'est pas éclairée présente une caractéristique I-V identique à celle d'une diode. Lorsqu'elle est exposée à la lumière, les photons dont l'énergie est supérieure à la largeur de bande interdite du matériau participent à la génération de courant photoélectrique [Ast08]. L'énergie des photons sert à briser une liaison de valence créant une paire électron-trou pouvant participer à la conduction électrique. Le courant ainsi créé est proportionnel au rayonnement incident. Ce courant peut alimenter un circuit extérieur où circuler dans la diode intrinsèque de la jonction p-n quand la cellule est en circuit ouvert [Wal01].

1.3.2. Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque

La caractéristique I-V typique d'une cellule photovoltaïque est illustrée dans la figure 1.12. Sur cette courbe, on peut définir différents points remarquables. V_{oc} et I_{sc} représentent la tension de circuit ouvert et le courant de court-circuit de la cellule photovoltaïque. La puissance maximale P_{max} permet de définir les valeurs maximales V_{max} et I_{max} correspondant au point recherché par les algorithmes de type MPPT.



Les conditions d'éclairement et la température de la cellule modifient cette caractéristique (figure 1.13), [Jeo03, Boc04, Azi06] et ainsi que les termes V_{oc} , I_{sc} , V_{max} et I_{max} précédemment définis. Ces paramètres ne sont en particulier pas fournis par les fabricants de cellules qui se limitent généralement à donner une caractéristique I-V pour un éclairement de $1000W/m^2$ à $25^{\circ}C$.



1.3.3. Modélisation d'une cellule photovoltaïque [Xio04, Ger02, Boc04, Vec05, Ast08, Ast08-2, Zan08]

Les circuits équivalents traditionnels de cellule solaire représentée par une source de courant en parallèle avec une ou deux diodes sont donnés dans la figure 1.14. Avec une diode,

ce modèle inclut quatre composants : une source de courant, une diode et deux résistances. Une deuxième diode est parfois ajoutée pour un meilleur ajustement de la courbe I-V [Xio04].

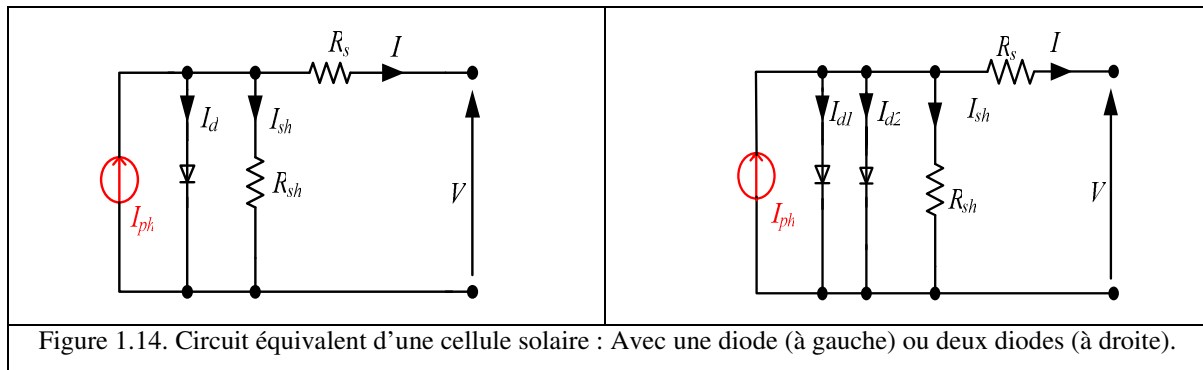


Figure 1.14. Circuit équivalent d’une cellule solaire : Avec une diode (à gauche) ou deux diodes (à droite).

Dans le circuit équivalent de la cellule photovoltaïque, la source de courant modélise le flux lumineux. La diode en parallèle représente les phénomènes de polarisation de cellules. Les deux résistances (série et shunt) modélisent les pertes [Ger02].

L’équation qui décrit la caractéristique I-V avec une diode est [Boc04]:

$$I = I_{ph} - I_d = I_{ph} - I_{sat} \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{nKT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (1-6)$$

où V et I représentent la tension de sortie et le courant de la cellule photovoltaïque ; R_s et R_{sh} sont la résistance série et la résistance shunt de la cellule ; q ($-1,6.10^{-19}C$) est la charge de l’électron ; I_{ph} est le courant produit par la lumière ; I_{sat} est le courant inverse de saturation ; n est un facteur sans dimension appelé facteur de diode [Ast08] qui permet d’améliorer les modèles et qui est généralement compris entre 1 et 5 [Wol63] ; K ($= 1,38.10^{-23} JK^{-1}$) est la constante de Boltzmann, et T est la température de jonction exprimée en $^{\circ}K$ [Ger02].

Plusieurs cellules photovoltaïques sont groupées pour constituer des modules ou des systèmes photovoltaïques. Le modèle d’un système photovoltaïque est obtenu en associant les modèles des différentes cellules élémentaires [Vec05].

1.3.3.1. Détermination de la résistance série, résistance shunt négligée

On peut simplifier le modèle précédent en négligeant la résistance shunt R_{sh} (figure 1.15).

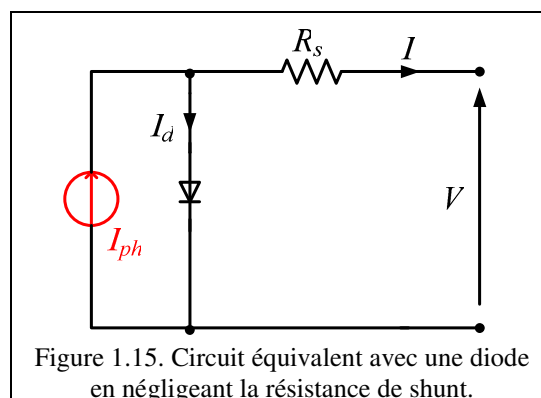


Figure 1.15. Circuit équivalent avec une diode en négligeant la résistance de shunt.

Dans ce cas-là, l'équation (1-1) devient :

$$I = I_{ph} - I_d = I_{ph} - I_{sat} \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{nKT}} - 1 \right] \quad (1-7)$$

où la seule inconnue dans cette expression est la résistance série R_s .

Sur la figure 1.16 sont représentés les schémas équivalents de la cellule photovoltaïque pour les conditions de court-circuit et de circuit ouvert.

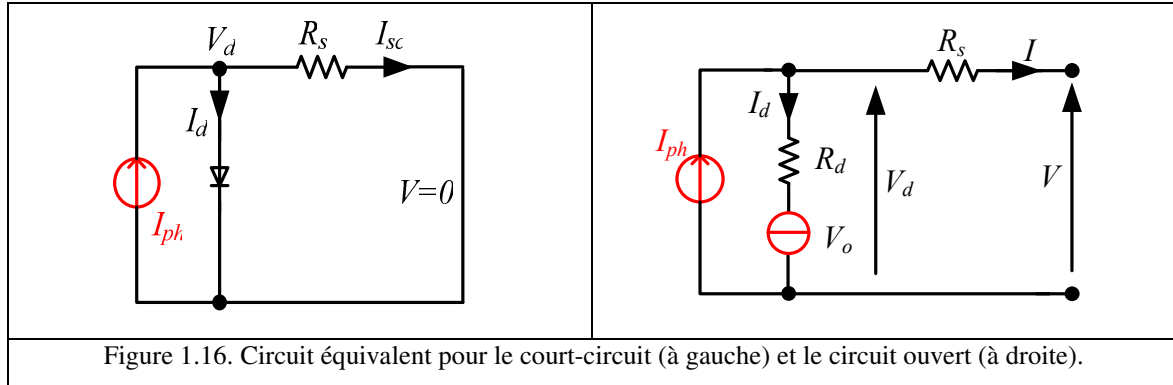


Figure 1.16. Circuit équivalent pour le court-circuit (à gauche) et le circuit ouvert (à droite).

L'expression du courant I_{ph} va être déterminée à partir d'essais en court-circuit alors que pour la tension V_{oc} , ce sont des essais en circuit ouvert qui sont nécessaires.

En court-circuit, on a :

$$I_{ph} = I_d + I_{sc} \quad (1-8)$$

$$V_d = R_s \cdot I_{sc} = R_d \cdot I_d \quad (1-9)$$

La résistance de la diode R_d étant bien plus importante que la résistance R_s , le courant dans la diode est négligeable et alors :

$$I_{ph} = I_{sc} \quad (1-10)$$

Le courant dû à l'éclairement I_{ph} est fonction de l'éclairement et de la température de la cellule [Xio04] :

$$I_{ph}(G_a, T) = I_{scs} \frac{G_a}{G_{as}} \left[1 + \Delta I_{sc}(T - T_s) \right] \quad (1-11)$$

où G_a et T représentent l'éclairement énergétique (en W/m^2) et la température (en $^{\circ}K$). Les autres paramètres apparaissant dans cette expression sont des constantes. I_{scs} est le courant de court-circuit pour la condition d'essai standard. G_{as} est l'éclairement énergétique standard ($1000W/m^2$). ΔI_{sc} représente la variation de courant exprimée par la relation [Zan08] :

$$\Delta I_{sc}(G_a, T) = \frac{\alpha}{I_{scs}} \left(\frac{G_{as}}{G_a} - 1 \right) \quad (1-12)$$

où :

$$\alpha = \frac{I_{sc}(T_1) - I_{sc}(T_2)}{(T_1 - T_2)} \quad (1-13)$$

Les termes $I_{sc}(T_1)$ et $I_{sc}(T_2)$ sont des courants de courts-circuit à des températures T_1 et T_2 obtenus pour le même éclairement.

Pour déterminer l'expression de I_{ph} , il faut connaître le courant de court-circuit I_{scs} pour les conditions standards et deux courants de courts-circuits $I_{sc}(T_1)$ et $I_{sc}(T_2)$ pour des températures différentes mais le même éclairement.

Du circuit équivalent en circuit ouvert (figure 1.16) on déduit :

$$V_{oc}(G_a, T) = V_{ocs} + \Delta V_{oc}(T - T_s) \quad (1-14)$$

$$I_{ph}(G_a, T) = I_d(G_a, T) \quad (1-15)$$

V_{ocs} correspondant à la tension de circuit ouvert pour les conditions standards ($G_a=1000\text{W/m}^2$ et $T=25^\circ\text{C}$) d'éclairement et de température. La variation de tension s'écrit [Zan08] :

$$\Delta V_{oc}(G_a, T) = \beta \left(\frac{G_{as}}{G_a} - 1 \right) \quad (1-16)$$

avec :

$$\beta = \frac{V_{oc}(T_1) - V_{oc}(T_2)}{(T_1 - T_2)} \quad (1-17)$$

L'équation de Schottky donne pour le courant de diode [Xio04] :

$$I_d(G_a, T) = I_{sat}(G_a, T) \times \left(e^{\frac{V_{oc}}{V_t}} - 1 \right) \quad (1-18)$$

où $V_t(T) = nKT/q$ est la tension thermique, I_{sat} est le courant de saturation de diode qui est une fonction d'éclairement énergétique et de température. À partir de (1-15) et de (1-18), le courant de saturation I_{sat} s'écrit :

$$I_{sat}(G_a, T) = \frac{I_{ph}(G_a, T)}{e^{\left[\frac{V_{oc}(T)}{V_t(T)} \right]} - 1} \quad (1-19)$$

L'expression des courants I_{sat} et I_{ph} va permettre de calculer la résistance R_s . Si l'on se place pour une condition d'éclairement G_a et de température T donnée, le point de puissance maximale (V_{max} , I_{max}) conduit en utilisant la relation (1-7) à :

$$I_{max}(G_a, T) = I_{ph}(G_a, T) - I_d(G_a, T) = I_{ph}(G_a, T) - I_{sat}(G_a, T) \left[e^{\frac{q(V_{max}(G_a, T) + I_{max}(G_a, T)R_s)}{nKT}} - 1 \right] \quad (1-20)$$

Soit en utilisant l'expression de I_{sat} :

$$I_{max}(G_a, T) = I_{ph}(G_a, T) - \left[\frac{e^{\frac{(V_{max}(G_a, T) + I_{max}(G_a, T)R_s)}{V_t(T)}} - 1}{e^{\frac{V_{oc}(G_a, T)}{V_t(T)}} - 1} \right] I_{ph}(G_a, T) \quad (1-21)$$

Ce qui conduit pour la résistance R_s à :

$$R_s(G_a, T) = \frac{V_t(T) \ln \left[\left(1 - \frac{I_{max}(G_a, T)}{I_{ph}(G_a, T)} \right) e^{\frac{V_{oc}(G_a, T)}{V_t(T)}} + \frac{I_{max}(G_a, T)}{I_{ph}(G_a, T)} \right] - V_{max}(G_a, T)}{I_{max}(G_a, T)} \quad (1-22)$$

les tensions et courants dépendant du point d'expérimentation (éclairement et température) et la tension thermique V_t de la température.

1.3.3.2. Détermination graphique des deux résistances [Aut03]

La caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque présente trois zones particulières (figure 1.17).

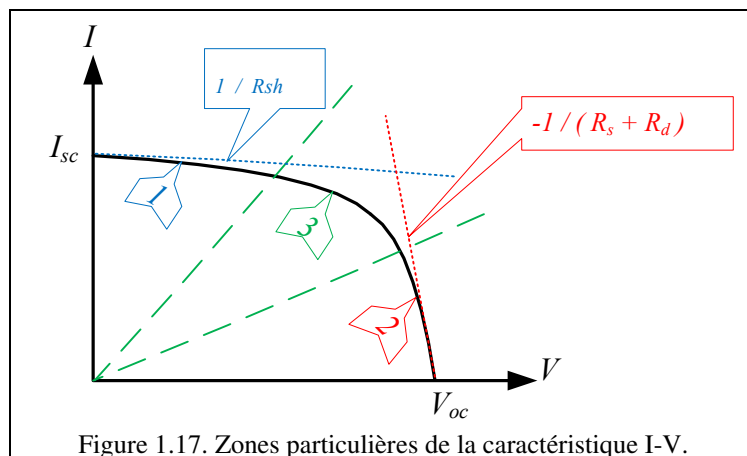


Figure 1.17. Zones particulières de la caractéristique I-V.

Dans la première zone, le courant variant peu, la cellule photovoltaïque est assimilée à une source de courant, l'influence de la résistance série étant négligeable. Le modèle de la cellule se simplifie comme indiqué sur la figure 1.18 et :

$$I_p = I_{ph} - V/R_{sh} \tag{1-23}$$

La pente de la courbe à l'origine permet de déterminer R_{sh} .

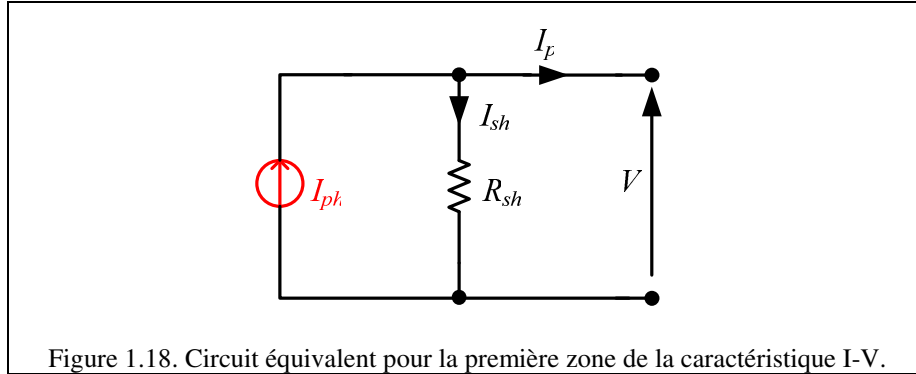


Figure 1.18. Circuit équivalent pour la première zone de la caractéristique I-V.

Dans la deuxième zone, la tension est plus importante et la diode peut être remplacée par une source de tension V_o en série avec une résistance R_d . La résistance shunt peut être négligée et l'on aboutit alors au schéma équivalent de la figure 1.19.

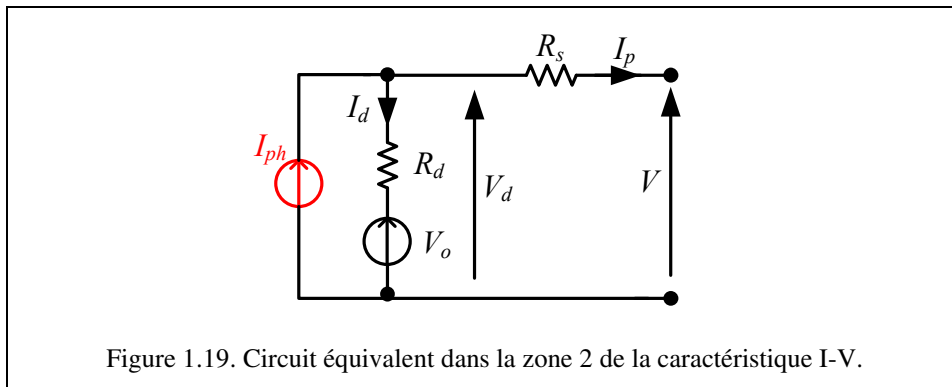


Figure 1.19. Circuit équivalent dans la zone 2 de la caractéristique I-V.

On en déduit la valeur du courant :

$$I_p = R_d / (R_d + R_s) \cdot I_{ph} + V_o / (R_d + R_s) - V / (R_d + R_s) \tag{1-24}$$

La pente de la caractéristique donne donc dans cette deuxième zone la valeur de la résistance $R_d + R_s$. La valeur de la résistance R_d est obtenue à partir de l'expression de Schottky [Aut03] :

$$R_d(I_{ph}) \cong \frac{n_s V_t}{I_{ph}} \tag{1-25}$$

1.3.4. Avantages et inconvénients des sources photovoltaïques [Poi09]

1.3.4.1. Avantages des sources photovoltaïques

Les sources photovoltaïques présentent de nombreux avantages :

- ✓ **source inépuisable**, l'énergie solaire est une énergie inépuisable et renouvelable.
- ✓ **aucune pollution**, les sources photovoltaïques peuvent convertir l'énergie solaire en énergie électrique sans aucune pollution.
- ✓ **coût de fonctionnement faible**, le coût de fonctionnement est très faible par rapport aux autres sources d'énergie conventionnelles.
- ✓ **coût d'investissement en diminution**, le prix des panneaux solaires a déjà beaucoup diminué. Il est vrai que les prix diminuent moins rapidement actuellement.
- ✓ **caractère modulaire**, le caractère modulaire des sources photovoltaïques permet un montage simple et flexible et des installations décentralisées.
- ✓ **faible entretien**, les sources photovoltaïques n'ont pas besoin de beaucoup d'entretien.
- ✓ **pas de risques électriques** pour les usagers.

1.3.4.2. Inconvénients des sources photovoltaïques

Les sources photovoltaïques présentent aussi quelques inconvénients :

- ✓ **variation d'énergie solaire**, les sources photovoltaïques ne fonctionnent pas quand l'énergie solaire n'est pas disponible.
- ✓ **densité énergétique et rendement**, la densité énergétique des sources photovoltaïques est faible et le rendement réel de conversion est faible.
- ✓ **taille des installations**, les surfaces d'installation des sources photovoltaïques sont toujours importantes.

1.4. Batteries électrochimiques

1.4.1. Généralités

Les batteries sont des sources électrochimiques qui convertissent l'énergie électrique en énergie chimique pendant le chargement, et l'énergie chimique en énergie électrique au cours du déchargement. Les batteries peuvent être classées en batteries primaires ou secondaires. Les batteries primaires (les piles) sont utilisées une seule fois parce que les réactions chimiques qui fournissent le courant électrique sont irréversibles. Les batteries secondaires (les accumulateurs), les seules qui nous intéressent dans ce mémoire, sont réutilisables. Dans ces batteries, les réactions chimiques qui fournissent le courant électrique sont réversibles [Urb09].

Les batteries sont généralement composées de plusieurs cellules empilées ensemble, la tension d'une cellule élémentaire étant faible (de l'ordre au maximum de quelques volts). Une cellule est une unité complète qui possède toutes les propriétés électrochimiques. Fondamentalement, une cellule de batterie est constituée de trois éléments : deux électrodes (positive et négative) immergées dans un électrolyte.

Les batteries sont normalement spécifiées par une capacité exprimée en ampères-heures (Ah). Cette valeur est définie comme l'énergie délivrée lorsque la batterie passe d'un état de charge à un état où la tension à ses bornes chute brutalement, tension dite de "cut-off" (figure 1.20). Notons que la valeur de la capacité dépend du courant délivré (figure 1.21). On peut remarquer sur cette figure que la capacité est plus faible si le courant de décharge est important.

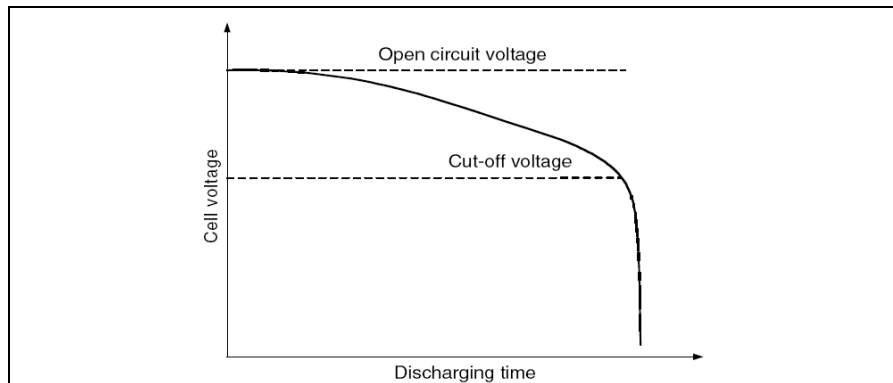


Figure 1.20. Tension de « cut-off » d'une batterie [Ehs05].

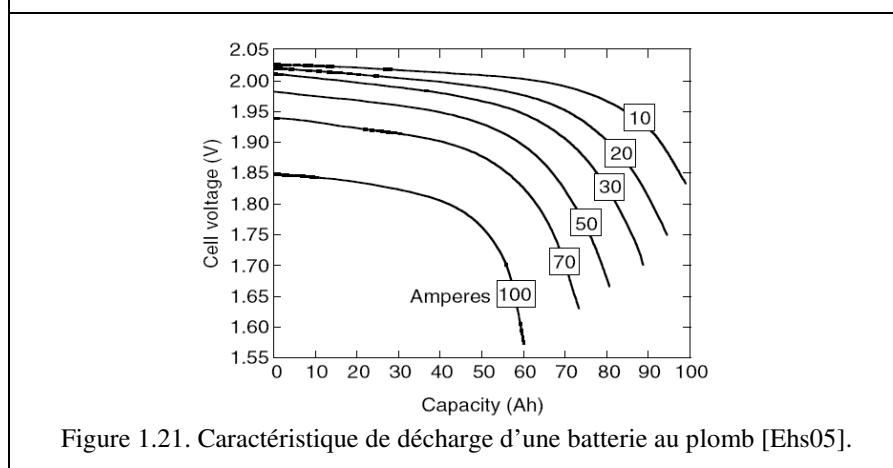


Figure 1.21. Caractéristique de décharge d'une batterie au plomb [Ehs05].

Un autre paramètre important de la batterie est l'état de charge (state of charge, en anglais, SOC). Une batterie entièrement chargée a un SOC de 100% et une batterie complètement déchargée a un SOC de 0% [Ehs05].

Enfin, deux autres grandeurs permettent de comparer des batteries, l'énergie massique et la puissance massique. L'énergie massique est définie comme la capacité d'énergie par rapport au poids de la batterie (Wh/kg). L'énergie massique théorique est l'énergie maximale qui peut être produite par la masse totale des cellules réactives. De son côté, la puissance massique est définie comme la puissance maximale que peut produire la batterie sur une période courte par rapport au poids de batterie. Cette puissance massique est un paramètre important dans les applications embarquées comme les véhicules électriques et conduit les recherches sur la réduction du poids de la batterie et l'engouement actuel pour les batteries à base de lithium.

1.4.2. Modélisation des batteries [Ehs05, Urb09, Bou09]

Le modèle le plus simple d'une batterie est représenté sur la figure 1.22. Il est constitué d'une source de tension correspondant à la tension de circuit ouvert V_o en série avec une résistance ($r_s = R_{ohm} + R_{int}$) constituée de deux termes. R_{int} (résistance interne) terme variable

représente la réaction chimique et correspond aux chutes de tension dues à une réaction d'activation et à la concentration d'électrolytes. R_{ohm} (résistance ohmique) est constante et correspond à la résistance des conducteurs [Ehs05].

La détermination analytique exacte de la résistance ou de la chute de tension de la batterie est difficile et est généralement obtenue par des essais expérimentaux. La chute de tension augmente avec une augmentation du courant de décharge et une diminution de l'énergie stockée.

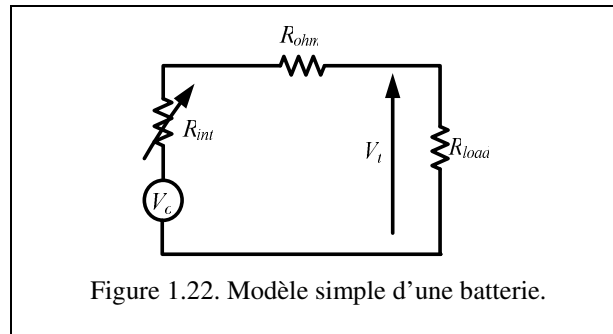


Figure 1.22. Modèle simple d'une batterie.

La tension de sortie ($V_t = V_o - r_s$) est régie par la loi classique des générateurs de tension non idéaux. Ce modèle de base est particulièrement simple à mettre en application, mais il ne tient pas compte des variations d'impédance interne de la batterie en fonction de l'état de charge, de la concentration en électrolyte, de la température ou encore du nombre de cycles qu'a déjà subi la batterie. Ce modèle ne permet donc pas d'obtenir un modèle précis de comportement dynamique, mais il peut être suffisant lors d'un premier dimensionnement d'équipement d'électronique de puissance.

Ce modèle permet en particulier de montrer l'importance de la résistance interne dans le calcul de la puissance massique d'une batterie. En effet avec ce modèle, la puissance maximale qui peut être délivrée a pour valeur :

$$P_{max} = \frac{V_0^2}{4(R_{ohm} + R_{int})} \quad (1-26)$$

1.4.3. Différentes technologies

Les technologies de batteries sont variées et nous présentons dans les pages suivantes les familles les plus utilisées dans les systèmes hybrides à savoir celles basées sur le plomb, le lithium et le nickel.

Pour chacune de ces familles, nous donnons leur principe, les technologies utilisées et des éléments de modélisation et nous comparons leurs principales propriétés.

1.4.3.1. Accumulateur au Plomb

C'est en 1859 que Gaston Planté réalisa l'accumulateur au Plomb en plaçant des feuilles de plomb dans de l'acide sulfurique (figure 1.23). Après 150 ans d'amélioration, cet accumulateur est loin d'être suranné et il continue de faire l'objet de travaux de recherche [Ran98, Dil04]. C'est le moins cher des accumulateurs, c'est encore le plus vendu dans le monde et il est presque entièrement recyclable.

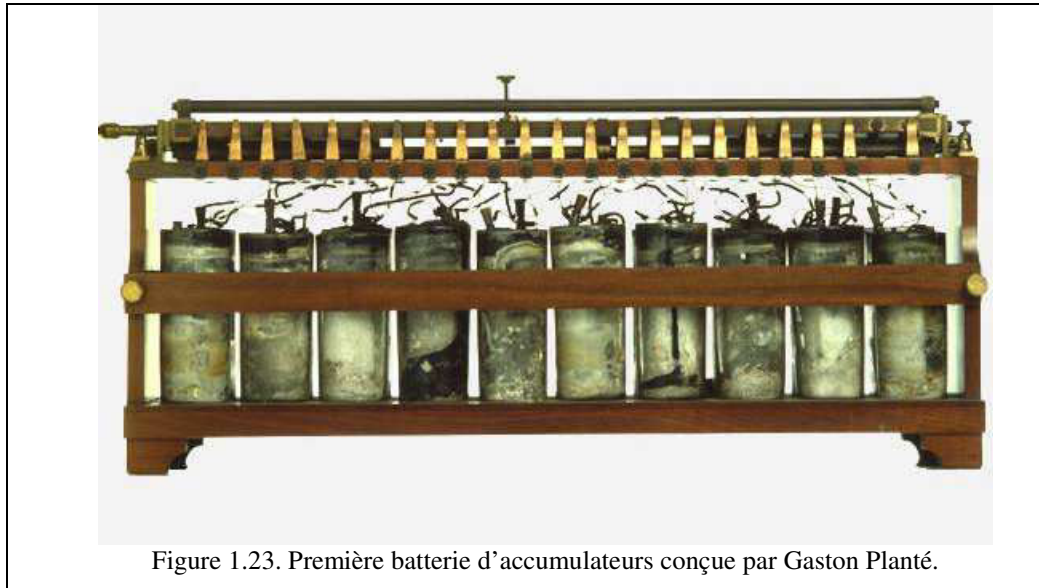


Figure 1.23. Première batterie d'accumulateurs conçue par Gaston Planté.

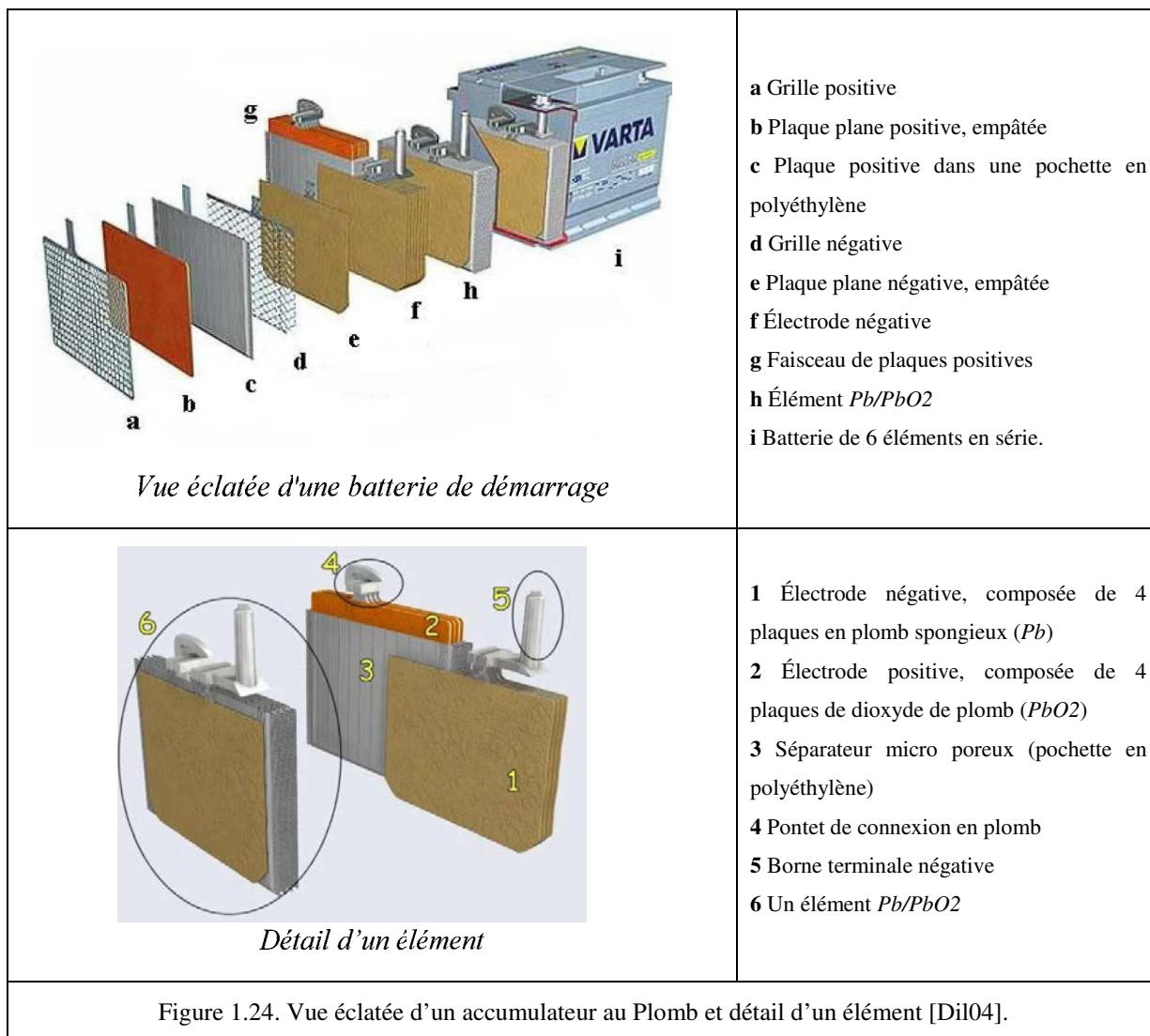
1.4.3.1.1. Principe [Ber84]

Le principe de cet accumulateur est inchangé depuis Gaston Planté et on retrouve toujours dans un accumulateur actuel, les deux électrodes en plomb plongeant dans un électrolyte acide sulfurique (figure 1.24).

Cet accumulateur exploite une oxydoréduction du plomb, chacune des électrodes est constituée d'un élément apparaissant sous sa forme réduite et sous sa forme oxydée : une cathode oxydée en PbO_2 et réduite en $PbSO_4$ et une anode oxydée en $PbSO_4$ et réduite en Pb .

Au cours de la décharge et la charge, on a les réactions suivantes :

Décharge	Charge
<p>À la anode (+):</p> $PbO_2 + 4H^+ + 2e^- \rightarrow Pb^{++} + 2H_2O$	<p>À la anode (+):</p> $Pb^{++} + 2H_2O \rightarrow PbO_2 + 4H^+ + 2e^-$
<p>À la cathode (-):</p> $Pb \rightarrow Pb^{++} + 2e^-$	<p>À la cathode (-):</p> $Pb^{++} + 2e^- \rightarrow Pb$
<p>Sulfatation des électrodes:</p> $2Pb^{++} + 2SO_4^{--} \rightarrow 2PbSO_4$	<p>Sulfatation des électrodes:</p> $2PbSO_4 \rightarrow 2Pb^{++} + 2SO_4^{--}$
$Pb + PbO_2 + 4H^+ + 2SO_4^{--} \xrightleftharpoons[\text{Charge}]{\text{Décharge}} 2H_2O + 2PbSO_4$	



1.4.3.1.2. Technologie de l'accumulateur au Plomb

Actuellement deux grandes familles sont commercialisées : les batteries ouvertes et les batteries à recombinaison de gaz.

Pour les batteries ouvertes, la cellule n'est pas fermée. La recharge provoque l'électrolyse de l'eau, dont le niveau doit être complété régulièrement ce qui nécessite une maintenance contraignante. En effet, si cette maintenance n'est pas effectuée, une partie de la matière active peut perdre le contact avec la grille et engendrer une diminution de la durée de vie. Par ailleurs, lors de la charge se manifeste la stratification de l'électrolyte, l'acide concentré plus lourd se situant au bas de l'accumulateur. On y remédie en prolongeant la charge de l'accumulateur. Enfin, ces batteries doivent se trouver dans un emplacement suffisamment ventilé car l'espace situé au-dessus de l'électrolyte est alors rempli d'un mélange d'hydrogène et d'oxygène qui peut être explosif. Ce type de batterie, utilisé par exemple dans les installations photovoltaïques pour le stockage, en constitue aujourd'hui le maillon le plus contraignant.

Les batteries à recombinaison de gaz sont aussi appelées batteries "sans entretien" ou "étanches" car la cellule est fermée. L'électrolyte de ces batteries est immobilisé sous forme de gel (ajout de silice à haute surface spécifique), ou encore retenu dans un séparateur en fibre de verre à haut pouvoir capillaire (*AGM, Absorptive Glass Mat*). Les gaz produits restent donc

"prisonniers" dans le gel et sont recombinaison durant la décharge. La consommation d'eau et l'émission de gaz sont donc extrêmement faibles et ces batteries sont beaucoup moins sensibles à la stratification. Ces batteries sont aujourd'hui les plus utilisées en raison des avantages qu'elles procurent en termes de maintenance et de sécurité. Par contre, ce n'est pas encore le cas pour la capacité ou la durée de vie (tableau 1.2). Les travaux actuels tendent à améliorer cette technologie et visent une énergie spécifique de 50 Wh.kg^{-1} , la possibilité de réaliser 1000 cycles et un prix inférieur à 200 euros par kWh [DeI98, Sai04].

Les accumulateurs au Plomb resteront les plus utilisés si ces résultats sont atteints rapidement et si la durée de charge de ces accumulateurs peut être réduite [Dil04].

<i>TYPE DE BATTERIE AU PLOMB</i>	<i>OUVERTE</i>	<i>À RECOMBINAISON DE GAZ</i>	
<i>ÉLECTROLYTE</i>	<i>liquide</i>	<i>gélifié</i>	<i>Absorbé (par le séparateur)</i>
<i>APPELLATION ANGLLO-SAXONNE</i>	<i>flooded (ou vented) battery</i>	<i>Gel VRLA (ou sealed) battery</i>	<i>VRLA (ou sealed) AGM separator battery</i>
<i>AVANTAGES</i>	<ul style="list-style-type: none"> <i>durée de vie pouvant être importante (5 à 15 ans)</i> <i>technologie la moins chère</i> 	<ul style="list-style-type: none"> <i>recombinaison => pas de perte en eau (pas d'entretien)</i> <i>très faible taux de dégagement de gaz (sécurité)</i> 	
<i>INCONVÉNIENTS</i>	<ul style="list-style-type: none"> <i>consommation d'eau (maintenance)</i> <i>installation en locaux spécifiques dégagements gazeux</i> 	<ul style="list-style-type: none"> <i>plus faible durée de vie (modes de défaillance spécifiques)</i> <i>plus sensible à la température</i> 	
<i>ENERGIE SPECIFIQUE (Wh/Kg)</i>	<i>30 ~ 40</i>	<i>25 ~ 35</i>	
<i>PUISSENCE SPECIFIQUE (W/Kg)</i>	<i>100 ~ 110</i>	<i>110 ~ 120</i>	
<i>NOMBRE DE CYCLES</i>	<i>1200 ~ 1500</i>	<i>500 ~ 800</i>	

Tableau 1.2. Comparaisons des caractéristiques des batteries au plomb ouvertes et fermées.

1.4.3.2. Batteries Lithium-Ion

Ces batteries font partie des nouveaux types de batteries apparus depuis une vingtaine d'année et qui se sont avérés fort prometteurs. Leurs énergie et puissance massiques sont élevées par comparaison aux batteries au plomb, respectivement 150 Wh.kg^{-1} et 300 W.kg^{-1} . Le lithium est en effet le plus léger des métaux et possède un potentiel électrochimique élevé, ce qui en fait le métal le plus attractif pour constituer l'électrode négative d'un accumulateur [Rou00].

L'électrolyte est constitué d'une solution organique ou d'un polymère solide. La grande légèreté de ce métal autorise l'obtention de densités énergétiques élevées et une densité de puissance importante. Aujourd'hui, cette technologie est considérée comme extrêmement prometteuse et fait l'objet de recherches intensives. Les problèmes de sécurité, liés à des risques d'inflammation des éléments, fréquemment évoqués sont en passe d'être résolus [Bou09].

1.4.3.2.1. Principe [Sai04, Mos00]

Il existe deux types de batterie au lithium. Les batteries Lithium-Carbone ou Lithium-Ion et les batteries Lithium-Métal. Dans ces batteries c'est l'électrode négative qui diffère selon que l'on utilise une électrode de lithium métallique ou de carbone.

Le principe de la décharge représenté sur la figure 1.25 est légèrement différent à l'anode selon le type de batterie. Dans un cas, c'est le matériau lithium qui libère les électrons et les ions qui pour les premiers vont à la cathode par le circuit extérieur et pour les seconds à travers l'électrolyte. Dans l'autre cas, le matériau d'insertion libère les ions et les électrons. Par contre, à la cathode, les réactions sont identiques. Lors de la décharge de la batterie, le lithium relâché par la cathode sous forme ionique Li^+ migre à travers l'électrolyte conducteur ionique et vient s'intercaler dans le réseau cristallin du matériau actif de l'électrode positive.

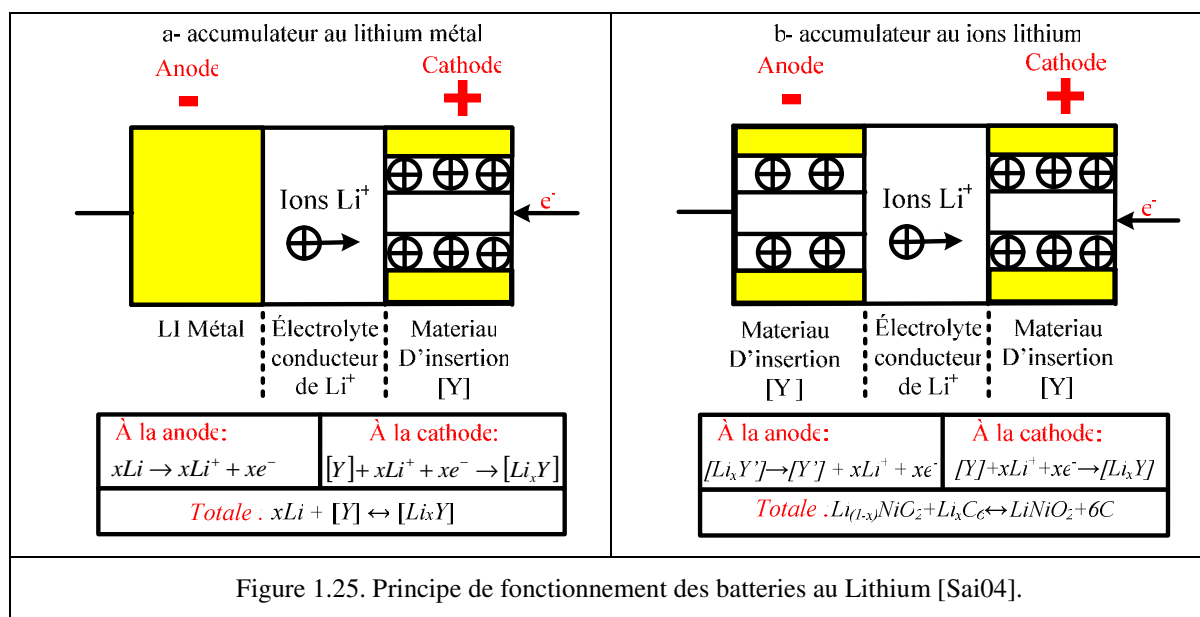


Figure 1.25. Principe de fonctionnement des batteries au Lithium [Sai04].

1.4.3.2.2. Eléments technologiques

L'électrode positive composée de structures en couches est constituée d'un oxyde du type $LiMO_2$ (M pour métal) pour les accumulateurs Lithium-Ion. Actuellement les trois oxydes cités sont $LiCoO_2$, $LiNiO_2$ et $LiMn_2O_4$. Les deux derniers sont les plus utilisés en raison de leur coût et de leur plus faible toxicité que l'oxyde de cobalt. Pour des accumulateurs "Lithium-Métal", ce sont l'oxyde de vanadium, l'oxyde de manganèse ou des polymères conducteurs qui sont utilisés [Tou00, Sai04].

L'électrode négative est réalisée en composés carbonés : graphite, carbones hydrogénés, carbones durs, oxydes mixtes de vanadium amorphes, oxydes mixtes à base d'étain ou de titane. Elle sert de matériau d'insertion, elle n'est donc pas modifiée lors de la réaction.

Les polymères sont utilisés de longue date comme séparateurs dans les batteries car ils permettent de rapprocher les électrodes tout en évitant les courts-circuits. L'épaisseur d'électrolyte permet de limiter la chute ohmique. Dans ce cas, le matériau polymère a une fonction essentiellement mécanique et est électrochimiquement passif. Outre ces propriétés mécaniques, il doit également présenter une bonne stabilité chimique, électrochimique et thermique. Certaines entreprises considèrent que les séparateurs microporeux continueront à être utilisés dans des batteries de forte capacité comme les batteries pour les véhicules électriques hybride. Mais actuellement ces séparateurs sont très chers [Tou00].

L'électrolyte est une solution de $LiPF_6$ dans un mélange de solvants organiques. Il se trouve sous forme liquide ou solide (polymère sec, polymère gélifié ou composé organique vitreux). Sa nature fixe la tension maximale d'utilisation de l'accumulateur. Pour un polymère sec, la tension maximale ne peut excéder 3,5 V, alors qu'elle peut atteindre 4,8 V pour un liquide ou un gel. De plus, le transport des ions ne modifiant pas l'électrolyte, la résistance interne est pratiquement indépendante de l'état de charge et ne varie notablement qu'avec la température [Sat01].

Les performances de cet accumulateur sont bien meilleures que celle d'un accumulateur au plomb. Mais son prix est beaucoup plus élevé et sa mise en œuvre pose encore plusieurs problèmes, particulièrement pour exploiter la modularité. En effet, une surcharge peut causer un emballement thermique et une destruction de l'enveloppe totalement étanche de l'accumulateur. Or le lithium étant très réactif avec l'eau, cette rupture peut avoir des conséquences catastrophiques (explosion !). Dans le cas d'une mise en série, il est donc fortement recommandé de contrôler la tension de chaque cellule élémentaire de façon précise [Sai04].

Le domaine de température d'utilisation dépend de la stabilité et de la conductivité de l'électrolyte typiquement autour de la température ambiante, exception faite des polymères secs qui n'ont une conductivité suffisante qu'autour de $60^\circ C$.

Par ailleurs, la tension varie de manière assez linéaire avec la profondeur de décharge et est relativement peu influencée par la température ainsi que la puissance de décharge. Cette caractéristique peut être mise à profit pour l'estimation de l'état de charge.

Ces batteries sont encore sujettes à bien des améliorations et on pense pouvoir porter leur énergie massique à une valeur de $170 Wh/kg$ dans les prochaines années.

1.4.3.2.3. Avantages et inconvénients des batteries Li-Ion [Urb09, Bou10]

Grâce aux propriétés physiques du lithium, les batteries Li-Ion ont une haute densité d'énergie ($> 120 Wh.kg^{-1}$). Ce type de batteries est donc très utilisé dans le domaine des systèmes électriques hybrides. Les batteries Li-Ion ont les autres avantages suivants :

- ✓ **tension de fonctionnement élevée** ($> 3,5 V$) permettant la réduction du nombre d'éléments pour une tension donnée ;
- ✓ **énergie volumique élevée** ($> 250 Wh.l^{-1}$) conduisant à une réduction du poids pour une puissance donnée ;
- ✓ **faible autodécharge**, les batteries Li-Ion ont une aptitude au stockage bien meilleure grâce à leur très faible autodécharge ;
- ✓ **large plage d'utilisation en température**, ce type de batterie a une plage de température de fonctionnement importante (de $-30^\circ C$ à $60^\circ C$) ;
- ✓ **pas de maintenance**, les batteries Li-Ion n'ont pas d'entretien à la différence d'autres

sources d'énergie ;

- ✓ **longue durée de vie en cyclage** : la durée de vie de ce type de batterie est élevée (> 1000 cycles).

L'inconvénient majeur des batteries Li-Ion apparaît lors de leur fabrication. La réactivité du lithium, de l'oxygène et de l'azote en présence d'eau est telle qu'il est nécessaire de les fabriquer dans des conditions adaptées afin d'obtenir les performances voulues. Notamment, leur fabrication en salle sèche est presque obligatoire. Cette contrainte conduit à des investissements bien supérieurs à ceux effectués pour des batteries au plomb. Par contre, l'accroissement des volumes fabriqués tant à réduire les coûts.

1.4.3.3. Batteries au Nickel [Bou09, Bou10, Tou00, Cha02, Nij00]

Il existe plusieurs types de batteries au Nickel, avec chaque fois un type d'électrode différent, l'autre étant réalisée en nickel. L'électrolyte est constitué d'une base forte (soude ou potasse caustique, *NaOH* ou *KOH*). Nous introduisons brièvement quatre types de batteries au Nickel, les deux premiers, le Nickel-Cadmium et le Nickel-Hydrure métallique, étant actuellement les plus utilisés.

1.4.3.3.1. Batteries Nickel Cadmium (Ni-Cd)

L'électrode positive est à base de nickel et l'électrode négative à base de cadmium. L'électrolyte est quant à lui constitué d'une solution d'hydroxyde de potassium contenant de l'hydroxyde de lithium. Cette technologie se démarque par une puissance spécifique élevée et une cyclabilité importante. De plus, sa tenue en température autorise une utilisation sur une grande plage thermique (-40°C à $+85^{\circ}\text{C}$). Cette caractéristique constitue un avantage indéniable dans le cadre d'une application transport. Cependant, cette technologie souffre d'un coût élevé, d'une tension de cellule relativement faible et d'un impact environnemental important. De surcroît, le conditionnement du module doit présenter une fiabilité irréprochable en raison de la haute cancérigénicité du cadmium.

1.4.3.3.2. Batteries Nickel-Hydrure métallique (Ni-MH)

Les batteries *Ni-MH* diffèrent des *Ni-Cd* de par la constitution de l'électrode négative, ici basée sur de l'hydrogène adsorbé dans un métal. Cette technologie apporte des améliorations intéressantes par rapport au *Ni-Cd*. Tout d'abord, l'énergie spécifique est plus élevée. Ensuite, l'absence de cadmium rend le retraitement de l'accumulateur en fin de vie beaucoup plus aisé et une éventuelle rupture de la cuve moins problématique. Le coût de ce type de batterie reste malheureusement élevé.

1.4.3.3.3. Batteries Nickel-Fer (Ni-Fe)

Ce type de batterie est beaucoup moins coûteux à construire que les batteries Nickel-Cadmium. La batterie Nickel-Fer est utilisée avec un électrolyte liquide *KOH*. Ce sont des batteries pratiquement indestructibles. La longévité de ces batteries est due au fait que les métaux des électrodes sont stables. Cette stabilité fait aussi que ces batteries ne peuvent pas fournir un courant très important et ne conviennent pas au démarrage de systèmes (véhicules...).

1.4.3.3.4. Batteries Nickel-Zinc (Ni-Zn)

Les batteries Nickel-Zinc utilisent une électrode au zinc. Ces batteries peuvent fournir un courant très important, mais ont une durée de vie réduite en nombre de cycles, environ 200 cycles, au lieu de 1000 cycles pour les batteries *Ni-MH*.

1.4.4. Comparaison des différents types de batteries au Nickel et au Plomb

Le tableau 1.3 compare les différents types de batteries au plomb et au Nickel et reprend certaines indications déjà données au cours de ce chapitre. On peut remarquer qu'aucune batterie ne l'emporte sur tous les paramètres et qu'en termes de coût, la batterie au plomb est encore la meilleure.

<i>Système</i>	<i>Energie spécifique (Wh/kg)</i>	<i>Puissance maximale</i>	<i>Rendement énergétique (%)</i>	<i>Cycle de vie</i>	<i>Auto-décharge (%) par 48 h</i>
<i>Plomb/Acide</i>	35 ~ 50	150 ~ 400	>80	500 ~ 1000	0,6
<i>Nickel/Cadmium</i>	50 ~ 60	80 ~ 150	75	800	1
<i>Nickel/Fer</i>	50 ~ 60	80 ~ 150	75	1500 ~ 2000	3
<i>Nickel/Zinc</i>	55 ~ 75	170 ~ 260	65	300	1.6
<i>Nickel/Métallique</i>	70 ~ 95	200 ~ 300	70	750 ~ 1200+	6

Tableau 1.3. Caractéristiques des batteries au Nickel et au Plomb [Ehs05].

De plus, si on se limite aux quatre types de batteries les plus utilisés actuellement, Plomb, *Li-Ion*, *Ni-Cd* et *Ni-MH*, on a sur le tableau 1.4 leurs principaux avantages et inconvénients déjà évoqués.

<i>Technologie</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
<i>Plomb</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Economique - Recharge facile - Stockage de longue durée (auto-décharge faible) - Recyclage simple 	<ul style="list-style-type: none"> - Sensible aux décharges trop profondes - Capacité massique faible - Risque de sulfatation irréversible - Durée de vie faible - Pollution par le plomb en cas de destruction
<i>Li-Ion</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Pas d'effet mémoire - Faible auto-décharge (1 % par mois, quelques pourcents par an) - Ne nécessite pas de maintenance - Possède une haute densité d'énergie pour un poids faible - Accepte une charge rapide - Peu de pollution et recyclable 	<ul style="list-style-type: none"> - Coût élevé de production - Problèmes de densité thermique - Sensible aux chocs - Recharge sous haute surveillance, risque d'explosion - Recyclage très technique
<i>Ni-Cd</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Charge simple et rapide même après une longue période de stockage - Recharge facile même à basse température - Grande durée de vie - Bonnes performances à basse température - Résistance interne très faible et faible coût 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible densité énergétique. - Auto-décharge assez rapide (20% par mois) - Sensibilité à l'effet mémoire - Assez polluant à cause du cadmium
<i>Ni-MH</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Contient beaucoup plus d'énergie que le Nickel-Cadmium - Peu d'effet mémoire - Simple à stocker et à transporter - Ne pollue pas comme le Ni-Cd 	<ul style="list-style-type: none"> - Ne supporte pas le dépassement de charge - Détection de fin de charge difficile - Durée de vie plus faible que le Ni-Cd en nombre de cycles - Coût élevé - Tension faible

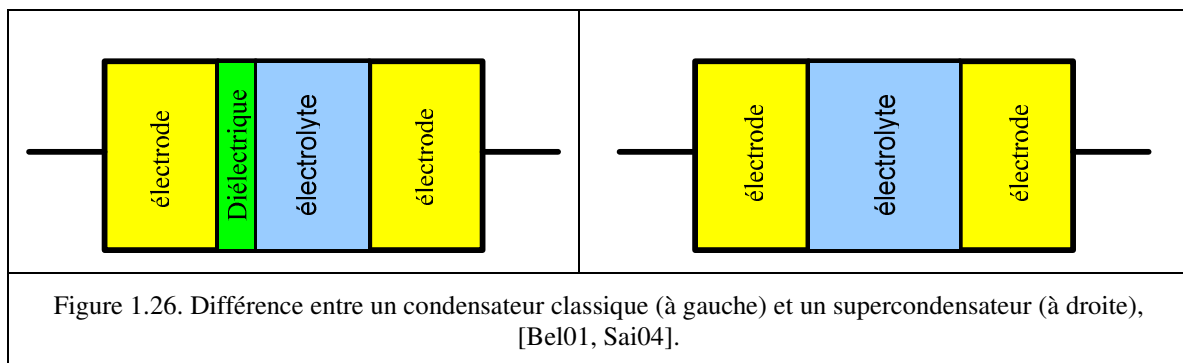
Tableau 1.4. Comparaison entre les différentes technologies de batteries [Bou10]

1.5. Supercondensateurs

1.5.1. Généralités

Le principe de la double couche électrique est découvert par le physicien Hermann von Helmholtz dans l'année 1853. Il remarque que l'application d'une différence de potentiel sur des électrodes mises en contact avec un électrolyte provoque un regroupement des ions de cet électrolyte à la surface de cette interface. Pour des raisons technologiques, il a fallu attendre 100 ans pour que les condensateurs à double couche électrique voient le jour, soit vers la fin des années 1950. L'idée était alors de renouveler les systèmes de stockage d'énergie. Les industriels et les scientifiques, par les progrès qu'ils apportent aux matériaux des électrodes et de l'électrolyte depuis ces 30 dernières années, ont permis de créer le supercondensateur s'imposant aujourd'hui de plus en plus dans les systèmes de forte puissance.

Un supercondensateur se présente sous la même forme qu'un condensateur électrochimique classique à la seule différence qu'il ne possède pas de couche diélectrique dans sa partie électrolytique liquide (figure 1.26).



Dans ces composants, l'énergie emmagasinée est liée à la valeur de la capacité C et de la tension imposée à ses bornes :

$$\begin{cases} E=0,5CV^2 \\ \text{où } C=\varepsilon_0\varepsilon_r S/D \end{cases} \quad (1-27)$$

avec S : surface de l'électrode, D : épaisseur diélectrique.

Si on veut accroître la capacité de stockage, il faut augmenter la permittivité relative ou accroître la valeur du rapport (S/D) . Le principe général de fonctionnement des supercondensateurs repose sur la formation d'une double couche électrochimique à l'interface d'un électrolyte et d'une électrode polarisable de grande surface spécifique. L'application d'une différence de potentiel aux bornes du dispositif complet entraîne le stockage électrostatique de charges aux deux interfaces électrode-électrolyte [Bel01, Sai04, Riz06]. L'épaisseur d est très faible car la fonction diélectrique est assurée par les molécules du solvant de l'électrolyte. La surface des l'électrode est très grande grâce à l'utilisation de matériaux microporeux.

De plus, le condensateur classique ne développe qu'une capacité (à l'anode) alors que les deux électrodes du supercondensateur portent des charges et que le dispositif se comporte comme deux capacités en série séparées par une résistance correspondant à la résistance de l'électrolyte.

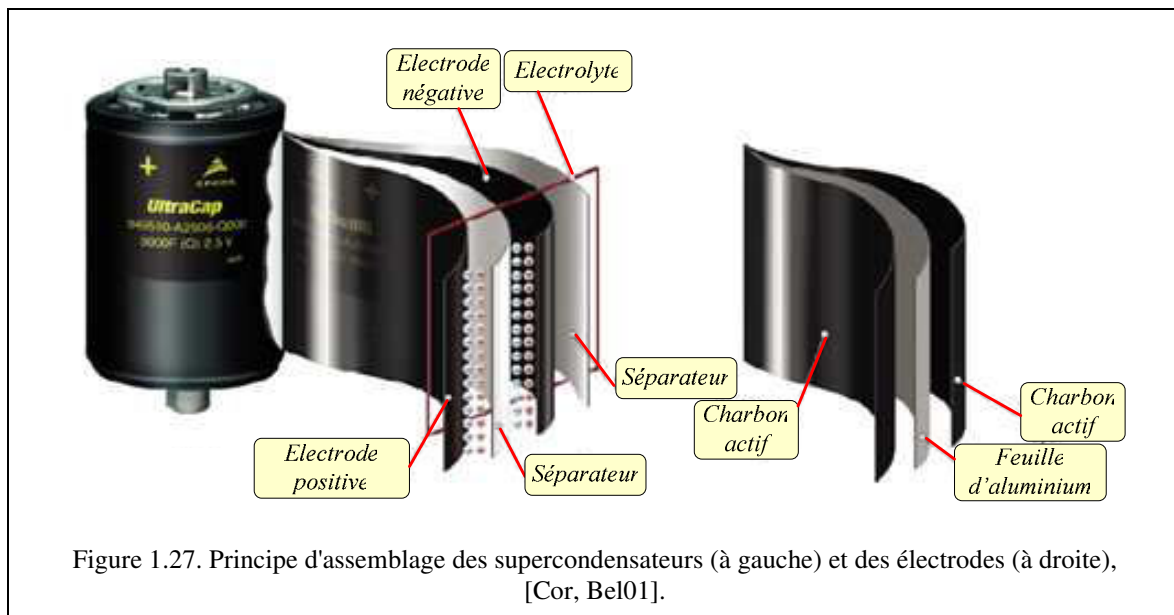
Les principales propriétés des condensateurs et des supercondensateurs sont comparées dans le tableau 1.5.

	Principe de fonctionnement	Puissance maximale (W.kg ⁻¹)	Energie maximale (Wh.kg ⁻¹)	Durée de vie (cycles)	Temps de charge/décharge	Rendement énergétique
Condensateur	Adsorption des charges électriques à la surface des électrodes	>> 50000	< 0,1	infinie	de quelques microsecondes à quelques millisecondes	~ 100 %
Super condensateur	Adsorption des ions à la surface des électrodes	1000-20000	1-10	10 ⁶	quelques secondes	~85- 98 %

Tableau 1.5. Comparaison des caractéristiques des condensateurs et des supercondensateurs [Bel01, Lar09, Riz06].

1.5.2. Eléments constitutifs des supercondensateurs

La construction des supercondensateurs utilisant le principe de double couche intègre une membrane isolante poreuse, donc conductrice ionique, séparant les deux électrodes imprégnées d'électrolyte. On utilise un polymère ou du papier en milieu organique, une céramique ou de la fibre de verre en milieu aqueux. Le séparateur introduit un terme supplémentaire dans la résistance totale du composant, terme dépendant de la porosité et de l'épaisseur de la membrane.



Il y a trois grandes catégories de matériaux d'électrodes : les charbons actifs, les matériaux métalliques et les polymères conducteurs électroniques. Pour l'électrolyte, on a deux types d'électrolyte : les électrolytes aqueux, tels que l'acide sulfurique ou la potasse, et les électrolytes organiques, tel que le carbonate de propylène ou l'acétonitrile.

Le qualificatif de supercondensateurs n'est pas réservé à des composants de nature entièrement électrostatiques et pour lesquels le stockage de l'électricité s'effectue par un simple déplacement de charges électroniques et ioniques. On utilise aussi ce terme pour qualifier des composants où interviennent des processus faradiques réversibles [Gof99, Riz06].

Les caractéristiques des supercondensateurs dépendent des électrodes et des électrolytes utilisés comme le montrent les caractéristiques données dans le tableau 1.6.

<i>Electrode</i>	<i>Charbon actif</i>		<i>Matériau métallique</i>	<i>Polymère conducteur</i>
<i>Electrolyte</i>	<i>Acide sulfurique</i>	<i>Electrolyte organique</i>	<i>Acide sulfurique</i>	<i>Electrolyte organique</i>
<i>Moyen de stockage</i>	<i>Energie stockée dans la double couche</i>		<i>Double couche + processus faradiques réversibles</i>	
<i>Energie massique (Wh.kg⁻¹)</i>	0,2 à 1,1	2 à 4,2	2,7 à 5,5	11
<i>Puissance massique (kW.kg⁻¹)</i>	1 à 10	0 à 1	10 à 100	100
<i>Capacité massique (F.g⁻¹)</i>	120 à 180	60 à 100	600	200 à 400
<i>Tension (V)</i>	0,8 à 1,2	2 à 3	0,8 à 1,2	2,5
<i>Cyclabilité</i>	>100000	>100000	>100000	10000 à 100000

Tableau 1.6. Caractéristiques selon les composants utilisés [Las01].

1.5.3. Différents types de supercondensateurs [Shu00, Lar09]

Il existe trois types de supercondensateurs qui se différencient par leur mode de fonctionnement : les supercondensateurs pseudocapacitifs, les supercondensateurs hybrides et les supercondensateurs à double couche électrochimique.

1.5.3.1. Supercondensateurs pseudocapacitifs

Ce type de supercondensateurs met en jeu des réactions faradiques de surface. Il existe ainsi deux types principaux de supercondensateurs pseudocapacitifs : les supercondensateurs à base d'oxydes métalliques et ceux à base de polymères conducteurs.

Dans les supercondensateurs à base d'oxydes métalliques, la capacité est due à des réactions redox à la surface et dans le volume du matériau d'électrode. Elle est dépendante de la quantité de charges transférées, elle-même dépendante de la tension appliquée. Les oxydes des métaux de transition possèdent un grand nombre d'états d'oxydation. Ils peuvent être préparés avec une grande surface spécifique et certains sont conducteurs. Les oxydes métalliques sont donc de bons matériaux pour développer les supercondensateurs.

Dans les supercondensateurs à base de polymères conducteurs, le polymère peut recevoir un excès d'électrons par réduction ou donner des électrons par oxydation. Les polymères sont conducteurs car l'excès de charges peut être délocalisé sur la chaîne du polymère en raison de

l'alternance de liaisons simple et multiple. Ce phénomène est réversible, les polymères conducteurs électroniques peuvent stocker des charges et les restituer c'est pourquoi ils sont intéressants pour la réalisation de supercondensateur.

1.5.3.2. Supercondensateurs hybrides

Ces supercondensateurs sont composés de deux électrodes dissymétriques : une électrode est de type capacitif et l'autre de type pseudocapacitif ou batterie. Ces supercondensateurs essaient de tirer parti de chaque type de composant. L'électrode pseudocapacitive permet d'obtenir une grande densité d'énergie, l'électrode capacitive permet d'obtenir une grande densité de puissance.

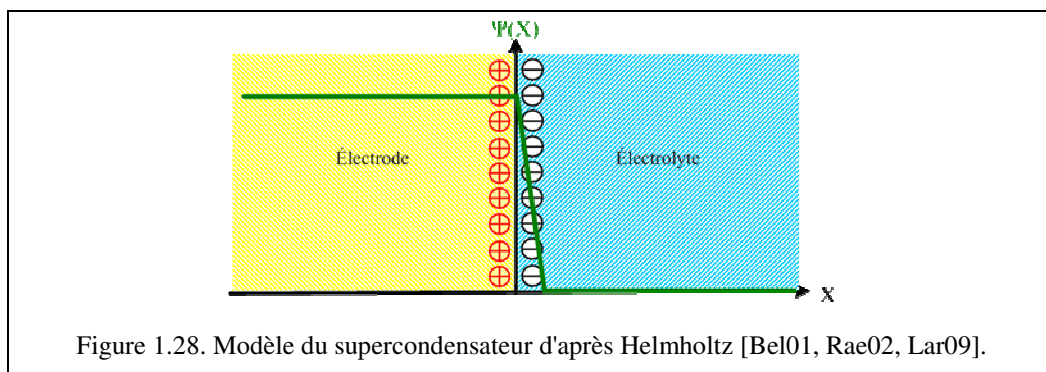
1.5.3.3. Supercondensateurs à double couche électrique

Les supercondensateurs réalisés à partir de charbon actif utilisent le principe de la double couche électrique. Ce sont ces condensateurs utilisés dans les systèmes hybrides que nous avons développés et qui sont présentés au chapitre 3.

1.5.4. Modèles du supercondensateur [Bel01, Rae02, Lar09]

Trois modèles ont été développés au cours du temps, les modèles de Helmholtz, Gouy et Chapman, et de Stern. Ces modèles reposent sur une représentation physique de l'interface électrode- électrolyte et sont peu intéressants d'un point de vue utilisateur où l'on préfère des modèles de nature électrique.

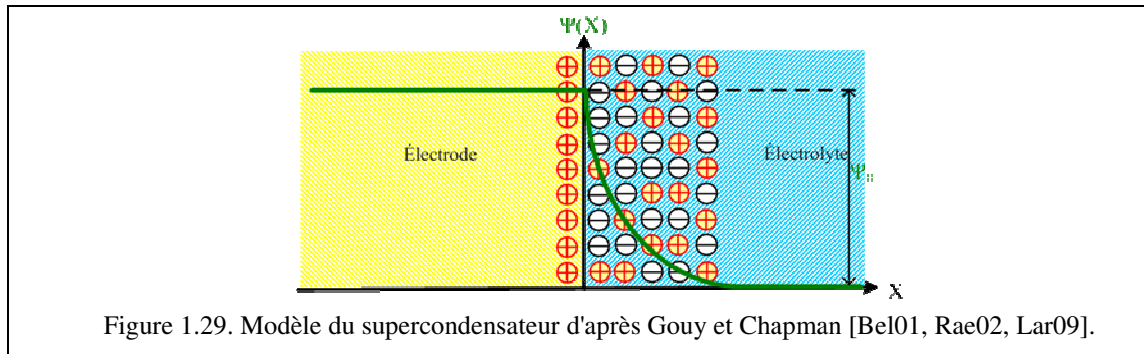
1.5.4.1. Modèle de Helmholtz



Helmholtz fut le premier à étudier la nature capacitive de l'interface entre un conducteur électronique solide et un conducteur ionique liquide, interface qu'il modélisa par deux répartitions superficielles de charges, comme dans un condensateur classique, l'une de nature électronique côté électrode, l'autre de nature ionique et de signe opposé côté électrolyte.

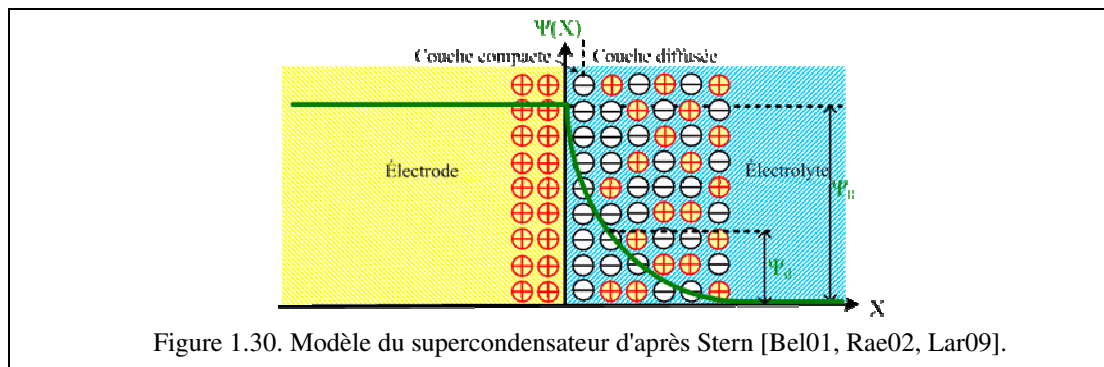
1.5.4.2. Modèle de Gouy et Chapman

Gouy et Chapman ont interprété le comportement capacitif de la couche double électrique en tenant compte du phénomène de distribution des charges (ions) dans le volume de la phase liquide. En effet, à cause des forces d'interaction entre les différents ions et de l'agitation thermique, la charge qui apparaît dans l'électrolyte, à l'interface électrode-électrolyte, ne peut être que diffusée, d'où l'appellation de couche double diffusée.



1.5.4.3. Modèle de Stern

Stern améliora la théorie de Gouy et Chapman, en tenant compte des dimensions des ions et des molécules de solvant dans l'électrolyte. Ainsi, lors de la formation du supercondensateur, ces ions n'existent qu'à partir d'une certaine distance de la surface de l'électrode. Ses travaux le menèrent à diviser la couche double électrique en deux zones distinctes. La première appelée couche compacte, ou encore couche de Helmholtz, est constituée d'ions adsorbés à la surface de l'électrode. La seconde correspond à la couche diffusée telle que l'ont définie Gouy et Chapman.



1.5.4.4. Modèle comportemental de type ligne de transmission

Une particularité des supercondensateurs apparaît, liée à la structure poreuse des électrodes et à la nature volumique que cela leur confère : l'interface électrode-électrolyte est, par construction, distribuée dans l'espace. De sorte que le stockage de charges associé à la couche double électrique peut être modélisé, non pas par une unique capacité non-linéaire éventuellement résistive, mais par un réseau complexe de capacités non-linéaires, interconnectées entre elles par des résistances d'accès aux pores, comme schématisé sur la figure 1.31. Les différentes résistances représentées dans cette figure dépendent de la résistivité des matériaux d'électrode et de l'électrolyte, de la taille des pores et de la technologie d'assemblage [Bel01].

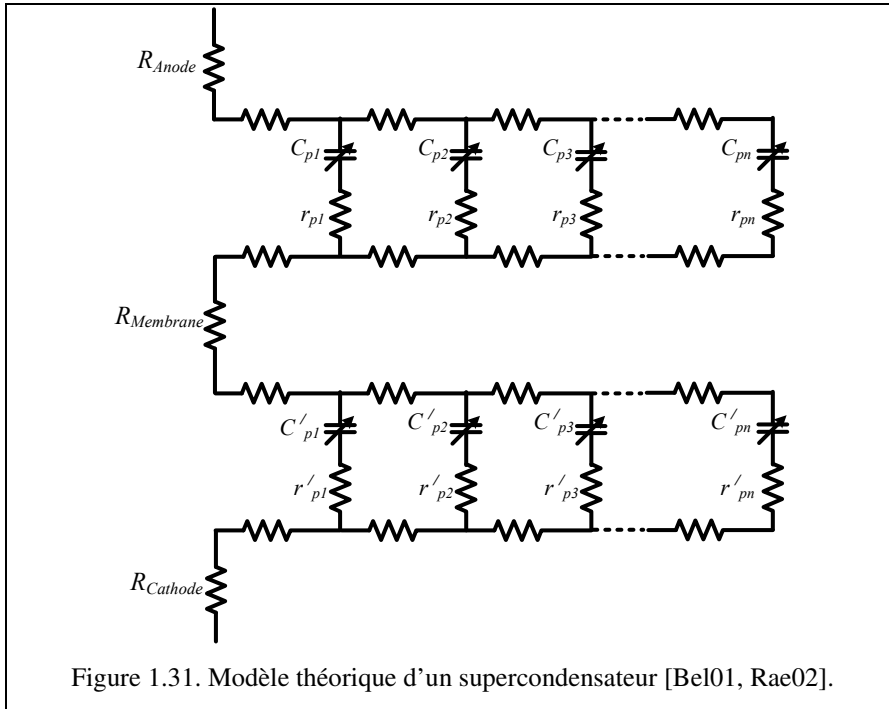


Figure 1.31. Modèle théorique d'un supercondensateur [Bel01, Rae02].

On peut déduire de ce modèle un modèle comportemental de type ligne de transmission où le composant est décrit par un réseau de cellules RC (figure 1.32) déduites du comportement du système par étapes successives dans l'échelle des durées d'observation [Bel01, Riz06].

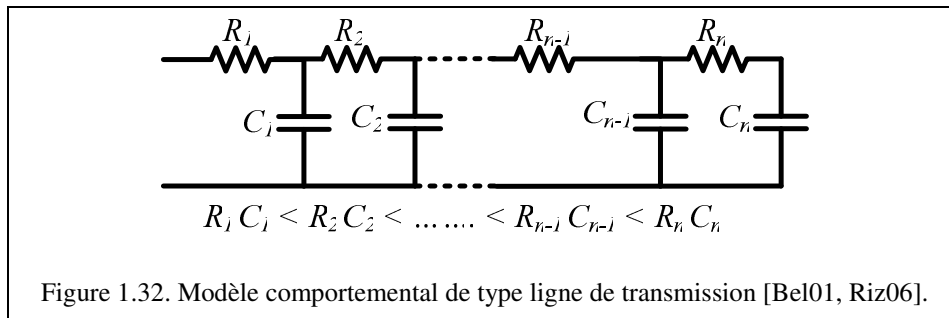
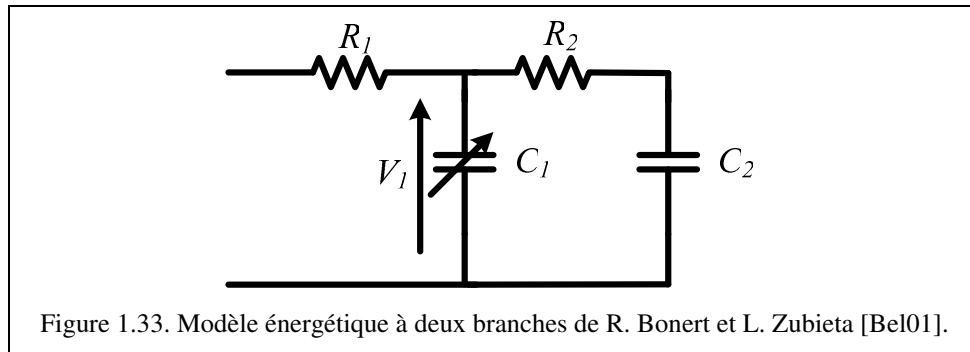


Figure 1.32. Modèle comportemental de type ligne de transmission [Bel01, Riz06].

1.5.4.5. Modèle énergétique à deux branches [Bon97, Zub98, Bel01]

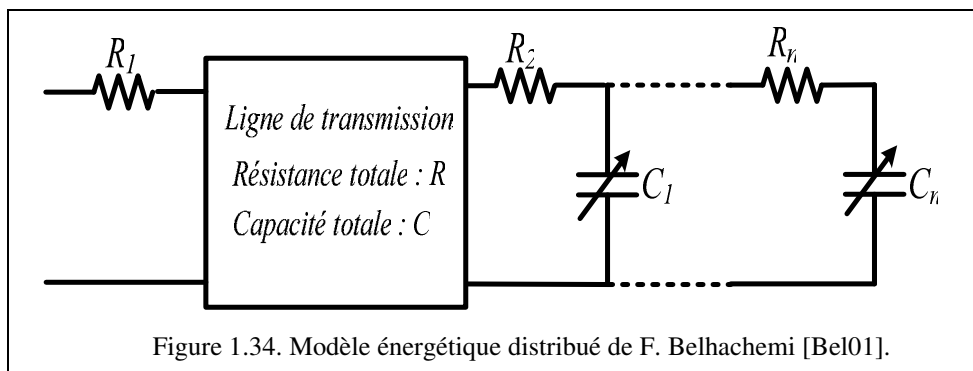
Certains auteurs se basent sur des considérations énergétiques pour établir leur modèle comportemental. C'est le cas de *R. Bonert* et *L. Zubieta* qui exposèrent le premier véritable modèle de supercondensateur de puissance [Bon97, Zub98]. Ce modèle, dit à deux branches, repose sur la partition de l'énergie électrostatique des supercondensateurs en deux : Une énergie rapidement stockée ou disponible puis une énergie lentement stockée ou disponible. Ce modèle comporte par conséquent deux cellules RC (figure 1.33). La première, dite principale, rend compte de l'évolution de l'énergie durant les événements de charge ou de décharge. La deuxième, dite lente, vient en complément de la première pour décrire la redistribution interne de l'énergie après lesdits événements [Bel01].



Cependant, la loi de non linéarité de la capacité principale, loi linéairement croissante, n'est physiquement pas conforme à ce que peut donner la théorie de la couche double, qui prévoit une variation de la capacité beaucoup plus forte aux faibles potentiels qu'aux potentiels plus élevés. En outre, les études de *F. Belhachemi et al.* [Bel00] ont montré que le modèle à deux branches menait à une surévaluation de la capacité principale, en particulier dans les temps courts, pour lesquels le comportement capacitif des supercondensateurs est nettement de nature distribuée. Le problème réside dans ce que la procédure d'identification de la capacité principale ne dissocie pas la non linéarité physique liée à la couche double électrique de celle, purement temporelle, liée à l'effet de ligne.

1.5.4.6. Modèle énergétique distribué [Bel00, Bel01, Bon97, Zub98]

Belhachemi améliora la précision du modèle à deux branches, d'une part en remplaçant la cellule RC de la branche principale par une ligne de transmission non-linéaire (discrétisée en un nombre fini de cellules identiques, de façon à permettre l'implantation du modèle dans les logiciels usuels de simulation électrique), pour une meilleure description du comportement électrique et énergétique des supercondensateurs dans les temps courts, d'autre part en ajoutant quelques cellules RC non-linéaires pour appréhender plus finement les temps longs (figure 1.34). De plus, les lois décrivant la variation des différentes capacités du modèle en fonction de la tension sont choisies linéaires par morceaux, pour une meilleure approche de la physique associée aux propriétés capacitives de la couche double électrique.



1.5.5. Avantages et inconvénients des supercondensateurs par rapport aux batteries dans un système de stockage d'énergie [Bou10]

1.5.5.1. Avantages des supercondensateurs par rapport aux batteries

Par rapport aux batteries, les supercondensateurs présentent les avantages et inconvénients suivants :

- ✓ **durée de vie pratiquement illimitée** : la durée de vie des supercondensateurs est considérée 1000 fois plus importante que celle des batteries.
- ✓ **faible résistance série** : grâce à cette propriété, les pertes pendant la charge et la décharge sont plus faibles que pour les batteries.
- ✓ **dynamique rapide** : les supercondensateurs peuvent supporter en charge ou en décharge des variations rapides de régime de fonctionnement.
- ✓ **densité de puissance élevée** : correspondant à plusieurs fois celles des batteries.

1.5.5.2. Inconvénients des supercondensateurs par rapport aux batteries

En contrepartie, l'utilisation d'un supercondensateur induit les inconvénients suivants :

- ✓ **faible densité d'énergie** : la densité d'énergie est plus faible que les batteries (10 % à 20 % de celle d'une batterie).
- ✓ **nécessité d'un équilibrage de tension** : cet équilibrage de tension est exigé si plus de trois supercondensateurs sont reliés en série.
- ✓ **composants basses tensions** : des mises en série sont nécessaires pour obtenir des tensions plus élevées que les quelques volts d'une cellule élémentaires.
- ✓ **prix** : le prix des supercondensateurs est plus élevé que celui des batteries.

Les termes densité d'énergie et densité de puissance doivent être utilisés pour comparer les batteries et les supercondensateurs. En effet, les batteries ont en général une densité énergétique élevée et une faible densité de puissance. Par contre, les supercondensateurs ont une haute densité de puissance et une faible densité énergétique. En d'autres termes, les supercondensateurs ne peuvent pas stocker autant d'énergie que les batteries, mais la dynamique avec laquelle le transfert d'énergie se fait du supercondensateur vers le circuit auquel il est connecté, est beaucoup plus élevée que pour des batteries. Par conséquent, les temps de charge et de décharge dans le cas d'un supercondensateur sont toujours plus faibles que dans les cas des batteries.

1.6. Conclusion

La définition des principes de fonctionnement et la modélisation des sources d'énergie sont nécessaires pour évaluer le comportement d'un système hybride électrique. C'est pourquoi dans ce chapitre, nous avons présenté les quatre sources d'énergie électrique les plus utilisées dans la réalisation de source hybride électrique. Ces sources sont : les piles à combustibles, les générateurs photovoltaïques, les batteries électrochimiques et les supercondensateurs.

Nous pouvons utiliser comme sources principales les piles à combustibles, les systèmes photovoltaïques et les systèmes éoliens grâce à leurs énergies spécifiques élevées. Ces sources permettent de fournir de l'énergie électrique sans aucune pollution localisée, mais leurs coûts sont élevés par rapport aux sources d'énergie conventionnelles. Les générateurs photovoltaïques et éoliens présentent l'avantage de produire de l'énergie électrique à partir de ressources naturelles gratuites (soleil ou vent).

Les batteries électrochimiques et les supercondensateurs peuvent être utilisés comme sources auxiliaires dédiées au stockage de l'énergie afin d'améliorer le comportement des systèmes hybrides électriques en régime transitoire.

1.7. References

- [Arr07] M. G. Arregui, “Theoretical study of a power generation unit based on the hybridization of a fuel cell stack and ultracapacitors. Application to the design of an aircraft emergency electrical network.”, thèse de doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 4 décembre 2007.
- [Ast08] S. Astier, “Conversion photovoltaïque : du rayonnement solaire à la cellule”, Techniques de l’ingénieur, vol. D7, 2008.
- [Aut03] V. Autier, V. Molcrette, H. Roissem, “Contribution to the determination of the elements of photovoltaic panel (PV) equivalent electric model. Application in the maximal power point (MTTP) available analytical expression.”, ICREPQ conference, Paper no 359, 2003.
- [Azi06] A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, A. Martinez, “Symbolization of the electric diagram of the marketed solar panels in the Orcad- Pspice environment”, Moroccan Journal of Condensed Mater, vol. 7, pp. 38-41, 2006.
- [Bel00] F. Belhachemi, S. Raël, B. Davat, “A Physical based model of power electric double-layer supercapacitors”, IEEE, Industry Applications Society (IAS), 2000.
- [Bel01] F. Belhachemi, “Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique puissance.”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 19 décembre 2001.
- [Ber84] C. Berger, “Handbook of batteries and fuel cells”, 1984.
- [Boc04] C. Boccaletti, G. Di Grazia, G. Fabbri, E. Nisticò, “Energy models for stand alone power systems”, Environment and Technological Innovation, EETI, 2004.
- [Bon97] R. Bonert, S.Reichert, “Super-capacitors for peak load shaving of batteries”, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1055-1060, 1997.
- [Bou09] L. Boulon, “Modélisation multiphasique des éléments de stockage et de conversion d’énergie pour les véhicules électriques hybrides. Approche systémique pour la gestion d’énergie.”, thèse de doctorat de l’Université de Franche-Comté, 3 juillet 2009.
- [Bou10] H. Boussetta, “Modélisation multi-physiques et simulation globale de systèmes autonomes sur puce.”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 20 février 2010.
- [Cha02] A. Chagnes, “Propriétés de transport dans les électrolytes concentrés à base de γ -butyrolactone. Application aux accumulateurs rechargeables au lithium”, thèse de Doctorat de l’Université de Tours, 16 septembre 2002.
- [Cha08] O. Chapuis, “Influence des conditions de mouillage sur les déplacements quasi-statiques eau-air et l’évaporation en milieux poreux modèles. Application à la gestion de l’eau dans les piles à combustibles de type PEMFC.”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 7 février 2008.

- [Coo02] B. Cook, "An introduction to fuel cells and hydrogen technology", Engineering Science and Education Journal, vol. 11, no 6, pp. 205-216, 2002.
- [Cor] Epcos Corp., UltraCap technology, <http://www.epcos.com/inf/20/35/ds/technology.pdf>.
- [Cor04] J. M. Corrêa, F.A. Farret, L.N. Canha, M. Godoy Simões, "An electrochemical based fuel cell model suitable for electrical engineering automation approach.", IEEE, Transaction on Industrial Electronics, vol. 51, no 5, pp. 1103-1112, 2004.
- [Del98] F. Delfosse, "Détermination de l'état de charge des batteries d'un véhicule électrique", Travail de fin d'étude, Université de Liège, Faculté des Sciences Appliquées, 1998.
- [Dil04] G. Dillenseger, "Caractérisation de nouveaux modes de maintien en charge pour batteries stationnaires de secours", thèse de doctorat de l'Université de Montpellier II, 2004.
- [Ehs05] M. Ehsani, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design", CRC Press, 2005.
- [Ena08] O. Enacheanu, "Modélisation fractale des réseaux électriques", Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier, Grenoble, 15 octobre 2008.
- [Fch04] "Fuel Cell Handbook", U.S. Department of Energy Office of Fossil Energy National Energy Technology Laboratory, , November 2004.
- [Gao08] D. Gao, Z. Jin, Q. Lu, "Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus.", Journal of Power Sources, vol. 185, pp. 311-317, 2008.
- [Ger02] O. Gergaud, B. Multon, H. Ben Ahmed, "Analysis and experimental validation of various photovoltaic system models", ELECTRIMACS Conference, 2002.
- [Gon07] C. Gondrand, "Analyse des transferts d'eau dans les micropiles à combustible.", thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 27 mars 2007.
- [Hai08] Y. Haitao, Z. Yulan, S. Zechang, W. Gang, "Model-based power control strategy development of a fuel cell hybrid vehicle", Journal of Power Sources vol. 180, pp. 821-829, 2008.
- [Hsi02] Y. T. Hsiao, C. H. Chen, "Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power System", IEEE, Industry Applications Conference, vol. 2, pp. 1035-1040, 2002.
- [Iqb03] M.T. Iqbal, "Modeling and control of a wind fuel cell hybrid energy system", Renewable Energy Journal, vol. 28, no. 2, pp. 223-237, 2003.
- [Jeo03] B. H. Jeong, B. H. Kang, G. H. Choe, J. S. Gho, Y. M. Chae, "Virtual-Implemented SolarCell System with New Cell Model", IEEE, Power Electronics Specialist Conference, pp. 736-740, 2003.
- [Koi03] H. Koizumi, K. Kurokawa, "A Novel Maximum Power Point Tracking Method for PV Module Integrated Converter", IEEE, Power Electronics Specialist Conference, pp. 2081-2086, 2003.

- [Lar03] J. Larminie, A. Dicks, “Fuel Cell Systems Explained”, John Wiley and Sons, New-York, 2003.
- [Lar09] C. Largeot, “Développement de supercondensateurs carbone/carbone : relation entre la taille des ions de l'électrolyte et la taille des pores de la matière active”, thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, 23 mars 2009.
- [Las01] J. C. Lasségues, “Supercondensateurs”, Techniques de l'Ingénieur, vol. D5, n° D3334, pp. 1-29, 2001.
- [Lee00] D. C. Lee, G. M. Lee, K. D. Lee, “DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization.”, IEEE, Transaction Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 826-833, 2000.
- [Lee04] B. D. Lee, D. H. Jung, Y. H. Ko, “Analysis of DMFC/battery hybrid power system for portable applications”, Journal of Power Sources, vol. 131, pp. 207–212, 2004.
- [LeG99] Ph. Le Goff, “Les supercondensateurs, Les piles à combustibles.”, Mise à jour : Sept. 1999 - version 2.0 : <http://pl.legoff.free.fr>.
- [Mos00] B. Moshtev, B. Johnson, “State of the art of commercial Li ion batteries.”, Journal of Power Sources, vol. 91, no 2, pp. 86-91, 2000.
- [Mut02] N. Mutoh, T. Matuo, K. Okada, M. Sakai, “Prediction-Data-Based Maximum-Power-Point-Tracking Method for Photovoltaic Power Generation Systems”, IEEE, Power Electronics Specialists Conference, vol. 3, pp. 1489–1494, 2002.
- [Nij00] U.S. Department of Justice, “New technology batteries guide NIJ Guide 200-98”, Office of Justice Programs, National Institute of Justice, USA.
- [Poi09] S. Poignant, “Rapport d'information déposé en application de l'article 145 du Règlement par la Commission des Affaires Economiques sur l'énergie photovoltaïque”, Enregistré à la Présidence de l'Assemblée nationale le 16 juillet 2009.
- [Rae02] S. Raël, B. Davat, F. Belhachemi, « Supercondensateur à double couche électrique. Principes de fonctionnement et comportement électrique”, Energie portable, autonomie et intégration dans l'environnement humain, Journées Electrotechniques du Club EEA, Cachan, 2002.
- [Ran98] D. A. J. Rand, R. Wood, “Batteries for electric vehicles”, Research Studies Press, 1998.
- [Riz06] N. Rizoug, “Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation : Application au cyclage d'un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance.”, thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, 28 février 2006.
- [Rot05] D. Rotureau, “Développement de piles à combustible de type SOFC conventionnelles et mono-chambres, en technologie planaire par sérigraphie”, thèse de Doctorat de l'Ecole des Mines de Saint-Étienne, 1^{er} juin 2005.

- [Rou00] H. Rouault, D. Bloch, “Le stockage de l'électricité : les batteries”, Clefs CEA n°44, 2000.
- [Sad06] I. Sadli, “Modélisation par impédance d'une pile à combustible PEM pour utilisation en électronique de puissance”, thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 7 décembre 2006.
- [Sai04] R. Saisset, “Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques.”, thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2 avril 2004.
- [Sat01] N. Sato, “Thermal behavior analysis of lithium-ion batteries for electric and hybrid vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 99, pp.70-77, 2001.
- [Shu00] A. K. Shukla, S. Sampath, K. Vijayamohanan, “Electrochemical supercapacitors: Energy storage beyond batteries”, *Current Science*, vol. 79, no 12, pp. 1656-1661, 2000.
- [Tou00] M. Tournoux, “Matériaux pour le stockage et la transformation électrochimique de l'énergie”, Institut des Matériaux de Nantes.
- [Urb09] M. Urbain, “Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs Li-Ion. Estimation en ligne de la SoC et de la SoH”, thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 4 juin 2009.
- [Val04] I. Valero Exposito, “Interfaçage et contrôle commande de piles à combustible pour applications stationnaires et transport”, thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier, 13 décembre 2004.
- [Vec05] I. Vechiu, “Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome”, thèse de Doctorat de l'Université du Havre, 15 décembre 2005.
- [Wal01] G. Walker, “Evaluating MPPT converter topologies using a Matlab PV model”, *Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol.21, no 1, pp.49-56, 2001.
- [Wol63] M. Wolf, H. Rauschenbacht, “Series resistances effects on solar cell measurements”, *Advanced Energy Conversion*, vol. 3, pp. 455-479, Pergamon Press, 1963.
- [Wu05] S. H. Wu, D. B. Kotak, M.S. Fleetwood, “An integrated system framework for fuel cell-based distributed green energy applications”, *Renewable Energy Journal*, vol. 30, pp. 1525–1540, 2005.
- [Xio04] W. Xiao, W. G. Dunford, A. Capel, “A Novel Modeling Method for Photovoltaic Cells.”, IEEE, Power Electronics Specialists conference PESC, vol. 3, pp. 1950-1956, 2004.
- [Zan08] M .Zandi, A. Payman, J. P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, “New Modeling of Solar Modules for MPPT Control.”, ELECTRIMACS Conference, Canada, 2008.
- [Zub98] L. Zubieta, R. Bonert, “Characterization of double-layercapacitors (DLCs) for power electronics applications”, IEEE, Industry Applications Society (IAS), pp. 1149-1154, 1998.

Chapitre 2

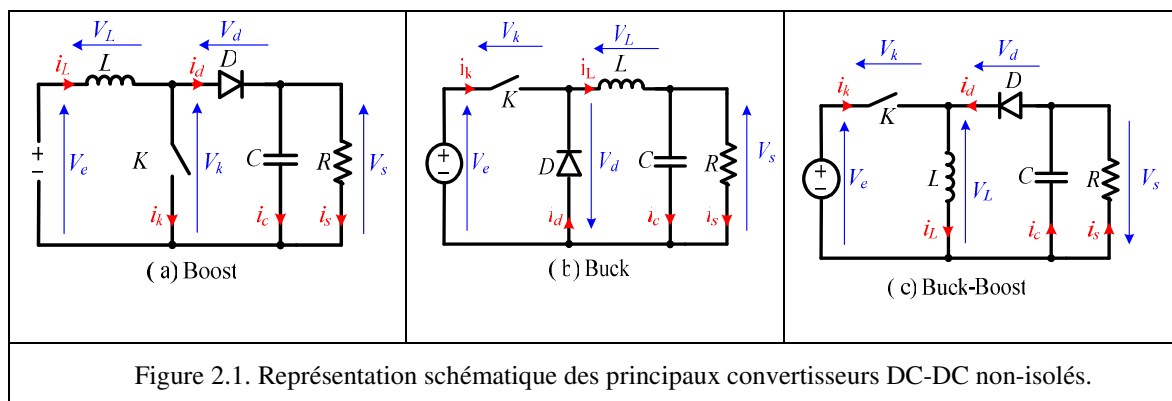
Modélisation et commande des hacheurs non isolés

2.1. Introduction

Les hacheurs (convertisseurs DC-DC) sont devenus un élément essentiel dans les équipements électroniques de puissance au cours des dernières décennies. Les convertisseurs DC-DC permettent d'obtenir une tension fixe ou variable à partir d'une tension continue quelconque. Les tensions continues de départ peuvent être par exemple la tension de sortie d'une pile à combustible, une batterie, un supercondensateur ou un système photovoltaïque. Grâce à leur rendement de plus en plus élevé, leur encombrement, leur poids et leur coût réduits, ils ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance.

Il existe essentiellement trois types de convertisseurs DC-DC non isolés : hacheur abaisseur (Buck), hacheur élévateur (Boost) et hacheur abaisseur- élévateur (Buck-Boost). Le principe d'un convertisseur élévateur est d'assurer la conversion d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue. En revanche, un convertisseur Buck fournit l'énergie d'une source de tension continue à une source de courant continu. Contrairement au Buck et au Boost, de par ses caractéristiques le convertisseur Buck-Boost permet d'obtenir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée à l'entrée dudit convertisseur. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique [Ift08, Mav07].

Les schémas électriques des convertisseurs DC-DC non-isolés Buck, Boost et Buck-Boost sont présentés sur la figure 2.1. Nous nous intéresserons essentiellement dans ce chapitre au hacheur élévateur continu non isolé (Boost).



Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement aux convertisseurs continu-continu élévateurs (Boost et ses versions dérivées) qui sont souvent utilisés pour contrôler la sortie des sources d'énergies continues dans les systèmes hybrides électriques. Au début de ce chapitre, après l'étude des modes de fonctionnement du hacheur élévateur, nous expliquons brièvement ses différents modèles (modèle idéal et modèle avec éléments parasites) et les méthodes de contrôles (linéaire et non-linéaire) usuelles associées à ce convertisseur. Par la suite, nous présentons le concept de platitude appliqué à la commande des convertisseurs statiques et soulignons ses principaux apports par rapport aux stratégies classiques de commande.

2.2. Modes de fonctionnement du hacheur élévateur (modes MCC et MCD)

Les convertisseurs Boost sont souvent utilisés pour des applications de faible puissance comme les dispositifs d'éclairage portatifs. Ils peuvent aussi délivrer des tensions plus élevées pour les applications de fortes puissances. Spécifiquement, un hacheur élévateur (Boost) comme tous les convertisseurs continu/continu, peut fonctionner suivant deux modes : le mode de conduction continue (mode MCC) et le mode de conduction discontinue (mode MCD). Dans un mode MCC, le courant traversant l'inductance (i_L) ne s'annule jamais. Et dans un mode MCD, le courant i_L est nul durant une partie de la période de découpage. En mode MCC, l'asservissement de la tension de sortie du hacheur s'effectue souvent en utilisant une architecture de commande munie d'une boucle interne permettant de contrôler le courant dans l'élément inductif, critère important notamment pour les applications de fortes puissances. En revanche, en mode MCD, mode souvent associé à la petite puissance, le contrôle de la tension utilise en général, une seule boucle d'asservissement, la variable de commande étant alors le rapport cyclique [Ift08, Hel06, Bre07, Enr07, Jai07].

2.2.1. Analyse du fonctionnement du hacheur élévateur en MCC et MCD sans éléments parasites

Les formes d'ondes des courants et des tensions dans le convertisseur Boost en mode MCC et en mode MCD sont présentées sur la figure 2.3.

2.2.1.1. Mode de Conduction Continue (Mode MCC)

Lorsque l'interrupteur K (figure 2.1-a) est fermé, la tension (V_L) aux bornes de l'inductance est égale à la tension d'alimentation (V_e) et le courant dans l'inductance (i_L) augmente de façon linéaire en traversant l'interrupteur K . Lorsque l'interrupteur est ouvert, la tension aux bornes de l'inductance est égale à la tension d'alimentation moins la tension aux bornes du condensateur V_s . La tension V_L est alors négative au cours de cet intervalle (t_{off}) et l'énergie magnétique stockée dans l'inductance dans la phase précédente est transférée à l'étage de sortie via la diode D (figure 2.1-a). La tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent. En négligeant les ondulations haute fréquence dues aux découpages des semi-conducteurs, il vient alors :

$$\bar{V}_L = \frac{1}{T} [V_e \cdot dT + (V_e - V_s) \cdot (1-d)T] = 0 \quad (2-1)$$

où d est le rapport cyclique, T la période, dT la durée de conduction de l'interrupteur et $(1-d)T$ la durée pendant laquelle il est ouvert. Le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée, est déduit de la relation précédente [Bre07, Enr07, Jai07] :

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

Le rapport du courant de sortie sur le courant d'entrée est l'inverse du rapport précédent :

$$\frac{i_s}{i_L} = 1-d \quad (2-3)$$

Les relations (2-2) et (2-3) montrent que, si le convertisseur Boost est élévateur de tension, il est également abaisseur de courant (figure 2.2).

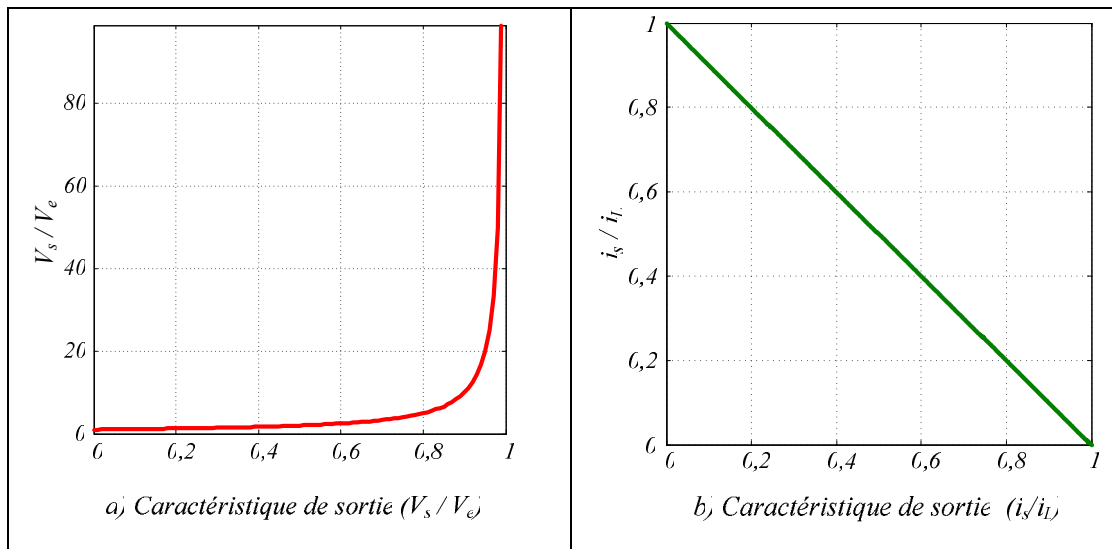


Figure 2.2. Rapport entre la sortie et l'entrée des tensions et des courants en fonction du rapport cyclique.

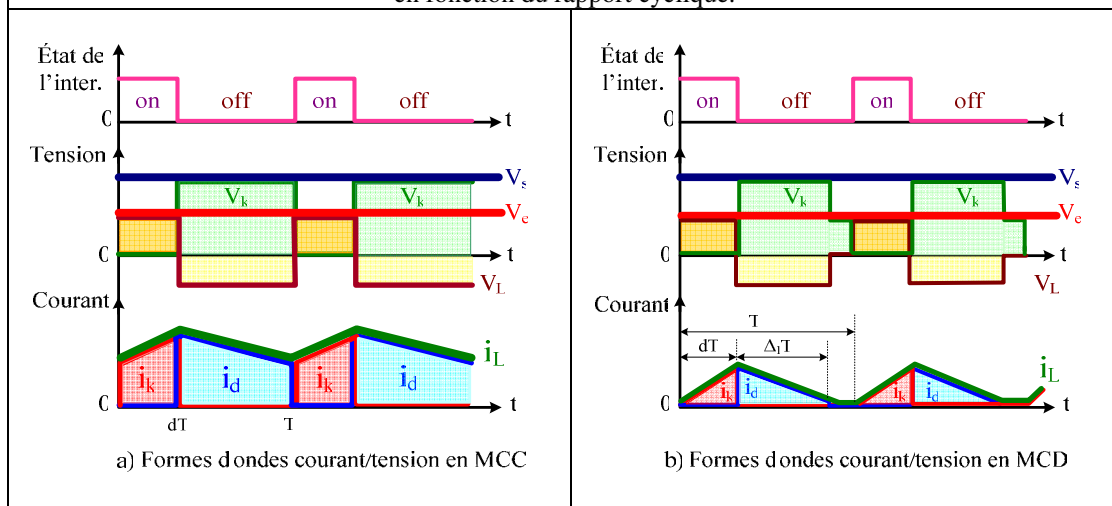


Figure 2.3. Formes d'ondes des courants et des tensions dans un convertisseur Boost en modes MCC et MCD.

2.2.1.2. Mode de Conduction Discontinue (mode MCD)

Ce mode de fonctionnement se caractérise par trois séquences de fonctionnement. Les deux premières séquences sont identiques à celles décrites pour le mode de fonctionnement continu si ce n'est que dans la seconde séquence, le courant inductif s'annule en fin de séquence (figure 2.3-b) ce qui entraîne alors le blocage de la diode. On note $\Delta_1.T$ la durée de cette séquence. Dans la troisième séquence, l'étage de sortie est déconnecté de la source et seul le condensateur de sortie fournit de l'énergie à la charge. Pour obtenir le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée, la même procédure que pour le mode MCC est suivie. La valeur moyenne de la tension (\bar{V}_L) aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent, d'où :

$$\bar{V}_L = \frac{1}{T} [V_e \cdot dT + (V_e - V_s) \Delta_1 \cdot T] = 0 \tag{2-4}$$

Le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée, en utilisant l'équation (2-4) est alors [Has08]:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(d + \Delta_1)}{\Delta_1} \quad (2-5)$$

De l'équation (2-5), on déduit le rapport cyclique de diode (Δ_1) :

$$\Delta_1 = \frac{d.V_e}{V_s - V_e} \quad (2-6)$$

Le courant moyen traversant la diode (\bar{i}_D) est donné sur la relation :

$$\bar{i}_D = \bar{i}_c + \frac{V_s}{R} = \frac{1}{T} \int_{dT}^{(d+\Delta_1)T} i_D(t) dt = \frac{1}{2} i_{L_{\max}} \cdot \Delta_1 = \frac{1}{2} \frac{V_e}{L} \cdot d \cdot T \cdot \Delta_1 \quad (2-7)$$

Comme le courant moyen \bar{i}_D , à travers le condensateur C , est égal à zéro en régime permanent (figure 2.3-a), il vient :

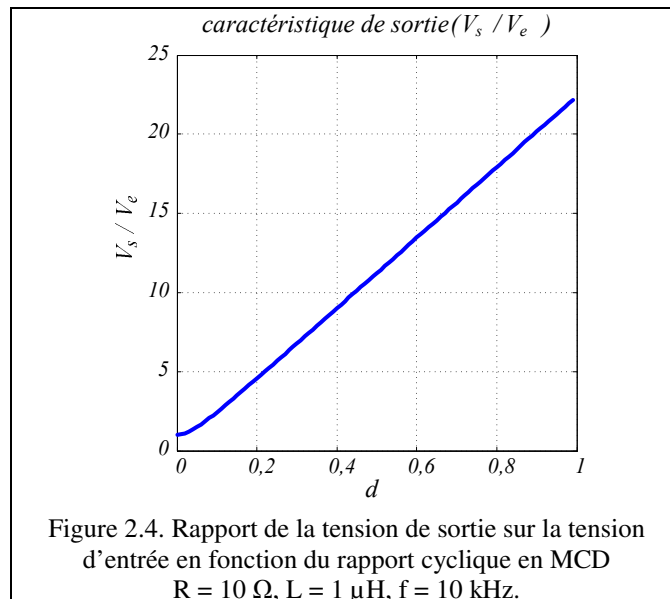
$$\bar{i}_D = \frac{V_s}{R} = \frac{1}{2} \frac{V_e}{L} \cdot d \cdot T \cdot \Delta_1 \quad (2-8)$$

On insère l'équation (2-6) dans l'équation (2-8) pour obtenir le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée en mode MCD (figure 2.4) :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{2d^2 \cdot T \cdot R}{L}}}{2} \quad (2-9)$$

De la relation (2-5), on déduit le rapport des courants :

$$\frac{i_s}{i_L} = \frac{\Delta_1}{(d + \Delta_1)} \quad (2-10)$$



En comparant les deux modes de fonctionnements du convertisseur élévateur, il est possible d'en déduire : [Jai07] :

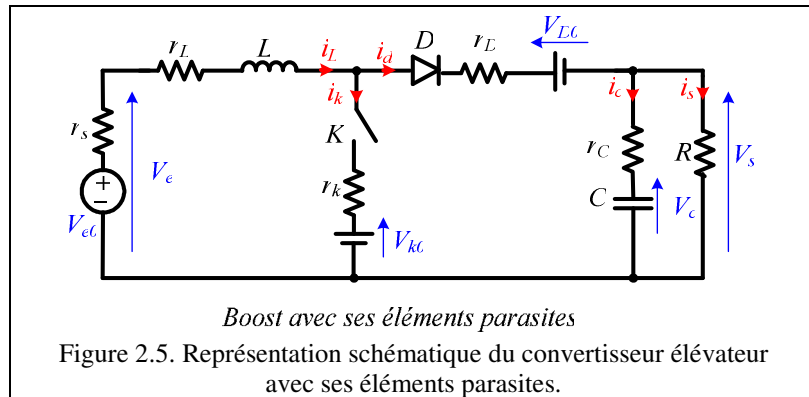
- pour la même puissance de sortie, le courant maximum est réduit en mode MCC par rapport au mode MCD ;
- pour le même rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée, l'inductance d'entrée (L) en mode MCC doit être plusieurs fois supérieure à la valeur de l'inductance en mode MCD ;
- contrairement au mode MCC, le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée pour le mode MCD ne dépend pas que du rapport cyclique de commande de l'interrupteur.

2.2.2. Modes MCC et MCD du hacheur élévateur avec éléments parasites

Dans la section précédente, les éléments parasites et donc les pertes dans le convertisseur élévateur ont été négligés. Lorsqu'on prend en compte les divers éléments parasites présents dans ce convertisseur (figure 2.5), on peut alors écrire les équations classiques qui régissent son fonctionnement :

$$\begin{cases} V_e = V_{e0} - r_s \cdot i_L = r_L \cdot i_L + L \cdot \frac{di_L}{dt} + (1-u) \cdot V_s + [u \cdot r_k + (1-u) \cdot r_D] \cdot i_L + u \cdot V_{k0} + (1-u) \cdot V_{D0} \\ C \cdot \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_s}{R} = (1-u) \cdot i_L \\ V_s = V_c + r_c \cdot i_c \end{cases} \quad (2-11)$$

où r_k et r_D sont les résistances à l'état passant des interrupteurs, V_D et V_k sont les chutes de tension à l'état passant des interrupteurs, r_L et r_c sont respectivement la résistance interne de l'inductance et du condensateur, et u représente l'état de conduction de l'interrupteur.



En régime permanent, on obtient alors :

$$V_s = \frac{V_e - d \cdot V_{k0} - (1-d) \cdot V_{D0}}{(1-d) + \frac{r_L + d \cdot r_k + (1-d) \cdot r_D}{(1-d) \cdot R}} = (1-d) \cdot R \cdot I \quad (2-12)$$

où d est le rapport cyclique, valeur moyenne de la variable u .

Il est possible de déduire de cette dernière relation, l'expression du courant moyen inductif en régime permanent :

$$I = \frac{V_e - d \cdot V_{k0} - (1-D) \cdot V_{D0}}{R(1-D)^2 + r_L + d \cdot r_k + (1-D) \cdot r_D} \quad (2-13)$$

On peut alors calculer la tension de sortie V_s en fonction des paramètres de la source et du hacheur puis recalculer l'expression de la tension de sortie du hacheur [Lac05] :

$$V_s = \frac{(1-D) \cdot R \cdot [V_{e0} - D \cdot V_{k0} - (1-D) \cdot V_{D0}]}{r_s + r_L + D \cdot r_k + (1-D) \cdot r_D + (1-D)^2 \cdot R} \quad (2-14)$$

Le rapport entre la tension de sortie et la tension délivrée par la pile s'exprime par :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(1-D) \cdot R \cdot [V_{e0} - d \cdot V_{k0} - (1-D) \cdot V_{D0}]}{V_{e0} \cdot [r_L + D \cdot r_k + (1-D) \cdot r_D + (1-D)^2 \cdot R] + r_s \cdot [d \cdot V_{k0} + (1-D) \cdot V_{D0}]} \quad (2-15)$$

Le tracé de ce rapport en fonction du rapport cyclique est présenté sur la figure 2.6. Ce rapport admet un optimum pour une valeur de rapport cyclique qui peut s'exprimer (lorsqu'on suppose nulles les chutes de tension V_{D0} et V_{k0}) par :

$$d_{\max} = 1 - \sqrt{\frac{r_s + r_L + r_k}{R}} \quad (2-16)$$

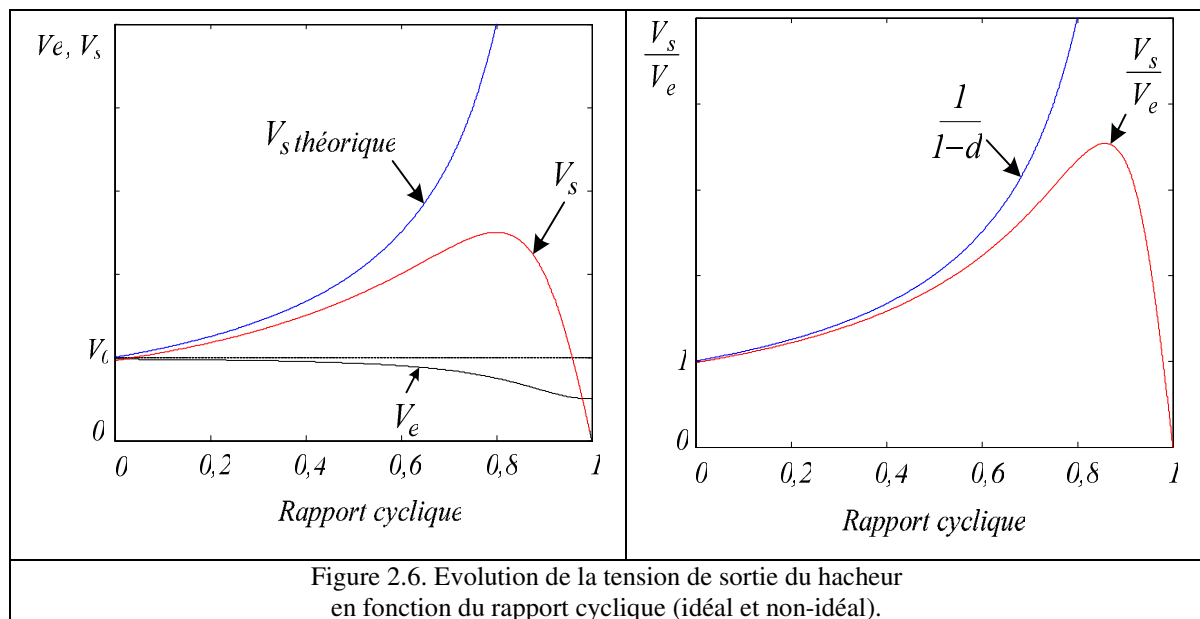


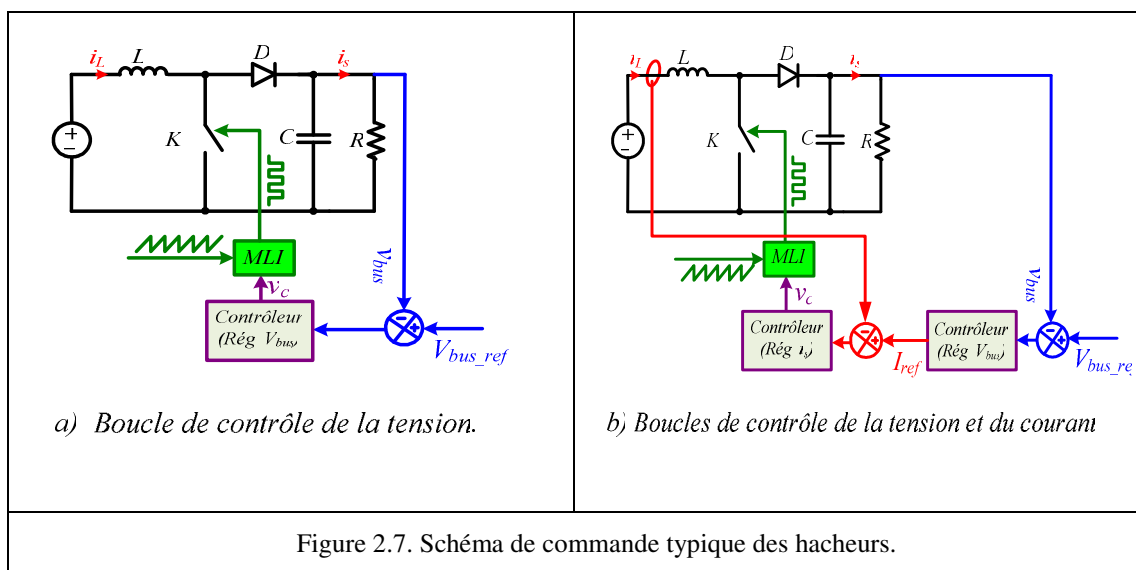
Figure 2.6. Evolution de la tension de sortie du hacheur en fonction du rapport cyclique (idéal et non-idéal).

2.3. Commande du hacheur

2.3.1. Boucles de contrôle de la tension et du courant

Normalement, les sources d'énergies électriques (SEE) se doivent d'être bien contrôlées par les convertisseurs via l'asservissement de leur courant ou de leur tension de sortie. Dans un système hybride électrique composé de SEE continues, les hacheurs (connectés aux bornes des SEE) contrôlent la puissance et la tension de sortie.

Un convertisseur DC-DC doit maintenir la tension continue de sortie quelle que soit la charge et la tension d'entrée, et ceci même si les caractéristiques des composants du convertisseur évoluent avec le temps. Pour stabiliser cette tension de sortie, il existe deux stratégies de commande. La première est constituée d'une boucle de contrôle de la tension (BCT) et la seconde de deux boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC), figure 2.7 [Exp04].



2.3.1.1. Boucle de contrôle de la tension (BCT)

La boucle de contrôle de la tension (BCT) est le système de contrôle le plus utilisé et le plus simple. La BCT suit les variations de tension de sortie et ajuste le rapport cyclique. En conséquence, le système de contrôle génère le rapport cyclique du signal de commande de l'interrupteur en regardant la différence entre la tension de sortie et sa consigne (figure 2.7-a).

Le principal inconvénient de la BCT est le fait que, tout changement dans le SEE ou la charge est perçu après un changement de la tension de sortie et est compensé par la boucle de tension. Il y a alors un retard inévitable lors de perturbations en régime transitoire qui se traduisent souvent par des surintensités importantes dans le hacheur. Cet inconvénient interdit l'usage pour les applications de fortes puissances où la maîtrise du courant inductif est obligatoire.

2.3.1.2. Boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC)

L'asservissement à boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) est un système de contrôle muni d'une boucle externe lente et d'une boucle interne rapide comme le montre la figure 2.7-b. La boucle de tension (boucle externe) fournit la référence à la boucle de

courant (boucle interne). L'utilisation d'une boucle de contrôle du courant permet de parfaitement maîtriser la référence de courant et donc le courant même pendant les phases transitoires (sous réserve d'utiliser un régulateur de courant à haute performance dynamique). Ce mode de contrôle est généralement utilisé en moyenne et forte puissances et est donc souvent associé à un mode de conduction continue du hacheur [Kel04, Exp04, Gen04, Iu03, Lou07, Tan07].

2.3.2. Contrôle des convertisseurs DC/DC

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dite MLI utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (glissant, entrée/sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue. Cette sortie est alors comparée à un signal porteur ; on obtient alors les ordres de commutations des interrupteurs (figure 2.7). La fréquence du signal porteur fixe la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sorties des régulateurs évoluent lentement sur une période du signal porteur. Cette technique, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure, des propriétés dynamiques limitées [Sha07, Gen04].

2.3.2.1. Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC

En général, la façon la plus répandue pour commander des convertisseurs DC-DC est d'utiliser des correcteurs linéaires (PI ou PID). Ces contrôleurs sont conçus en utilisant un modèle petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées [Gen04] (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques insuffisantes...).

2.3.2.2. Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC

➤ *Technique des modes glissants :*

La technique par mode de glissement (TMG) est un mécanisme de contrôle non-linéaire largement utilisé dans les convertisseurs de puissance de par ses propriétés de stabilité, de robustesse, et de bande passante élevée. Son principal inconvénient est de générer des signaux de commande à fréquence variable. Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état du système considéré vers une surface de commutation où une logique de commutation adaptée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence vers le point d'équilibre situé sur cette surface [Spi97, Kim02, Tan05, Tan06, Liu07].

➤ *Linéarisation entrée/sortie :*

C'est une technique qui utilise une transformation en boucle ouverte permettant d'exprimer les variables de sortie du système en fonction des grandeurs d'entrée. Le système obtenu après la transformation entrée/sortie, est un système linéaire découplé à m entrées possédant tous ses pôles à l'origine. Cette technique a pour principal intérêt (en plus de la linéarité) de complètement découpler le système à contrôler et donc de faciliter la conception de sa commande. Cette méthode possède un certain nombre d'inconvénients qui limitent son champ d'application. Elle n'est applicable qu'aux systèmes dynamiques ne possédant pas de zéro dynamique instable et reste très sensible aux variations paramétriques. Pour assurer un bon

contrôle du système obtenu après linéarisation entrée/sortie, il est donc nécessaire d'utiliser des contrôles robustes vis-à-vis des variations paramétriques comme le contrôle à structures variables ou la commande par mode de glissement [Bev99, Liu07].

2.4. Commande par platitude

Le comportement d'un convertisseur élévateur idéal fonctionnant en mode MCC, présenté sur la figure 2.3-a, peut être expliqué par un ensemble d'équations différentielles où la tension de sortie (v_s) et le courant d'inductance (i_L) sont variables d'états. Si on néglige dans un premier temps les éléments parasites du hacheur, il vient alors :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_e - (1-u)v_s] \\ \frac{dv_s}{dt} = \frac{1}{C} [(1-u)i_L - \frac{v_s}{R}] \end{cases} \quad (u \in \{0,1\}) \quad (2-17)$$

où u représente la commande de l'interrupteur. Considérons l'énergie totale stockée dans le convertisseur élévateur comme variable de sortie :

$$y = \frac{1}{2} (Li_L^2 + Cv_s^2) \quad (2-18)$$

La dérivée de l'énergie totale stockée (y) dans le convertisseur élévateur s'écrit:

$$\dot{y} = Li_L \dot{i}_L + Cv_s \dot{v}_s = V_e \dot{i}_L - \frac{v_s^2}{R} \quad (2-19)$$

Les variables d'état du système (i_L et v_s dans le cas du hacheur parallèle) peuvent être calculées par les équations (2-17), (2-18) et (2-19) en fonction de y et sa dérivée :

$$\begin{cases} i_L = \varphi_i(y, \dot{y}) = \sqrt{\frac{R^2 C^2 V_e^2}{4L^2} + \frac{RC}{L} \dot{y} + \frac{2}{L} y - \frac{RCV_e}{2L}} \\ v_s = \varphi_v(y, \dot{y}) = \sqrt{RV_e \varphi_i(y, \dot{y}) - R\dot{y}} \end{cases} \quad (2-20)$$

La valeur moyenne d du terme u de l'équation (2-17) va être obtenue par la variable de sortie (y), ses dérivées première et seconde (\dot{y}, \ddot{y}) et les variables d'états du convertisseur élévateur (φ_i, φ_v):

$$d = \varphi_d(y, \dot{y}, \ddot{y}) = 1 - \frac{R^2 CV_e^2 + 2L\varphi_v^2(y, \dot{y}) - LR^2 C\ddot{y}}{R\varphi_i(y, \dot{y})(2L\varphi_i(y, \dot{y}) + RCV_e)} \quad (2-21)$$

On voit donc que les variables d'état ont pu s'exprimer en fonction de la sortie considérée et de sa dérivée. De même, la grandeur de commande s'exprime en fonction de la sortie plate et de ses dérivées première et seconde uniquement. Un tel système peut donc être considéré comme plat au sens de la définition donnée ci-dessous :

Définition : un système d'équation $\dot{x} = f(x, u)$, $x \in R^n$ à m entrées ($u \in R^m$) est dit plat si et seulement si il existe une sortie plate y de dimension m , deux entiers r et s et des applications: $\phi: R^n \times (R^m)^{s+1} \rightarrow R^m$ de rang m dans un ouvert convenable, $\varphi: (R^m)^{r+1} \rightarrow R^m$ et

$\psi : (R^m)^{r+2} \rightarrow R^m$ de rang n et m , respectivement, dans un ouvert convenable, tel qu'on puisse écrire [Fli92, Fli94, Mar03, Osm08, Pay07, Tre04] :

$$\begin{cases} y = (y_1, y_2, \dots, y_m) = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}) \\ x = \phi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) \\ u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) \end{cases} \quad (2-22)$$

Cela revient à dire que nous avons résumé tout le comportement dynamique du système par le comportement de sa sortie plate et de ses dérivées successives. Le principal avantage d'utiliser une sortie plate plutôt que les sorties conventionnelles d'un système réside dans le fait que l'évolution de la trajectoire d'état et des grandeurs de commande est parfaitement connue et ceci même en régime transitoire (relations 2-20 et 2-21 dans le cas du Boost) à condition toutefois que la trajectoire de la sortie plate soit maîtrisée. Si le système est parfaitement connu, le choix d'une trajectoire pour la sortie plate suffit à générer la commande (via la relation 2-21 dans le cas du Boost). Le système est alors contrôlé en boucle ouverte.

Ce cas n'étant pas réaliste, la prise en compte des éléments parasites du système ou des erreurs de modélisation conduit souvent dans la pratique, à asservir la trajectoire de la sortie plate à sa référence. Une technique majoritairement employée utilise une propriété remarquable des systèmes plats donnée ci-dessous :

Propriété : Tout système plat est linéarisable par bouclage dynamique endogène. Inversement, tout système linéarisable par bouclage dynamique endogène est plat. En outre, si le système admet une représentation d'état de dimension n à m entrées, il existe des entiers r_1, \dots, r_m avec $\sum_{i=1}^m r_i \geq n$ tels que x et u sont donnés par :

$$\begin{cases} x = \phi(y_1, \dot{y}_1, \dots, y_1^{(r_1)}, \dots, y_m, \dot{y}_m, \dots, y_m^{(r_m)}) \\ u = \psi(y_1, \dot{y}_1, \dots, y_1^{(r_1+1)}, \dots, y_m, \dot{y}_m, \dots, y_m^{(r_m+1)}) \end{cases} \quad (2-23)$$

et tel que le système bouclé soit difféomorphe au système linéaire commandable sous forme canonique :

$$\begin{cases} y_1^{(r_1+1)} = v_1 \\ \vdots \\ y_m^{(r_m+1)} = v_m \end{cases} \quad (2-24)$$

Le vecteur commande $v = [v_1 \dots v_m]^t$ du système linéarisé (2-24) est en général synthétisé en imposant une loi comportementale de la forme :

$$v_i = y_{refi}^{(r_i+1)} + \sum_{j=0}^{r_i} k_{ij} \cdot (y_{refi}^{(j)} - y_i^{(j)}) \quad (2-25)$$

où les coefficients k_{ij} sont choisis de manière à ce que les m polynômes $P(s) = s^{r_i+1} + \sum_{j=0}^{r_i} k_{ij} \cdot s^j$ aient leurs pôles à partie réelle négative, $i=1, \dots, m$. Alors $e_i = y_{refi} - y_i$ converge exponentiellement vers 0.

En appliquant cette technique au convertisseur Boost considéré, on obtient alors :

$$\begin{aligned} \ddot{y} = v &= \ddot{y}_{ref} + k_d \cdot (\dot{y}_{ref} - \dot{y}) + k_p \cdot (y_{ref} - y) + k_i \cdot \int_0^t (y_{ref} - y) d\tau \\ \Leftrightarrow 0 &= (\ddot{y} - \ddot{y}_{ref}) + k_d \cdot (\dot{y} - \dot{y}_{ref}) + k_p \cdot (y - y_{ref}) + k_i \cdot \int_0^t (y_{ref} - y) d\tau \end{aligned} \quad (2-26)$$

Le choix des coefficients k_i , k_d et k_p s'effectue en étudiant les racines de l'équation caractéristique:

$$s^3 + k_d s^2 + k_p s + k_i = 0 \quad (2-27)$$

qui s'écrivent :

$$\begin{cases} k_d = 2\xi\omega_n - p_3 \\ k_p = \omega_n^2 - 2\xi\omega_n p_3 \\ k_i = -\omega_n^2 p_3 \end{cases} \quad (2-28)$$

où ξ , ω_n et p_3 représentent respectivement l'amortissement et la pulsation de deux des pôles du système et p_3 la valeur réelle du troisième pôle. Il existe bien évidemment d'autres techniques d'asservissement de la trajectoire à sa référence qui peuvent ou non utiliser la technique de linéarisation (commande robuste, commande par mode de glissement, retour d'état, commande prédictive...).

Une fois établie la commande permettant d'asservir la trajectoire à sa référence, ne reste plus qu'à établir cette trajectoire de référence, étape souvent appelée étape de planification de trajectoire. Cette étape permet de faire évoluer le système vers le point de fonctionnement désiré. Elle nécessite une bonne connaissance du système qui conduit souvent le concepteur à implanter des estimateurs de paramètres (résistances internes, de charge, valeur d'inductance...) ou des observateurs dans le cas de variables d'état non mesurables [Gen04], [Gen06]. Une structure conventionnelle de commande utilisant le principe de platitude pour un convertisseur Boost fonctionnant en MCC est présentée sur la figure 2.8. Sur cette figure un estimateur de paramètres est utilisé de manière à établir les trajectoires de référence. Son fonctionnement et son intérêt sont expliqués dans la suite de ce chapitre.

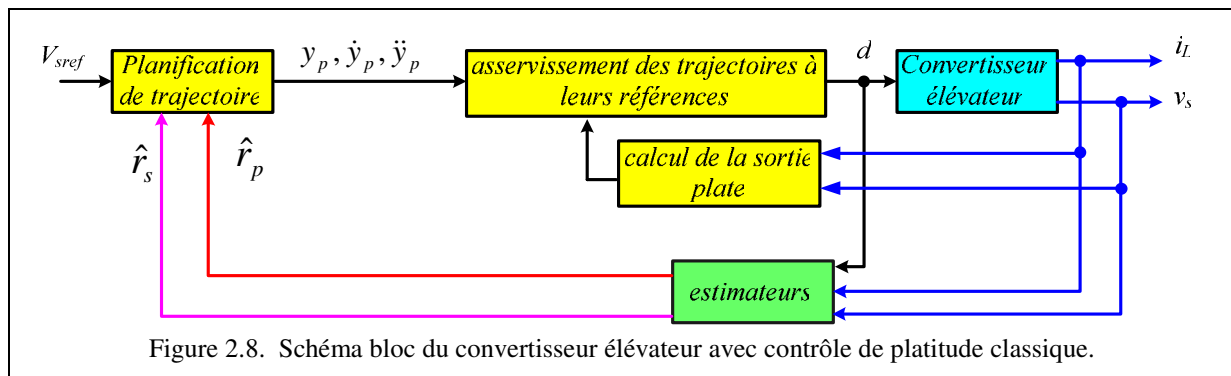


Figure 2.8. Schéma bloc du convertisseur élévateur avec contrôle de platitude classique.

2.4.1. Planification de trajectoire, cas du convertisseur Boost

Des trajectoires de type polynomial sont souvent utilisées pour amener la sortie plate de référence d'un état initial y_{init} à un état final y_{fin} en un temps fini T_p [Pay08]. Le degré de ce polynôme dépend du degré relatif du système. Dans le cas du Boost, nous devons contrôler la valeur de la sortie plate de référence et de ses dérivées première et seconde à l'instant initial et final ce qui donne un polynôme de degré 5. D'un point de vue pratique, il est préférable d'envisager des trajectoires dites « arrêt-arrêt » pour lesquelles les dérivées première et seconde sont supposées nulles au départ et à l'arrivée. Cette technique permet de minimiser le temps de calcul dans la phase de planification. On part en fait d'un point d'équilibre du système et on suppose qu'on atteint le point d'équilibre suivant à l'instant T_p . En résumé pour l'étape de planification, il est nécessaire d'assurer les contraintes suivantes :

- La transition entre deux points d'équilibres ;
- La prise en compte des contraintes (rapport cyclique borné entre 0 et d_{max} (valeur approximative définie en 2-13), valeur du courant limitée à I_{max} dans l'inductance).

L'objectif à atteindre et la trajectoire s'écrivent :

$$\begin{cases} y_{ref} = \frac{1}{2} C V_{sref}^2 + \frac{1}{2} L I_{ref}^2 = 0.5 \left(C V_{sref}^2 + L \left(\frac{V_{sref}^2}{R V_e} \right)^2 \right) \\ y_p(t) = \sum_{j=0}^k a_j (t - t_i)^j \end{cases} \quad (2-29)$$

où R et V_{sref} sont respectivement la résistance de charge et la tension de sortie de référence du convertisseur élévateur. Une planification de trajectoire sous contrainte en ligne requiert une estimation de la charge ou une mesure du courant de charge. La trajectoire polynomiale $y_p(t)$ d'ordre cinq utilisée, valide dans l'intervalle $[t_i, t_i + T_p]$, est donnée par l'expression :

$$y_p(t) = a_0 + a_1(t - t_i) + a_2(t - t_i)^2 + a_3(t - t_i)^3 + a_4(t - t_i)^4 + a_5(t - t_i)^5 \quad (2-30)$$

En supposant qu'avant l'instant initial, le convertisseur n'était pas commandé (rapport cyclique nulle), les énergies initiale et finale du système s'écrivent :

$$\begin{cases} y_{ref} = y_{fin} = \frac{1}{2} (L I_{ref}^2 + C V_{sref}^2) \\ y_{init} = \frac{1}{2} (L (V_e / R)^2 + C V_e^2) = \frac{1}{2} V_e^2 ((L / R^2) + C) \end{cases} \quad (2-31)$$

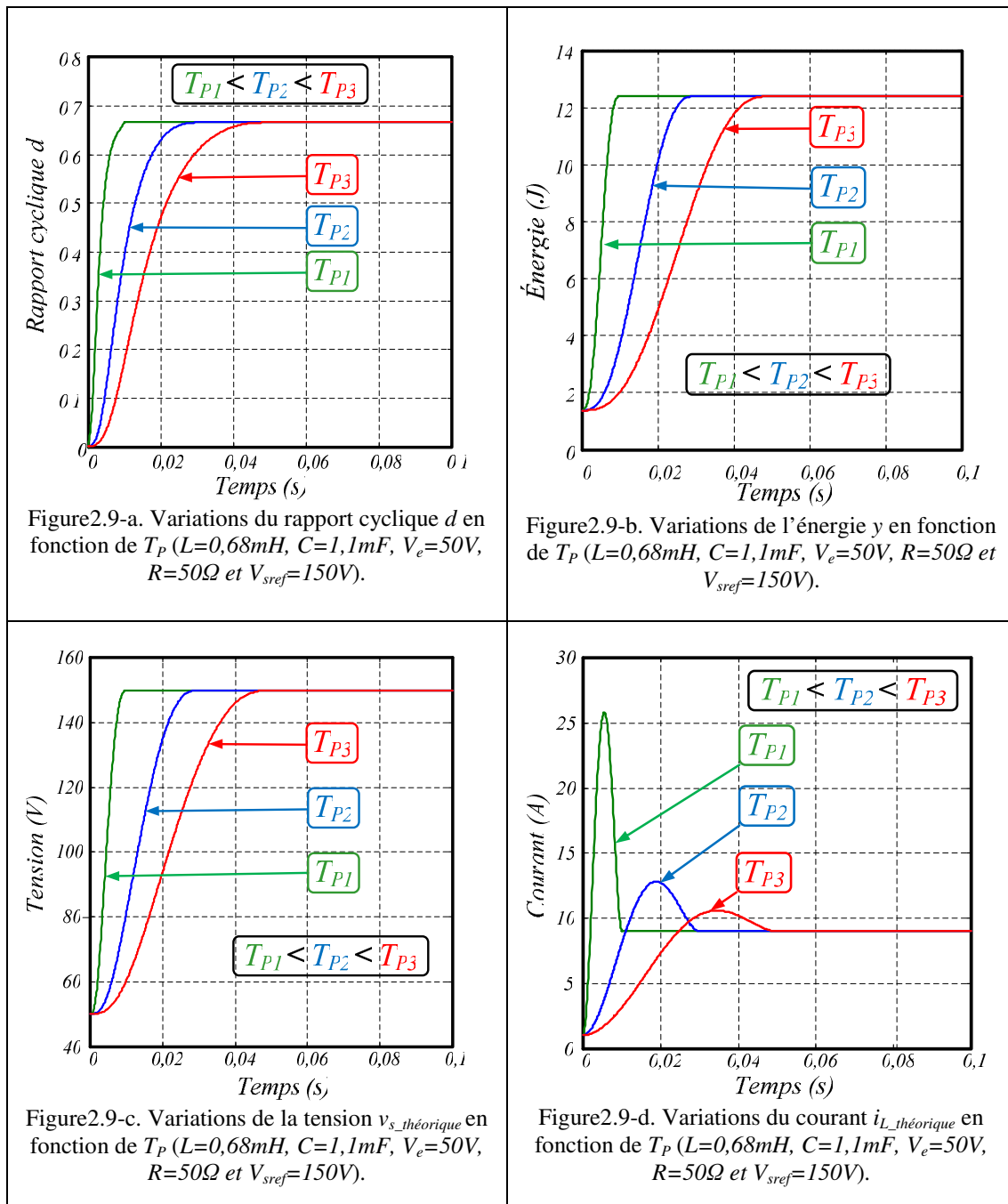
En imposant les conditions initiales et finales sur la sortie plate et ses dérivées, il vient :

$$\begin{cases} y_p(0) = y_{init} \\ \dot{y}_p(0) = 0 \\ \ddot{y}_p(0) = 0 \\ y_p(T_p) = y_{fin} \\ \dot{y}_p(T_p) = 0 \\ \ddot{y}_p(T_p) = 0 \end{cases} \quad (2-32)$$

Ces dernières relations nous permettent de calculer les valeurs des coefficients a_i ($0 \leq i \leq 5$) valide sur la fenêtre temporelle $[t_i, t_i + T_p]$:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = -\frac{-6t_i^5 \cdot y_{fin} + 15t_i^4 \cdot T_p \cdot y_{fin} - 10t_i^3 \cdot T_p^2 \cdot y_{fin} + 6t_i^5 \cdot y_{init} - 15t_i^4 \cdot T_p \cdot y_{init} + 10t_i^3 \cdot T_p^2 \cdot y_{init} - T_p^5 \cdot y_{init}}{T_p^5} \\ a_1 = \frac{30(t_i^4 \cdot y_{fin} - 2t_i^3 \cdot T_p \cdot y_{fin} + t_i^2 \cdot T_p^2 \cdot y_{fin} - t_i^4 \cdot y_{init} + 2t_i^3 \cdot T_p \cdot y_{init} - t_i^2 \cdot T_p^2 \cdot y_{init})}{T_p^5} \\ a_2 = \frac{30(2t_i^3 \cdot y_{fin} - 3t_i^2 \cdot T_p \cdot y_{fin} + t_i \cdot T_p^2 \cdot y_{fin} - 2t_i^3 \cdot y_{init} + 3t_i^2 \cdot T_p \cdot y_{init} - t_i \cdot T_p^2 \cdot y_{init})}{T_p^5} \\ a_3 = \frac{10(6t_i^2 \cdot y_{fin} - 6t_i \cdot T_p \cdot y_{fin} + T_p^2 \cdot y_{fin} - 6t_i^2 \cdot y_{init} + 6t_i \cdot T_p \cdot y_{init} - T_p^2 \cdot y_{init})}{T_p^5} \\ a_4 = -\frac{15(-2t_i + T_p)(y_{fin} - y_{init})}{T_p^5} \\ a_5 = \frac{6(y_{fin} - y_{init})}{T_p^5} \end{array} \right. \quad (2-33)$$

La prise en compte des contraintes s'effectue en recalculant à l'aide des expressions (2-20), (2-21) et (2-30), les valeurs maximales de courant et de rapport cyclique et en modifiant en conséquence les paramètres utilisés dans l'étape de planification (le plus simple étant ici de modifier si nécessaire la durée T_p de la fenêtre temporelle). Un tracé des formes d'onde théoriques du rapport cyclique, du courant inductif, de l'énergie totale stockée et de la tension de sortie du montage est présenté sur la figure 2.9 pour trois valeurs du paramètre T_p ($T_{p1}=20$ ms, $T_{p2}=60$ ms, $T_{p3}=100$ ms). Comme le montre ces courbes, pour ce jeu de paramètres du système, la valeur du coefficient T_p influe principalement sur la valeur maximale du courant inductif en régime transitoire. Ce résultat est normal puisque la résistance série de l'inductance est faible et que les chutes de tensions notamment en régime transitoire ne modifient que très peu la valeur du rapport cyclique.

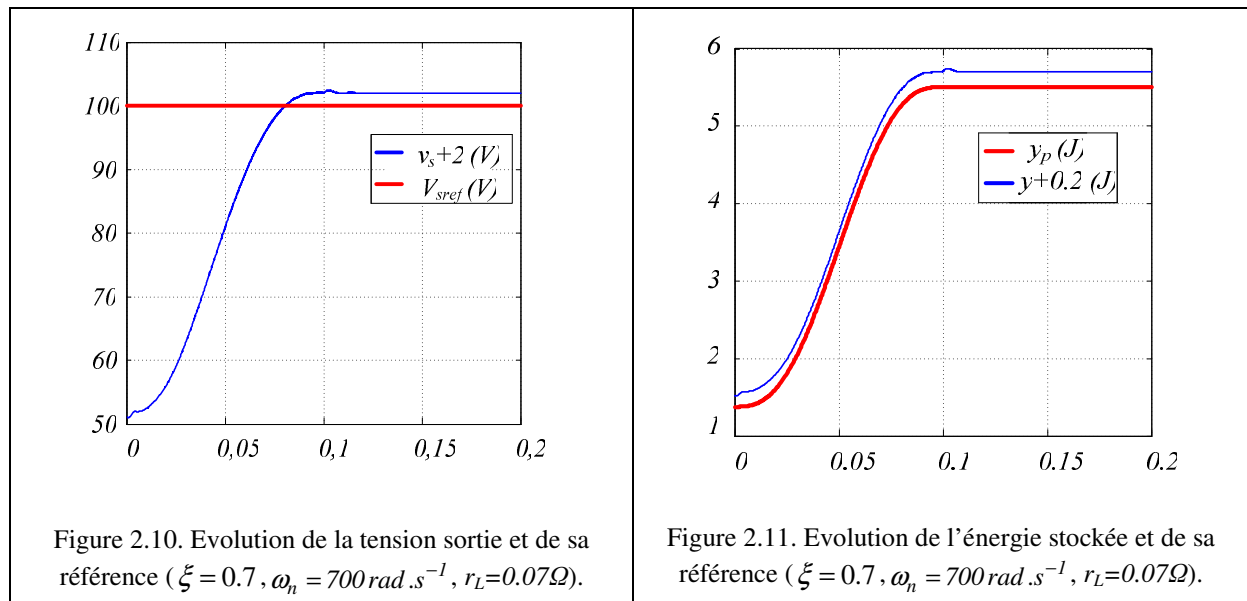


2.4.2. Résultats de simulation avec un convertisseur élévateur idéal

Nous allons dans un premier temps évaluer les performances de cette commande par simulation sur un convertisseur Boost idéal. On suppose donc les paramètres du système parfaitement connus, les interrupteurs parfaits et qu'il n'y a pas de pertes dans la structure de conversion. La loi de commande utilisée pour asservir la sortie plate à sa référence est donnée en (2-20). Les valeurs des paramètres du système et de sa commande sont les suivants :

$\xi = 0,7$	$\omega_n = 700 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	$p_3 = -980$	$V_e = 50 \text{ V}$	$V_{sref} = 100 \text{ V}$
$L = 0,68 \text{ mH}$	$C = 1100 \text{ mF}$	$R = 50 \Omega$	$F_s = 10 \text{ kHz}$	$T_p = 0,1 \text{ s}$

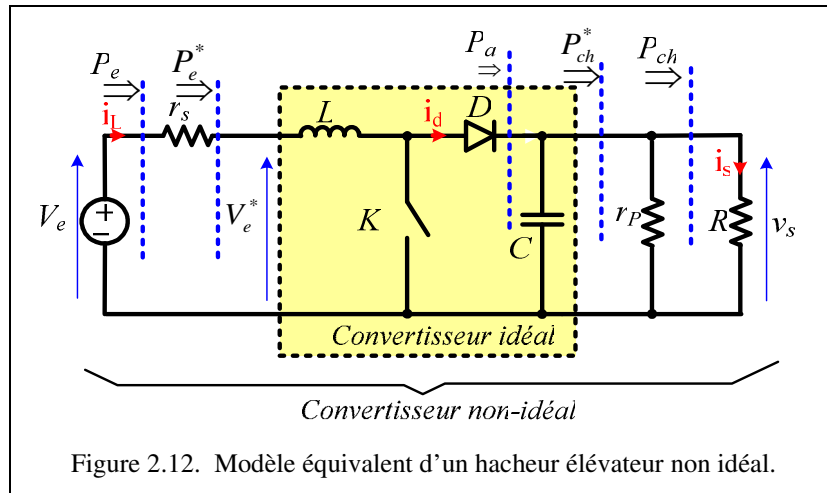
Comme le montrent les figures 2.10 et 2.11, dans ce cas la trajectoire suivie par la sortie plate suit parfaitement sa trajectoire de référence qui atteint son objectif final après la durée finie T_p . La tension évolue bien de la tension initiale V_e jusqu'à sa référence V_{sref} de 100V.



2.4.3. Modélisation d'un hacheur élévateur non idéal

Comme nous l'avons dit précédemment, lorsque le convertisseur n'est plus idéal, ou qu'il possède des paramètres variables dans le temps, il est alors nécessaire d'introduire des estimateurs en ligne pour suivre l'évolution de certains paramètres importants comme l'inductance ou la résistance de charge ou bien des observateurs d'états pour les variables non mesurables. Ces méthodes sont largement répandues dans la littérature et ne font pas l'objet des études présentées dans ce travail [Gen06, Gen04, Pay08].

Nous nous sommes intéressés essentiellement à la modélisation des pertes dans les convertisseurs statiques, connaissance indispensable pour passer l'étape de planification de trajectoire, les boucles d'asservissement étant supposées suffisamment robustes pour rejeter les perturbations dues aux variations des valeurs de paramètres. Il a été montré au laboratoire dans les travaux de A. Shahin [Sha10] que l'ensemble des pertes d'un convertisseur fonctionnant en mode de conduction continue (pertes fer et courant de Foucault dans les éléments magnétiques, pertes résistives, pertes en conduction et commutations dans les interrupteurs de puissance) pouvaient être modélisées à plus de 90% par deux résistances non linéaires, l'une en série notée r_s et l'autre en parallèle notée r_p . Un schéma équivalent d'un hacheur non idéal est présenté sur la figure 2.12.



Il est alors possible de modéliser un convertisseur non idéal à l'aide d'un convertisseur idéal dont l'alimentation et la charge vont être modifiées pour prendre en compte les pertes dans la structure de conversion. Notamment il est possible de concevoir la commande du hacheur en réutilisant les résultats obtenus en 2-21 avec l'approche plate pour un hacheur idéal en modifiant l'expression de la tension d'entrée, de la résistance équivalente de charge et en modifiant le calcul de la référence de courant utilisé pour la planification de trajectoire en (2-31) :

$$V_e \rightarrow V_e^* = V_e - r_s \cdot i_L \quad (2-34)$$

$$R \rightarrow R^* = \frac{R \cdot r_p}{R + r_p} \quad (2-35)$$

Le courant de référence doit prendre en compte les pertes dans la structure de puissance. Il faut alors poser pour i_{ref} :

$$I_{ref} = \frac{V_e}{2 \cdot r_s} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{R^*}{\frac{V_e^2}{4 \cdot r_s}}} \right) \quad (2-36)$$

Le rapport cyclique du hacheur est alors calculé en réutilisant une relation similaire à (2-21) :

$$d = 1 - \frac{R^* C V_e^{*2} + 2L v_s^2 - L R^* C v}{R^* v_s (2L i_L + R C V_e^*)} \quad (2-37)$$

où v est donné par (2-26).

2.4.4. Estimation des résistances r_s et r_p

Les deux résistances utilisées pour réaliser la commande plate du hacheur sont deux résistances non linéaires dont les valeurs évoluent en fonction de la température ou du point de fonctionnement. Il est donc impératif de suivre en ligne leur évolution de manière à assurer un bon contrôle de la tension de sortie du hacheur. Les notations introduites par la suite sont précisées sur la figure 2.13.

Nous faisons l’hypothèse que la dynamique d’asservissement de l’énergie à sa référence est bien plus rapide que les dynamiques d’observations. Les équations différentielles régissant le fonctionnement des estimateurs paramétriques des deux résistances r_s et r_p sont présentées ci-dessous où \hat{r}_s et \hat{r}_p représentent respectivement les valeurs estimées de r_s et r_p :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{r}_p}{dt} = \alpha_p (\hat{i}_d - i_d) \frac{\hat{r}_p^2}{v_s}, \\ \frac{d\hat{r}_s}{dt} = \alpha_s (\hat{P}_a - P_a) \hat{r}_s \cdot \text{sign}(P_e) \left(\frac{V_e}{P_e}\right)^2, P_e = P_{ref} \quad \forall t \end{cases} \quad (2-38)$$

avec :

$$\begin{cases} P_a = (1 - d) \cdot v_s \cdot i_L \\ \hat{P}_a = P_e - \hat{r}_s \left(\frac{P_e}{V_e}\right)^2 \cdot \text{sign}(P_e) \\ i_d = (1 - d) i_L \\ \hat{i}_d = i_{ch} + \frac{v_s^2}{\hat{r}_p} \end{cases} \quad (2-39)$$

P_{ref} : référence de puissance d'entrée (W).

\hat{P}_a : puissance estimée fournie au filtre de sortie (W).

v_s : tension de sortie (V).

i_d : courant de diode (A).

\hat{i}_d : estimation du courant de diode (A).

α_s et α_p : coefficients strictement positifs.

On montre (voir travaux de A. Shahin [Sha10]) que l’erreur d’observation converge asymptotiquement vers 0. La figure 2.13 montre le schéma bloc de l’algorithme proposé et mis en œuvre via une plateforme temps réel Matlab / Simulink / dSPACE.

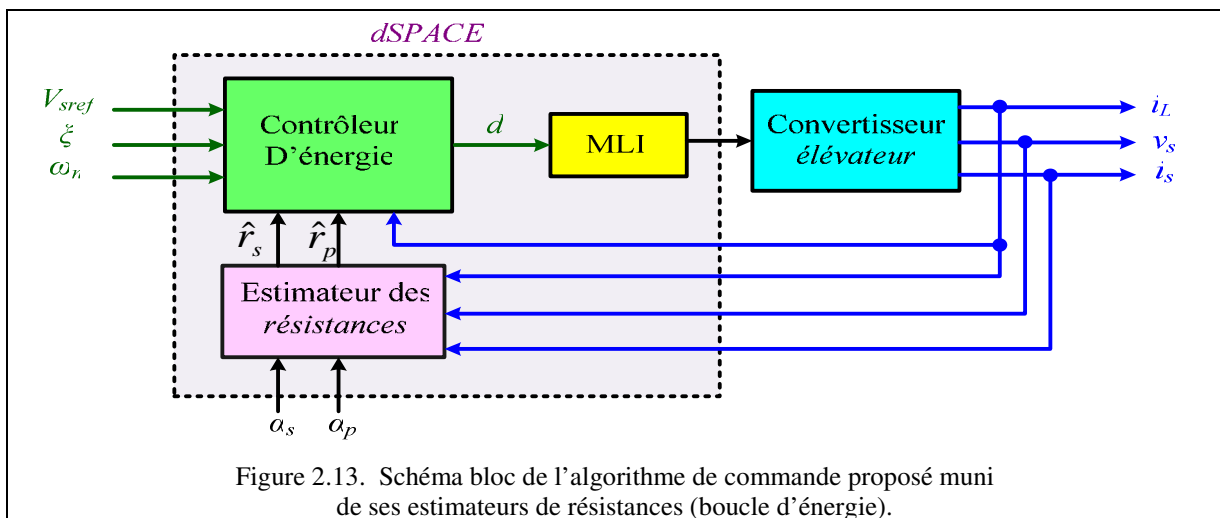


Figure 2.13. Schéma bloc de l’algorithme de commande proposé muni de ses estimateurs de résistances (boucle d’énergie).

2.5. Résultats de simulation et expérimentaux

Afin de tester le contrôle proposé, nous allons tester son fonctionnement en asservissement et en régulation pour différents jeux de paramètres. En fait dans le contrôle proposé, l'énergie totale stockée dans le convertisseur est asservie pour fixer la tension de sortie. Nous allons donc évaluer l'influence du niveau d'énergie stockée dans les éléments inductif et capacitif en changeant les valeurs numériques de l'inductance et de la capacité et en étudiant l'impact de ces valeurs sur les performances en asservissement et en régulation.

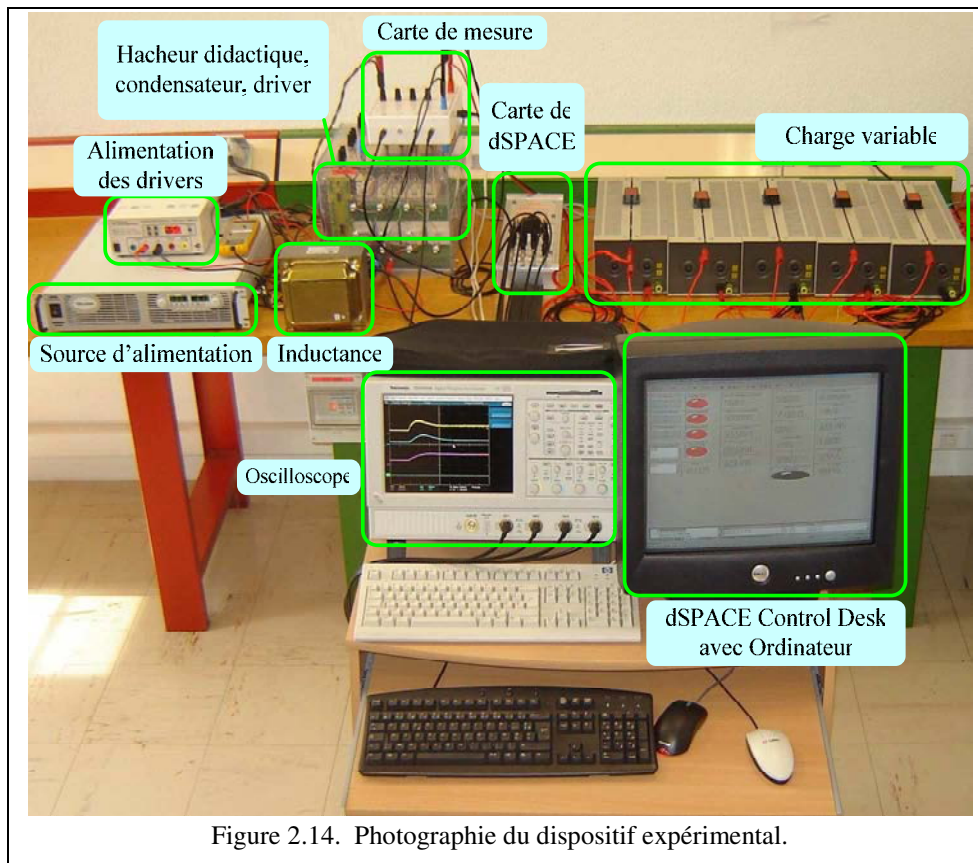
2.5.1. Dispositif expérimental

Pour les résultats expérimentaux, un dispositif de test présenté sur la figure 2.14 a été utilisé. Il est constitué des éléments suivants :

- Un convertisseur élévateur.
- Une charge résistive variable.
- Un système de contrôle (dSPACE, ordinateur, oscilloscope et capteurs de signaux électriques).
- Une alimentation stabilisée.

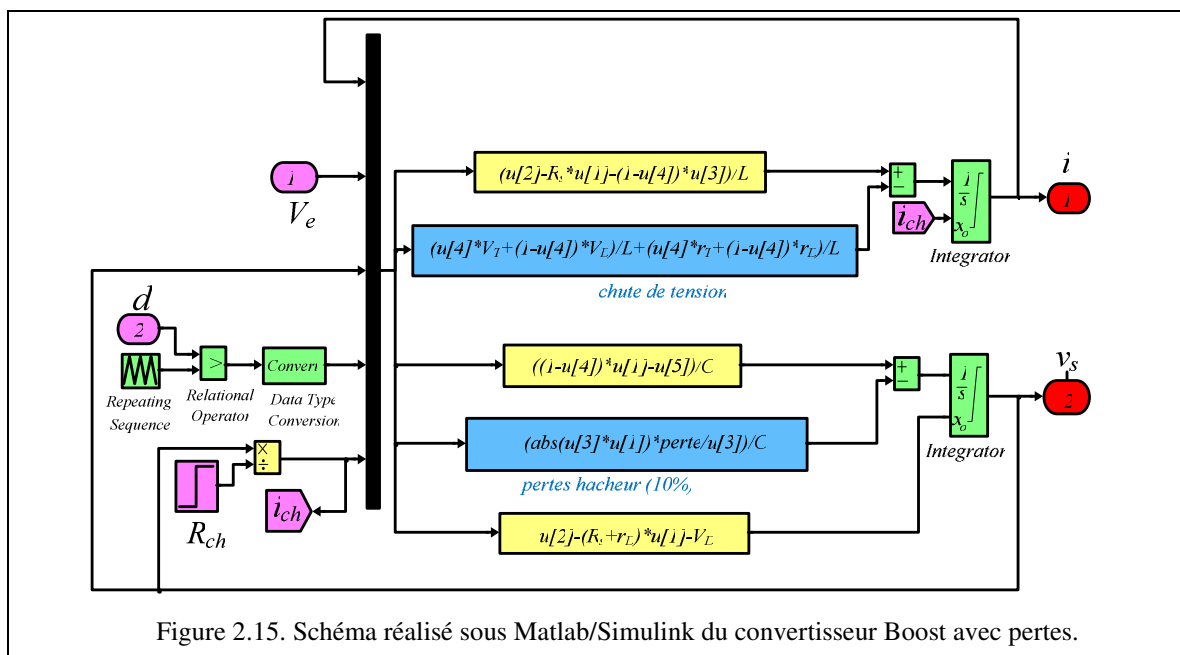
Les spécifications du convertisseur élévateur sont les suivantes:

- ✓ La tension d'entrée (V_e) est fixée à 50 V.
- ✓ La tension de sortie est régulée à 150 V.
- ✓ La fréquence de la commutation (f_s) est 10 kHz.
- ✓ Le condensateur en sortie (C) a une valeur égale à 1,1 mF soit une énergie stockée de 12,375 J sous 150V.
- ✓ Deux jeux de paramètres pour l'inductance pourront être utilisés :
 - Une inductance de 0,68 mH de résistance série 0,05 Ω , soit donc une énergie stockée de 0,02754 J pour une résistance de charge de 50 Ω
 - Une inductance de 30 mH de résistance série 0,25 Ω , soit donc une énergie stockée de 1,215 J pour une résistance de charge de 50 Ω .



2.5.2. Résultats de simulation du convertisseur élévateur non idéal (boucle d'énergie)

Pour les simulations numériques du convertisseur Boost non idéal, les équations d'état correspondant au schéma présenté sur la figure 2.5 ont été utilisées. Le fichier de simulation correspondant est présenté sur la figure 2.15.



Les valeurs des paramètres sont les suivantes :

$V_{D0}=0,6V$	$V_{T0}=0,1V$	$r_k = 50 m\Omega$	$r_T=50 m\Omega$	$r_L = 70 m\Omega$	$\alpha_s = 5$
$V_{k0}=0,2V$	$r_D=10 m\Omega$	$r_s = 0 \Omega$	$r_c = 0 \Omega$	$perce= 0,05\%$	$\alpha_p = 5$

a) Premier cas d'essai, $L = 0,68 mH$ et $C = 1,1mF$

Dans ce cas de figure, l'énergie électrostatique est largement supérieure à l'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance qui ne représente que 0,2 % de l'énergie totale pour une tension de sortie de 150 V alimentant une charge de 50 Ω . Ceci se traduit par 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. L'utilisation d'une commande plate issue du Boost idéal n'entraîne qu'une erreur statique faible sur la tension de référence pour une charge de 50 Ω .

Les figures 2.16, 2.17 et 2.18 permettent d'évaluer les performances en asservissement du système. Deux modes de contrôle sont testés ; le premier correspond à la loi de commande donnée en (2-21) correspondant à la commande d'un Boost idéal, le second à celle donnée en (2-37) correspondant à la commande plate modifiée prenant en compte les pertes dans le hacheur via l'estimation en ligne de deux résistances. Comme le montrent ces courbes, quel que soit le mode de commande, l'énergie totale stockée suit bien sa référence, les erreurs de modélisation étant compensées par le terme intégral présent dans (2-26). Par contre on constate une légère erreur de tension lorsque la commande plate non modifiée est utilisée, erreur qui est compensé via les estimateurs paramétriques (visible sur les courbes présentées sur les figures 2.16-b et 2.18-b).

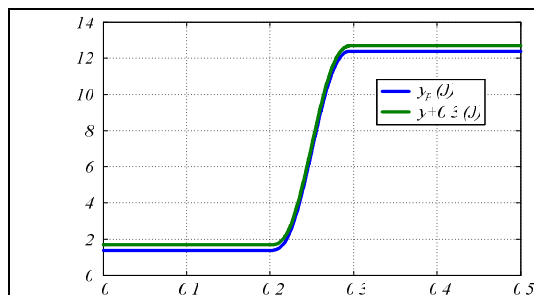


Figure 2.16-a. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50V à 150V, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 rad.s^{-1} - r_L = 0,07\Omega$).

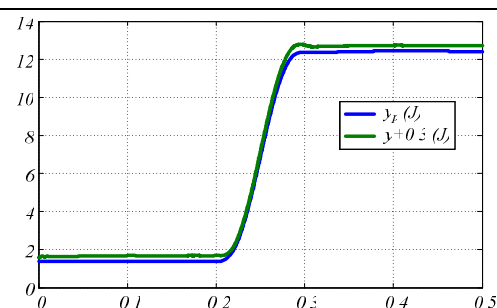


Figure 2.16-b. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50V à 150V, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 rad.s^{-1} - r_L = 0,07\Omega$).

Les figures 2.19 et 2.20 permettent d'analyser le comportement en régulation du système. Elles présentent les allures de la tension de sortie (v_s) et la variation du courant inductif (i_L) lorsque l'on soumet le convertisseur à un échelon de charge qui passe de 50 Ω à 30 Ω à $t = 0,3$ s. Sur la figure 2.20, le zoom sur le courant i_L montre le comportement dynamique rapide en régulation de ce système à une boucle d'asservissement. Par contre lorsqu'une commande non modifiée est utilisée, l'augmentation de la puissance de charge se traduit par une augmentation du courant inductif et donc une erreur statique sur la tension de sortie légèrement plus importante.

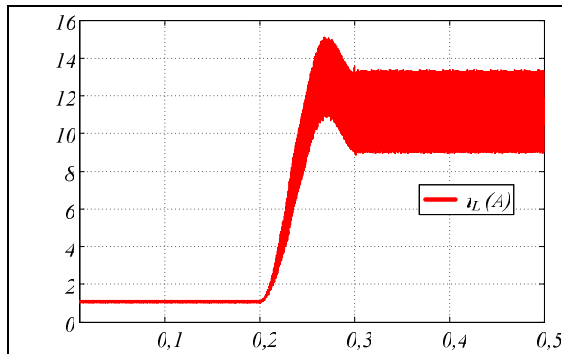


Figure 2.17-a. Variation du courant inductif lors d'un échelon de tension de référence de 50V à 150V, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,07 \Omega$).

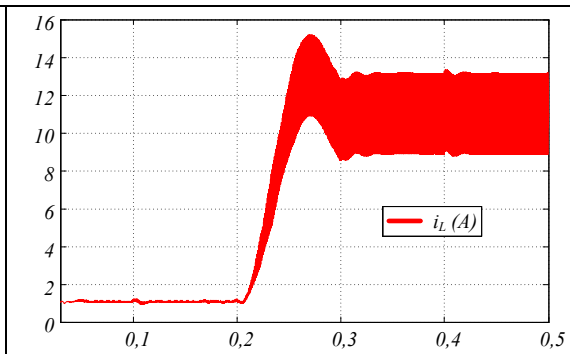


Figure 2.17-b. Variation du courant inductif lors d'un échelon de tension de référence de 50V à 150V, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,07 \Omega$).

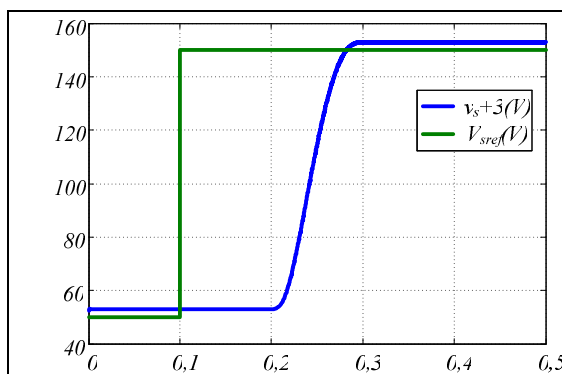


Figure 2.18-a. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50V à 150V, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,07 \Omega$).

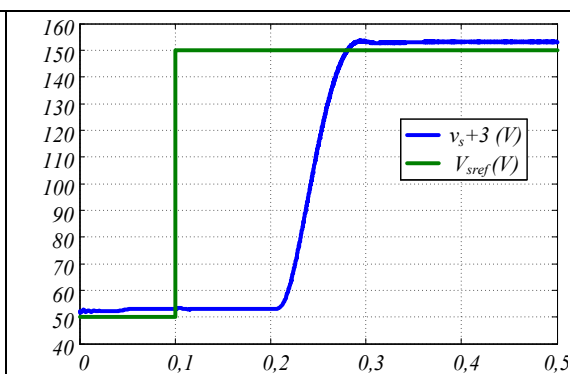


Figure 2.18-b. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50V à 150V, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,07 \Omega$).

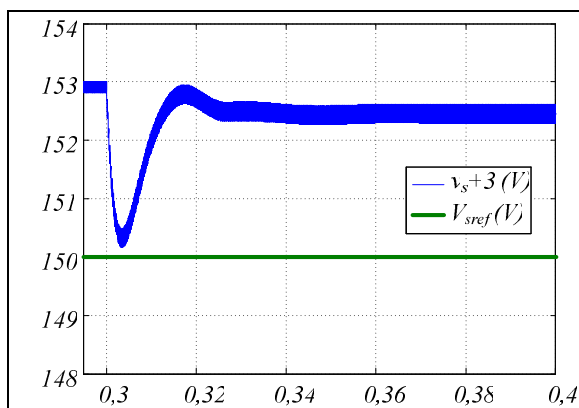


Figure 2.19-a. Tension de sortie v_s lors d'un échelon de charge de 50 Ω à 30 Ω , commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,07 \Omega$).

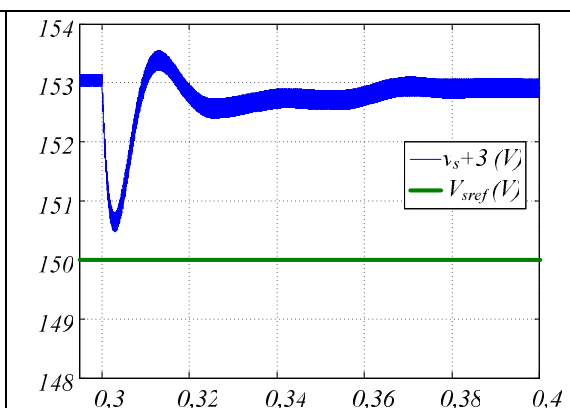


Figure 2.19-b. Tension de sortie v_s lors d'un échelon de charge de 50 Ω à 30 Ω , commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,07 \Omega$).

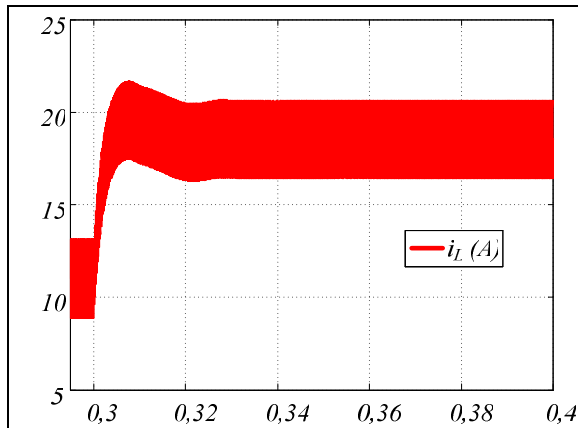


Figure 2.20-a. Courant inductif i_L lors d'un échelon de charge de $50\ \Omega$ à $30\ \Omega$, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000\ \text{rad.s}^{-1} - r_L = 0,07\ \Omega$).

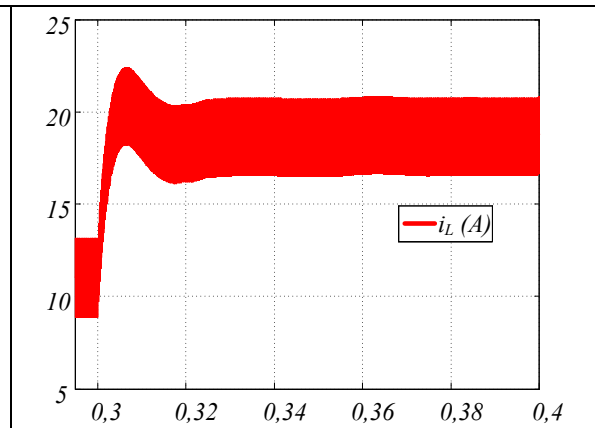


Figure 2.20-b. Courant inductif i_L lors d'un échelon de charge de $50\ \Omega$ à $30\ \Omega$, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 2000\ \text{rad.s}^{-1} - r_L = 0,07\ \Omega$).

b) Deuxième cas d'essai, $L = 30\ \text{mH}$ et $C = 1,1\ \text{mF}$

Dans le deuxième cas, l'énergie magnétique représente à peu près 8,9 % de l'énergie globale stockée dans le hacheur. Les résultats sont similaires à ceux présentés précédemment si ce n'est que cette fois, avec une commande non modifiée, l'erreur statique de tension due aux imperfections du hacheur est bien visible lors des essais en asservissement (figure 2.22) même si l'énergie suit toujours parfaitement sa référence (figure 2.21). La commande modifiée permet d'annuler cette erreur statique (figure 2.22-b) mais son impact sur les performances dynamiques en asservissement est bien visible sur les courbes présentées sur les figures 2.21 et 2.22.

Quant aux performances en régulation (figures 2.23 et 2.24), là encore, la commande non modifiée génère une erreur statique non négligeable dépendant fortement du niveau de charge. Cette erreur est annulée lors qu'on utilise la commande modifiée mais la dynamique d'observation conditionne alors les performances en régulation du système.

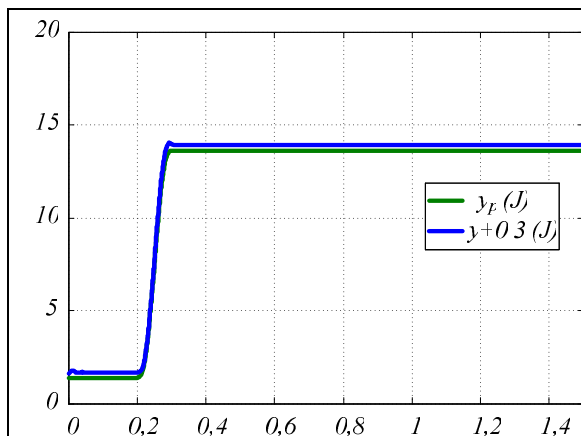


Figure 2.21-a. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150V, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270\ \text{rad.s}^{-1} - r_L = 0,25\ \Omega$).

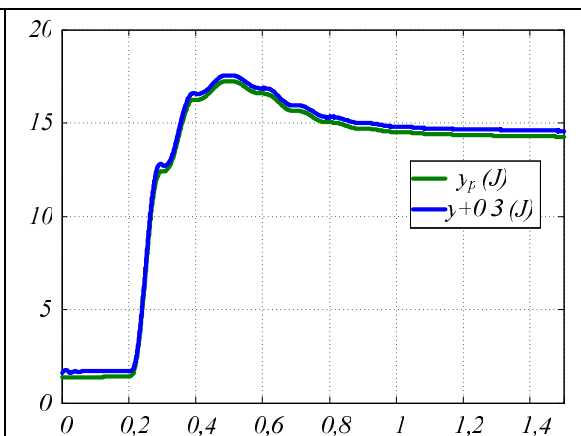


Figure 2.21-b. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150V, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270\ \text{rad.s}^{-1} - r_L = 0,25\ \Omega$).

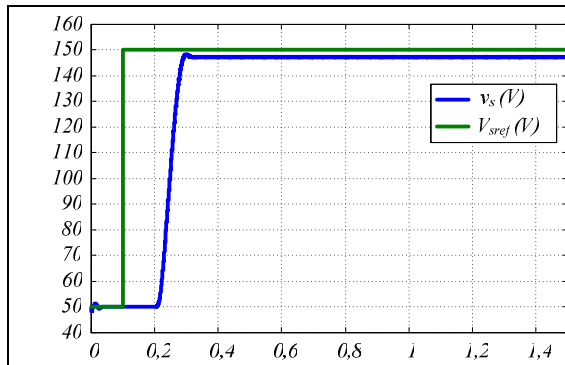


Figure 2.22-a. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50 à 150V, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

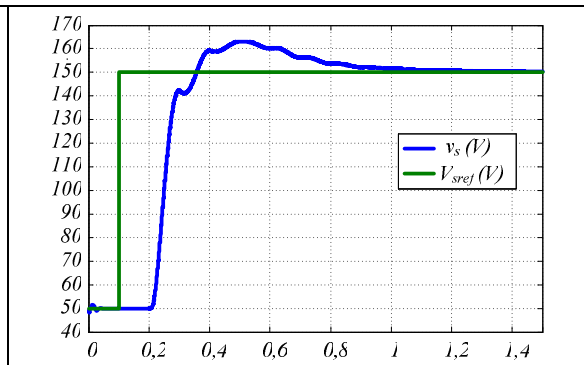


Figure 2.22-b. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50 à 150V, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

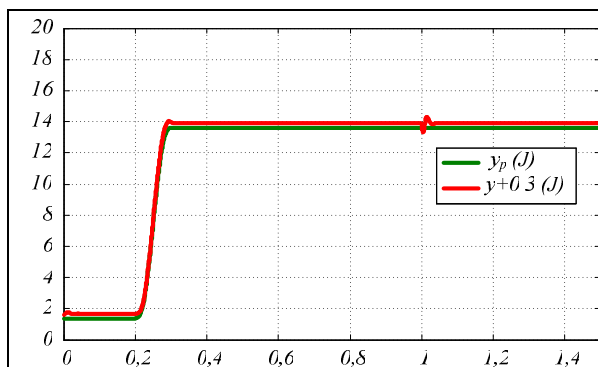


Figure 2.23-a. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1$ s et une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 1,0$ s, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

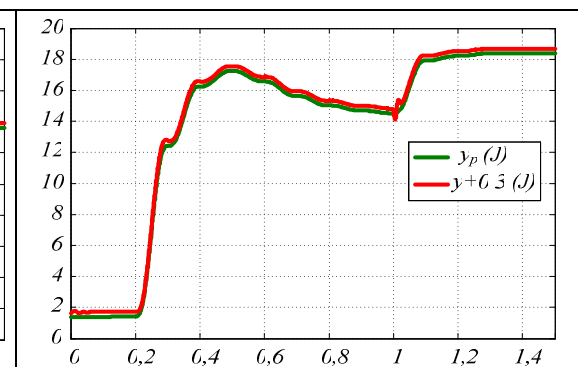


Figure 2.23-b. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1$ s et une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 1,0$ s, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

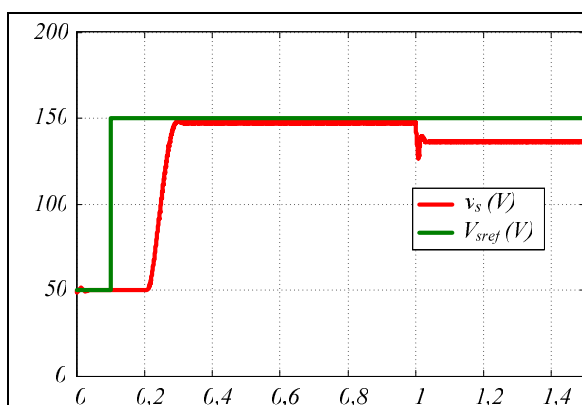


Figure 2.24-a. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1$ s et une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 1,0$ s, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

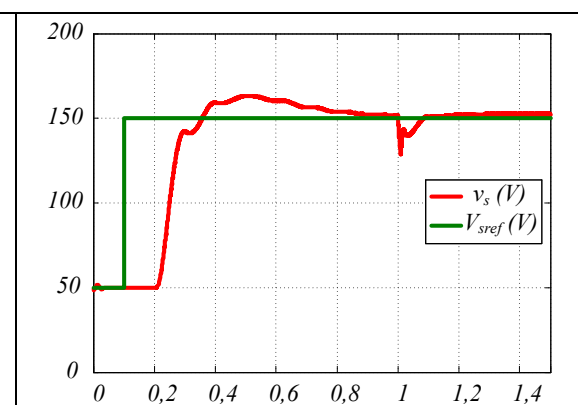


Figure 2.24-b. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1$ s et une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 1,0$ s, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

c) Troisième cas d'essai, $L = 30 \text{ mH}$ et $C = 0,11 \text{ mF}$

Pour cet essai l'énergie stockée dans le condensateur de sortie est divisée par 10 soit 1,23 J sous 150V. Elle est donc du même ordre de grandeur que l'énergie stockée dans l'inductance pour une charge de 50Ω .

Le comportement du système en asservissement peut être analysé en étudiant les tracés présentés sur les figures 2.25 et 2.26 avec ou sans modification de la commande plate. Une fois encore, l'énergie stockée suit parfaitement sa référence. On constate que l'erreur statique de tension devient relativement importante lorsque la charge augmente avec une commande non modifiée. Dans ce cas de figure, l'utilisation d'une commande modifiée est indispensable même si les performances en régulation sont très étroitement liées aux performances des estimateurs de résistances et sont donc a priori associées a des dynamiques relativement lentes.

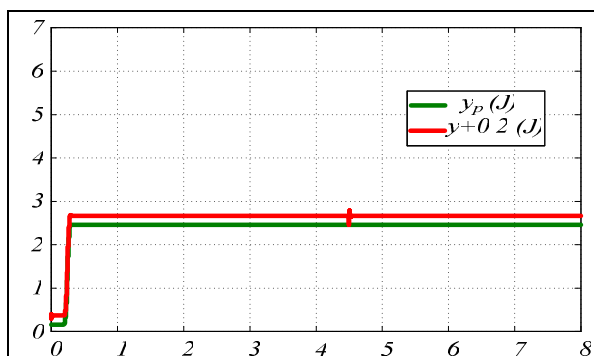


Figure 2.25-a. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ et une variation de charge de 50 à 30Ω à $t = 4,5 \text{ s}$, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

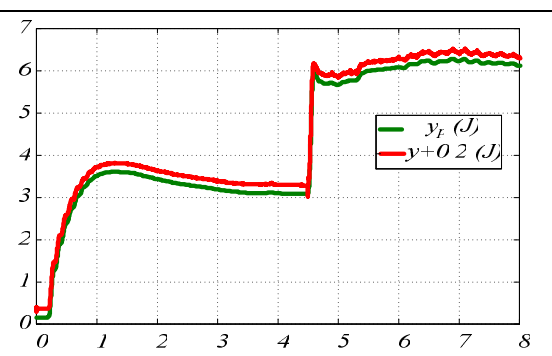


Figure 2.25-b. Evolution de l'énergie stockée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ et une variation de charge de 50 à 30Ω à $t = 4,5 \text{ s}$, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

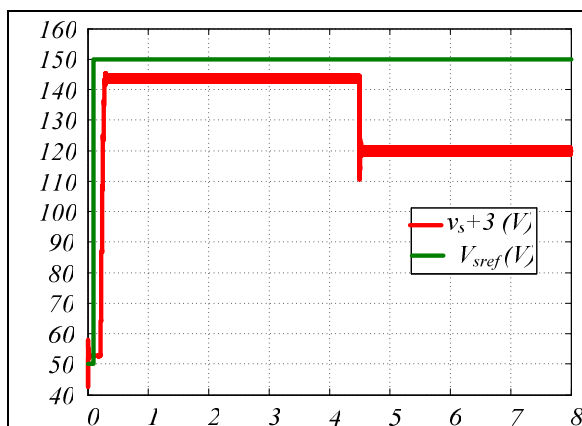


Figure 2.26-a. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ et une variation de charge de 50 à 30Ω à $t = 4,5 \text{ s}$, commande plate non modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

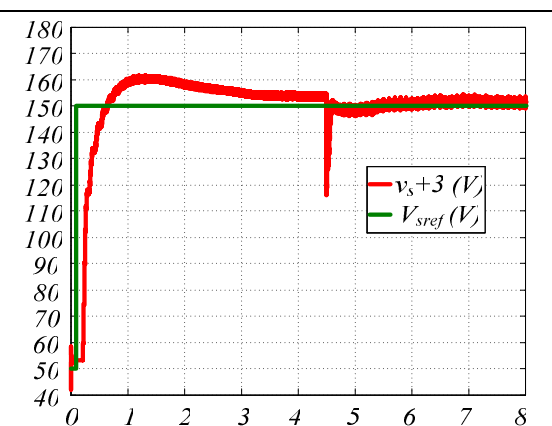


Figure 2.26-b. Evolution de la tension de sortie et de sa référence lors d'un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ et une variation de charge de 50 à 30Ω à $t = 4,5 \text{ s}$, commande plate modifiée ($\xi = 0,7 - \omega_n = 270 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega$).

2.5.3. Validation expérimentale du convertisseur élévateur non idéal (boucle d'énergie)

Dans cette section, nous présentons les résultats de tests expérimentaux effectués au GREEN sur un hacheur didactique. La commande utilisée est celle présentée ci-dessus avec une seule boucle d'asservissement à savoir une boucle d'asservissement de l'énergie stockée dans le hacheur. Les résultats obtenus pour des contrôles avec et sans prise en compte des pertes dans le hacheur vont être présentés et correspondent aux deux premiers cas étudiés par simulation.

a) Premier cas d'essai, $L = 0,68 \text{ mH}$ et $C = 1,1 \text{ mF}$

Dans cet essai, nous allons tester le comportement du système avec la commande plate sans prise en compte des pertes dans le hacheur. La poursuite de consigne a été testée en premier. Pour ce faire, nous imposons un échelon de tension sur V_{sref} de 50 V à 150 V alors que la charge est maintenue constante ($R = 50 \Omega$). Les figures 2.27, 2.28 et 2.29 illustrent les résultats expérimentaux obtenus. Les allures théoriques du courant inductif, de la tension de sortie et du rapport cyclique sont obtenues à l'aide des expressions (2-20) et (2-21) en remplaçant la sortie plate y et ses dérivées successives par sa référence y_{ref} et ses dérivées successives.

On remarque sur ces figures que la tension de sortie répond en 100 ms (taille de la fenêtre temporelle utilisée par l'algorithme de planification) et que l'erreur statique de tension est quasi nulle. L'énergie stockée (y) suit parfaitement sa référence (y_{ref}) confirmant l'efficacité de l'asservissement assurant la poursuite de trajectoire. On peut aussi remarquer que les oscillations du courant i_L sont importantes et sont dues à la faible valeur de l'inductance L . Sachant que nous avons un système échantillonné, nous ne pouvons contrôler que le courant vu par le régulateur à savoir le courant échantillonné $i_{L-sample}$ (échantillonnage synchronisé avec le maximum de la porteuse MLI). L'écart entre le courant réel échantillonné et le courant théorique est dû aux erreurs de modélisation et notamment aux pertes dans la structure de conversion qui ne sont pas prises en compte par le régulateur.

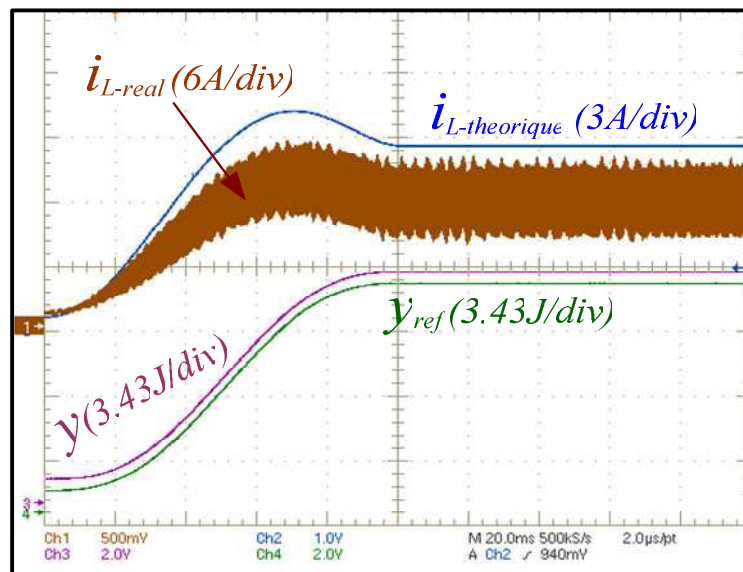


Figure 2.27. Allures du courant i_L et de sa valeur théorique, de l'énergie totale stockée y et de sa référence y_{ref} après un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V.

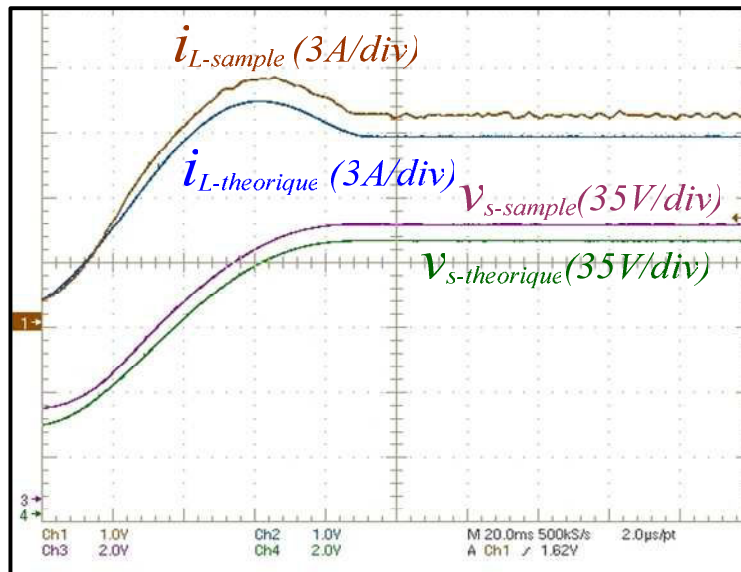


Figure 2.28. Allures du courant i_L et de sa valeur théorique, de la tension v_s et de sa valeur théorique après un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V.

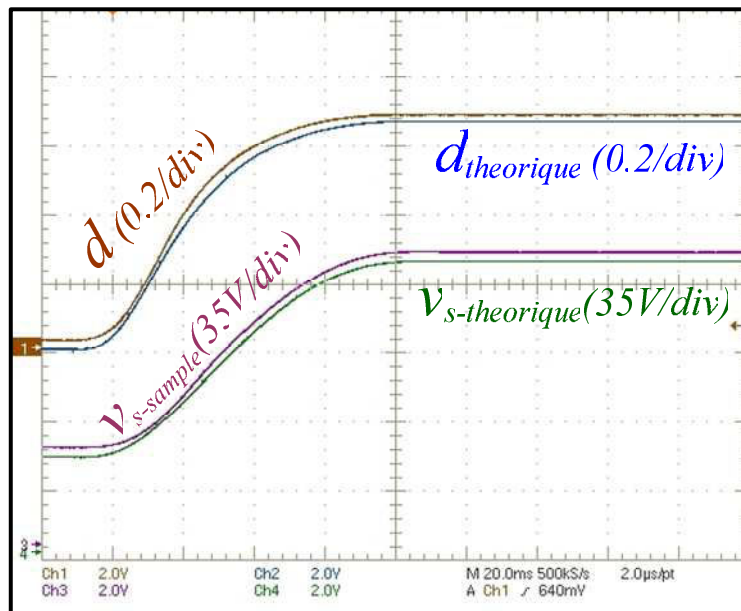


Figure 2.29. Allure du rapport cyclique d et de sa valeur théorique, de la tension v_s et de sa valeur théorique après un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V.

Le deuxième essai permet d'évaluer les performances en rejet de perturbation. La valeur de R estimée par la commande est supposée être fixée à 30Ω . La figure 2.30 montre la capacité du système proposé à réguler l'énergie y en présence de perturbations de charge. La référence de la tension de sortie est régulée à 150 V, la perturbation étant rejetée en moins de 6 ms.

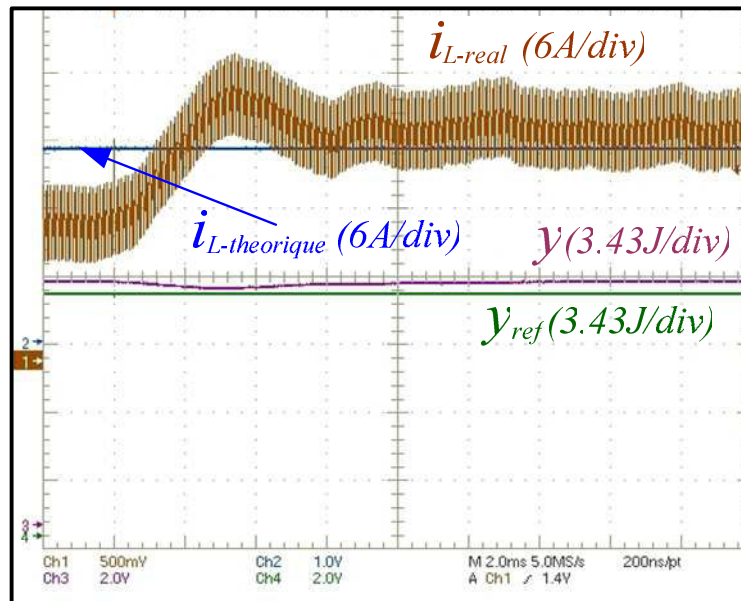


Figure 2.30. Allures du courant i_L et de sa valeur théorique, de l'énergie totale stockée y et de sa référence y_{ref} après un échelon de charge de 50 à 30 Ω .

b) Deuxième cas d'essai, $L = 30\text{ mH}$ et $C = 1,1\text{ mF}$

L'objectif est ici de valider le comportement du système lorsque l'énergie magnétique n'est plus négligeable devant l'énergie stockée dans le hacheur.

D'abord nous réalisons un échelon sur la tension de référence allant de 50 V à 150 V lorsque la charge est constante. Les figures 2.31 et 2.32 montrent la variation de la tension de sortie v_s et de sa référence (V_{sref}), l'énergie totale stockée (y) et sa référence (y_{ref}) respectivement sans et avec modification de la commande plate. Quel que soit le mode de commande, l'énergie totale suit toujours sa référence. Comme l'avaient montré les simulations, avec une commande non modifiée, une erreur statique non négligeable est présente sur la tension de sortie, erreur dont l'amplitude augmente en fonction de la charge (figure 2.33). L'utilisation de la commande modifiée avec estimations des pertes permet d'annuler cette erreur statique (figure 2.32).

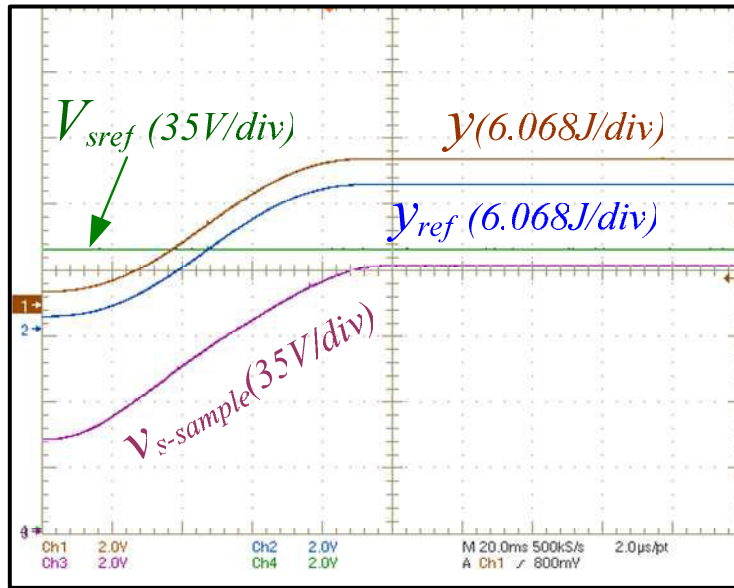


Figure 2.31. Allures de l'énergie totale stockée y et de sa référence y_{ref} , de la tension de sortie v_s et de sa référence V_{sref} après un échelon de tension de référence de sortie de 50 à 150 V, commande non modifiée.

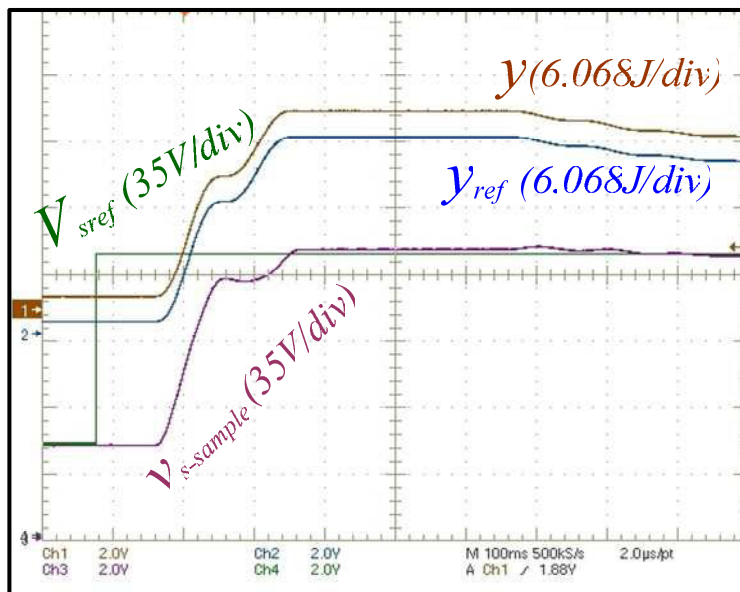


Figure 2.32. Allures de l'énergie totale stockée y et de sa référence y_{ref} , de la tension de sortie v_s et de sa référence V_{sref} après un échelon de tension de référence de sortie de 50 à 150 V, commande modifiée, $\alpha_s = 5$ et $\alpha_p = 5$.

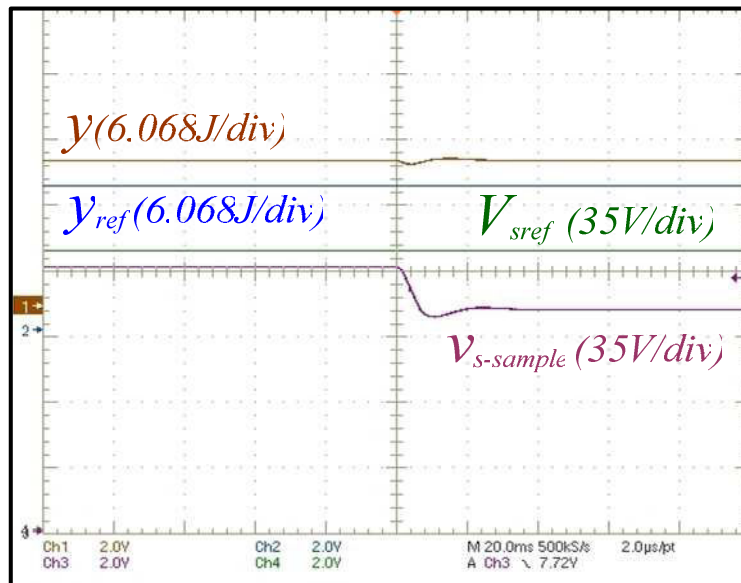


Figure 2.33. Allures de l'énergie totale stockée y et de sa référence y_{ref} , de la tension de sortie v_s et de sa référence V_{sref} après un échelon de charge de 50 à 30 Ω , Commande non modifiée.

Les observateurs des résistances série et parallèle ont un rôle important dans notre système. La figure 2.34 montre l'évolution des résistances série et parallèle (r_s et r_p) lors de la mise en fonction des estimateurs. On remarque l'évolution de r_s allant de sa valeur initiale 0,07 Ω à 0,27 Ω et celle de r_p variant de 9800 Ω à 700 Ω .

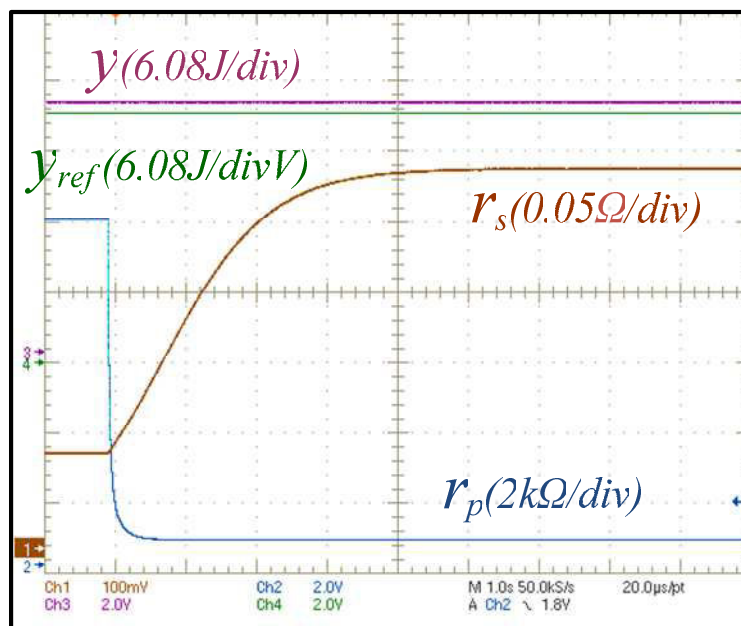


Figure 2.34. Allures des valeurs estimées des résistances série et parallèle r_s et r_p , de l'énergie totale stockée y et de sa référence y_{ref} après la mise en marche de l'estimation.

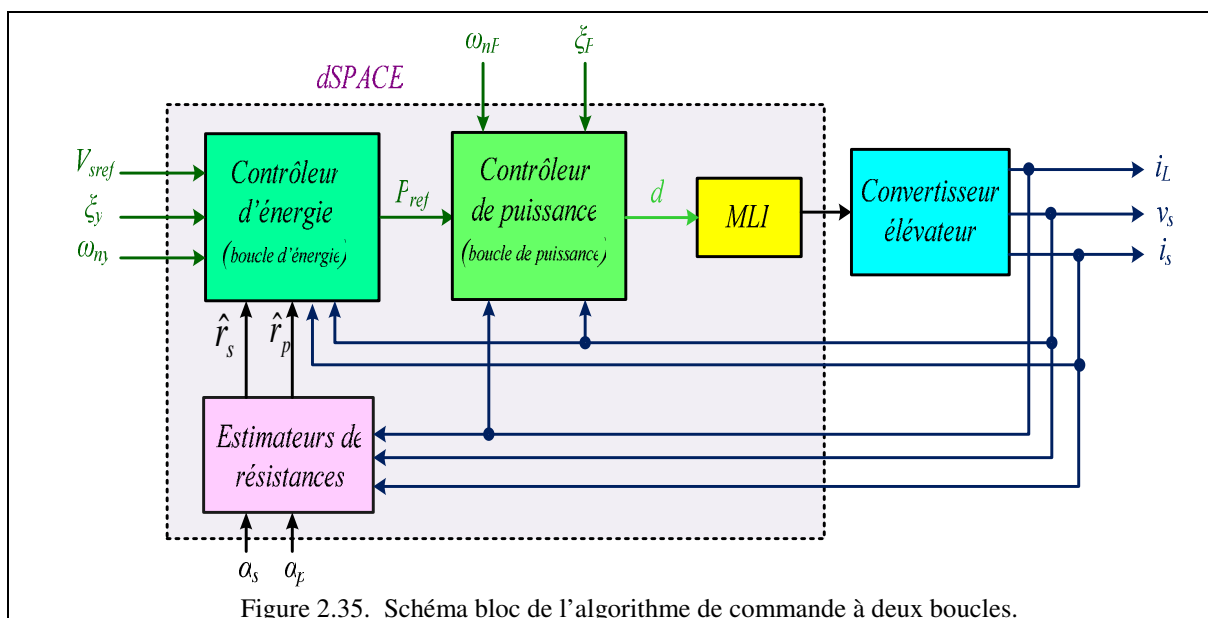
L'ensemble des résultats expérimentaux présentés ci-dessus montrent une bonne cohérence avec les résultats de simulation et valident l'étude faite du contrôle proposé utilisant une seule boucle d'énergie pour un convertisseur élévateur. Les études montrent que les performances dynamiques en asservissement et régulation de ce régulateur sont satisfaisantes lorsque le niveau d'énergie magnétique reste faible vis-à-vis du niveau d'énergie électrostatique stockée dans le condensateur. Lorsque cette hypothèse n'est plus

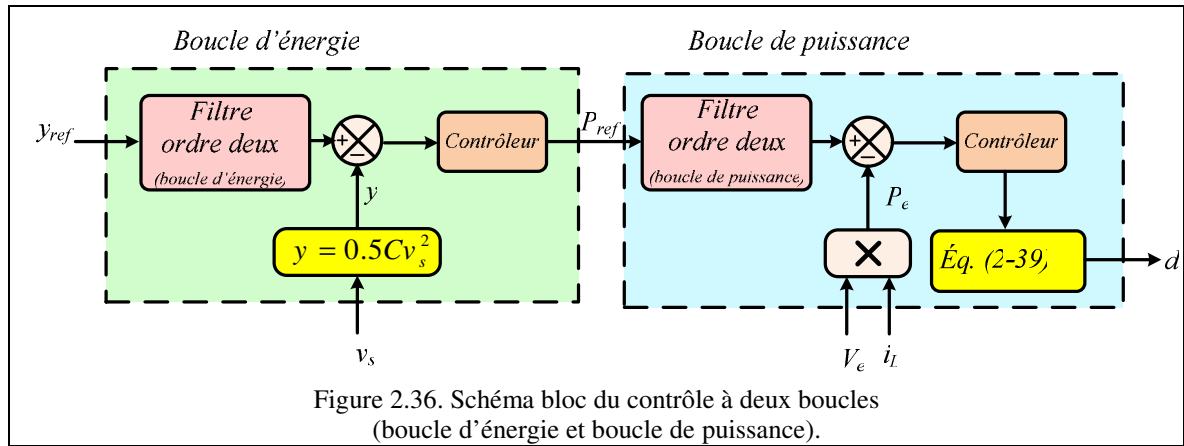
valide, il est alors nécessaire de modifier la commande de manière à prendre en compte les pertes dans le hacheur ; nous avons proposé d'utiliser des estimateurs de résistances qui ont permis d'assurer une erreur statique nulle sur la tension de sortie mais ont limité les performances dynamiques du système (qui sont alors étroitement liées à celles des estimateurs).

2.5.4. Commande avec boucles interne et externe

Dans le système de contrôle à deux boucles que l'on propose, la boucle externe est un asservissement en énergie (énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie) ; la boucle interne quant à elle est un asservissement en puissance (puissance absorbée à l'entrée du hacheur dans le cas d'un Boost). La sortie de la boucle d'énergie est la référence de puissance (P_{ref}) pour la boucle de puissance. La figure 2.35 montre le schéma bloc associé à cette stratégie de commande.

Pour la phase de planification de trajectoire, nous avons utilisé, dans le cas du contrôle à une boucle, une solution polynomiale permettant d'assurer des transitions de type arrêt –arrêt sur une durée T_p . Cette solution bien que classique souffre cependant d'un inconvénient majeur à savoir que lors d'événement sur la sortie, la trajectoire ne sera réévaluée qu'à la sortie de la fenêtre temporelle en cours. Il est possible de coupler un estimateur de charge avec un détecteur d'événement et de recalculer une trajectoire suite à la détection d'un changement de charge, sachant alors que les trajectoires à générer ne sont plus de type arrêt-arrêt. Cette stratégie nécessite une puissance de calcul importante. Nous avons donc décidé d'utiliser des filtres de gain unitaire du deuxième ordre en lieu et place du système de planification de trajectoire (figure 2.36). L'amortissement et la pulsation de coupure des filtres sont ajustés en fonction des performances dynamiques attendues en asservissement pour les boucles d'énergie et de puissance.





Pour la modélisation du système et le dimensionnement des boucles d'énergie et de puissance, nous allons faire l'hypothèse que la boucle de puissance est bien plus rapide que la boucle d'énergie. La variation de puissance induite par le changement d'énergie stockée dans l'inductance sera supposée négligeable lorsque l'on s'intéressera au dimensionnement de la boucle d'énergie.

2.5.4.1. Dimensionnement de la boucle d'énergie

Posons $y = 0.5Cv_s^2$ l'énergie électrostatique à asservir. En reprenant les notations introduites sur la figure 2.12, l'équation différentielle vérifiée par cette énergie s'écrit :

$$\dot{y} = P_a - P_{ch} - \frac{2 \cdot y}{\hat{r}_p \cdot C} \quad (2-40)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_e = 2P_{max} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{P_a}{P_{max}}} \right) \\ \text{et} \\ P_{max} = \frac{V_e^2}{4 \cdot \hat{r}_s} \end{array} \right. \quad (2-41)$$

L'équation 2.40 représente le modèle réduit du hacheur utilisé pour dimensionner la boucle d'énergie, y est la variable de sortie du système et P_e la grandeur de commande. Il est évident que y peut être considéré comme sortie plate associée à la commande P_e , P_e étant lié à y et à sa dérivée première par la relation :

$$P_e = 2P_{max} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y} + P_{ch} + \frac{2 \cdot y}{\hat{r}_p \cdot C}}{P_{max}}} \right) \quad (2.42)$$

Comme pour le contrôle à une boucle, l'asservissement de y à sa référence est réalisé en imposant la loi comportementale :

$$\dot{y} = \dot{y}_{ref} + 2 \cdot \xi_y \cdot \omega_{ny} \cdot (y_{ref} - y) + \omega_{ny}^2 \cdot \int_0^t (y_{ref} - y) d\tau \quad (2.43)$$

En combinant (2.42) et (2-43), on obtient alors la puissance de référence à imposer au système.

2.5.4.2. Dimensionnement de la boucle de puissance

Nous considérons ici la tension de sortie lentement variable. L'équation régissant le fonctionnement du système s'écrit alors :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} + \hat{r}_s i_L + (1-d)v_s \quad (2-44)$$

On en déduit alors que la puissance à l'entrée du hacheur vérifie :

$$\begin{cases} P_e = V_e i_L \Rightarrow \dot{P}_e = V_e \cdot \frac{di_L}{dt} + i_L \cdot \frac{dV_e}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{V_e} \left(\dot{P}_e - i_L \cdot \frac{dV_e}{dt} \right) \end{cases} \quad (3-45)$$

(2-44) et (2-45) conduisent alors à :

$$d = \frac{L}{V_e v_s} \left(\dot{P}_e - i_L \frac{dV_e}{dt} \right) + \hat{r}_s \frac{P_e}{V_e v_s} + 1 - \frac{V_e}{v_s} \quad (2-46)$$

Une fois encore, le système réduit donné par l'équation (2-38) associé à la commande d peut être considéré comme plat. Le contrôle de la sortie plate P_e peut être réalisé à l'aide de la loi comportementale :

$$\dot{P}_e = \dot{P}_{eref} + 2 \cdot \xi_p \cdot \omega_{np} \cdot (P_{eref} - P_e) + \omega_{np}^2 \cdot \int_0^t (P_{eref} - P_e) d\tau \quad (2-47)$$

En combinant les relations (2-46) et (2-47) on obtient le rapport cyclique à imposer.

On peut faire ici une remarque sur la sensibilité de la commande à deux boucles aux paramètres estimés \hat{r}_s et \hat{r}_p . Les termes intégraux présents dans les asservissements en énergie électrostatique (relation 2-43) et en puissance (relation 2-47) compensent les erreurs de modélisation. Des valeurs estimées hors ligne des résistances peuvent donc être utilisées sans modifier les performances dynamiques du système. Il est cependant parfois utile de disposer d'informations en ligne sur les pertes dans le convertisseur notamment dans le cas d'architectures complexes à plusieurs sources et organes de stockage pour lesquelles la connaissance précise du point de fonctionnement du système est parfois nécessaire.

2.5.5. Résultats de la simulation du convertisseur élévateur non idéal (boucle d'énergie et boucle de puissance)

Les performances du système de contrôle proposé avec boucle d'énergie et boucle de puissance (BEBP) sont évaluées par simulation dans ce paragraphe. Les estimateurs de résistances sont en fonction mais n'ont pas d'impact sur les dynamiques en asservissement et régulation du système (bande passante des estimateurs bien inférieure à la bande passante du régulateur d'énergie, régime non saturé). Pour cette évaluation, nous choisissons trois jeux de paramètres (V_{sref} , R , L , C et r_L) identiques à ceux utilisés dans la section 2.5.3.

Les filtres utilisés pour générer les trajectoires de référence d'énergie électrostatique et de puissance (figure 2.36) sont supposés d'ordre 2, de gain unitaire, d'amortissement et de pulsation respectives $(\xi_{yref}, \omega_{yref})$ pour la boucle d'énergie et $(\xi_{Pref}, \omega_{Pref})$ pour la boucle de puissance.

Les paramètres des régulateurs de puissance et d'énergie utilisés pour les simulations sont ceux utilisés lors des essais expérimentaux :

$V_{D0}=0.8V$	$V_{T0}=1,5 V$	$r_L = 24 m\Omega$	$\xi_y = 0.7$	$\omega_{ny} = 200rad.s^{-1}$	$\alpha_s = 5$
$r_T=33 m\Omega$	$r_D=22 m\Omega$	$perte= 0,0\%$	$\xi_P = 0.7$	$\omega_{nP} = 2800rad.s^{-1}$	$\alpha_p = 5$

Pour assurer un bon suivi de trajectoire, suivant les jeux de paramètres utilisés, certains paramètres pourront être modifiés pour assurer les contraintes imposées au hacheur (limitation du rapport cyclique et du courant). Pour les tests de la boucle de puissance, la boucle d'énergie a été supprimée pour pouvoir imposer la référence de puissance.

a) Premier cas d'essai avec BEBP, $L = 0,68 mH$ et $C = 1,1 mF$

Les figures 2.37, 2.38 et 2.39 représentent les variations du rapport cyclique d , de la tension v_s , de la puissance et de sa référence lorsque l'on soumet le système à un échelon de puissance allant de 100 W à 600 W.

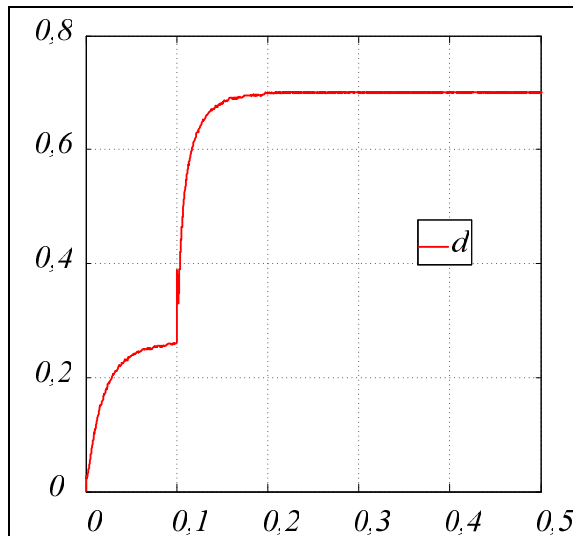


Figure 2.37. Evolution de la commande d après un échelon de puissance de référence de 100 à 600 W, $(\xi_{Pref} = 0,7 - \omega_{Pref} = 1000rad.s^{-1})$.

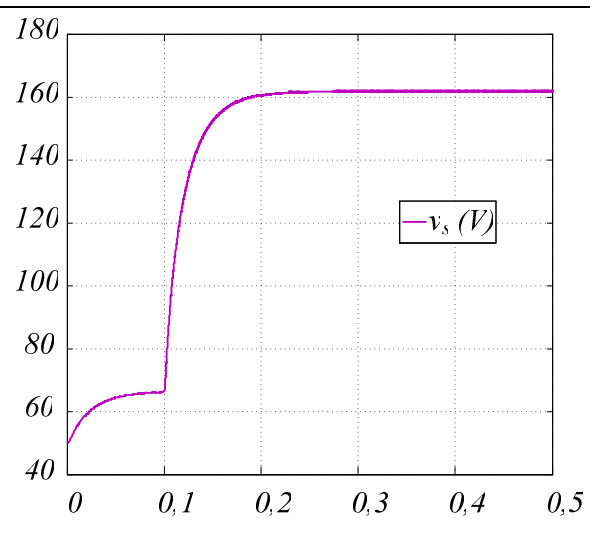
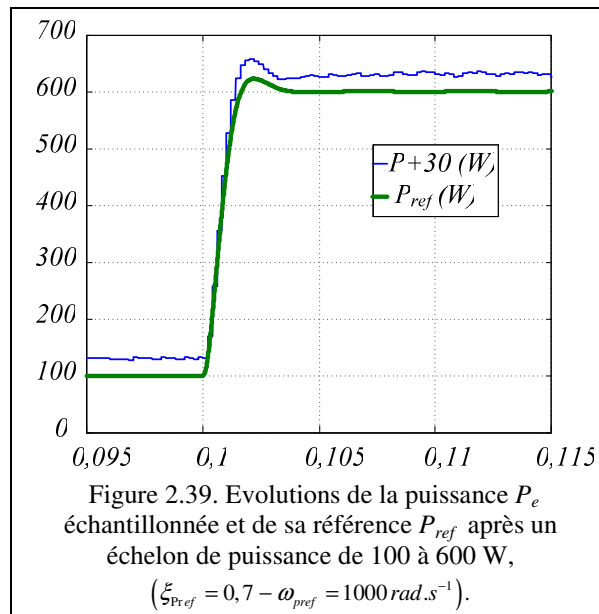


Figure 2.38. Evolution de la tension de sortie v_s après un échelon de puissance de référence de 100 à 600 W, $(\xi_{Pref} = 0,7 - \omega_{Pref} = 1000rad.s^{-1})$.



Pour le deuxième essai, nous imposons un échelon de tension de 50 V à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ suivi d'un échelon de charge (R variant de 50 Ω à 30 Ω) à $t = 0,7 \text{ s}$. Les figures 2.40 à 2.43 montrent le comportement du système. Comme on peut le constater, l'énergie totale stockée y et la puissance P_e absorbée par le convertisseur suivent parfaitement leur référence respective (y_{ref} et P_{ref}), sachant que les performances en régulation sont alors imposées par le filtre d'ordre deux utilisé pour générer la trajectoire de référence de puissance. On remarque également sur la figure 2.42 une erreur statique nulle sur la tension de sortie.

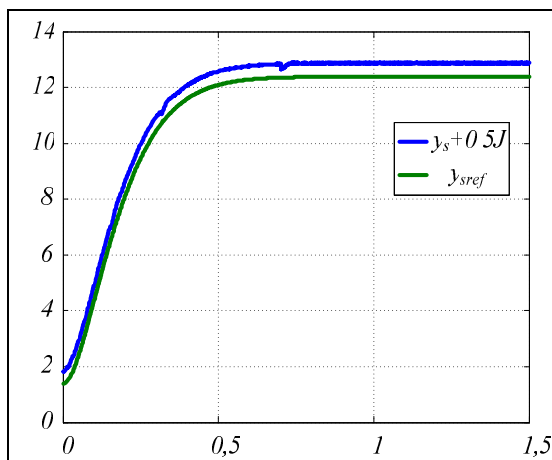


Figure 2.40. Evolution de l'énergie stockée après un changement de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ puis une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7 \text{ s}$, ($\xi_{Pref} = 0,7 - \xi_{yref} = 0,95$), ($\omega_{Pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}$).

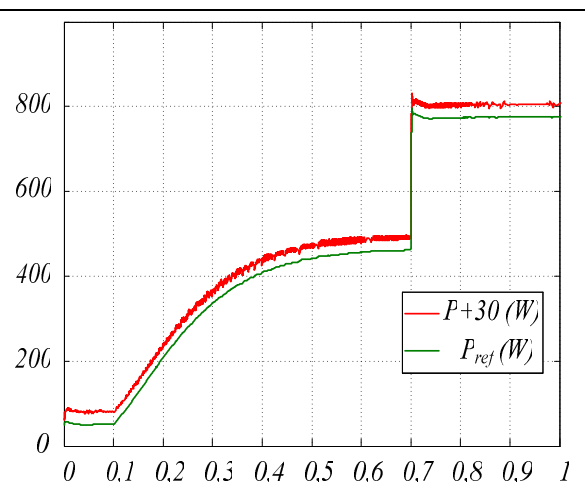


Figure 2.41. Evolution de la puissance d'entrée et de sa référence après un changement de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ puis une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7 \text{ s}$, ($\xi_{Pref} = 0,7 - \xi_{yref} = 0,95$), ($\omega_{Pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}$).

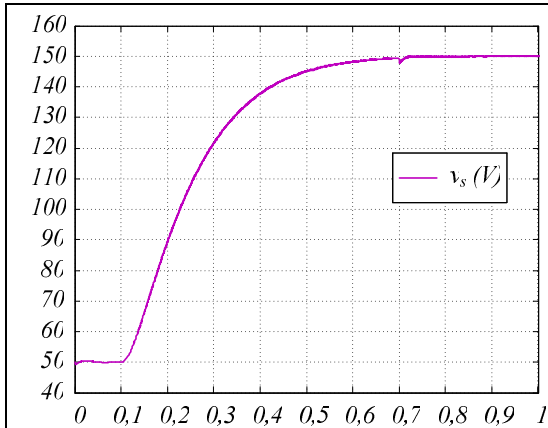


Figure 2.42. Evolution de la tension de sortie après un changement de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1$ s puis une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7$ s, $(\xi_{P_{ref}} = 0,7 - \xi_{y_{ref}} = 0,95)$, $(\omega_{P_{ref}} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{y_{ref}} = 30 \text{ rad.s}^{-1})$.

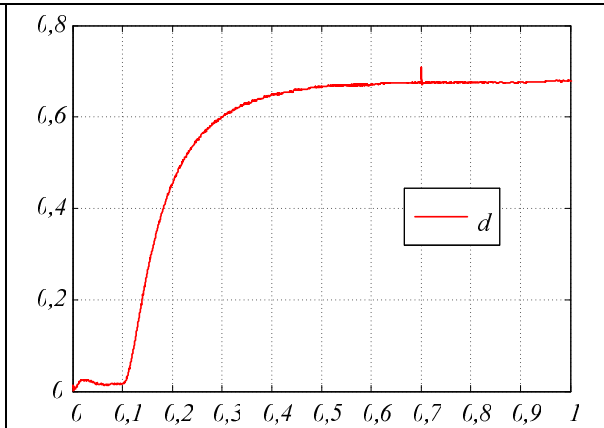


Figure 2.43. Evolution du rapport cyclique d après un changement de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1$ s puis une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7$ s, $(\xi_{P_{ref}} = 0,7 - \xi_{y_{ref}} = 0,95)$, $(\omega_{P_{ref}} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{y_{ref}} = 30 \text{ rad.s}^{-1})$.

b) Deuxième cas d'essai, $L = 30 \text{ mH}$ et $C = 1,1 \text{ mF}$

Dans ce cas, la valeur de l'inductance L est plus grande que précédemment. Pour assurer la contrôlabilité du système et un bon suivi de trajectoire, il est nécessaire de modifier la trajectoire de référence de puissance de manière à ce que la valeur de rapport cyclique ne dépasse pas sa valeur maximale d_{max} . La pulsation de coupure du filtre d'ordre 2 a donc été diminuée d'une décade de manière à ce que la trajectoire puisse toujours suivre sa référence.

On note que les paramètres du régulateur de puissance n'ont pas été modifiés et que donc les performances en rejet de perturbations de la boucle de puissance dues aux erreurs de modélisation ne sont pas affectées par cette modification. Les figures 2.44 à 2.46 permettent d'analyser les performances de la boucle de puissance. Comme précédemment, la puissance suit parfaitement sa trajectoire de référence.

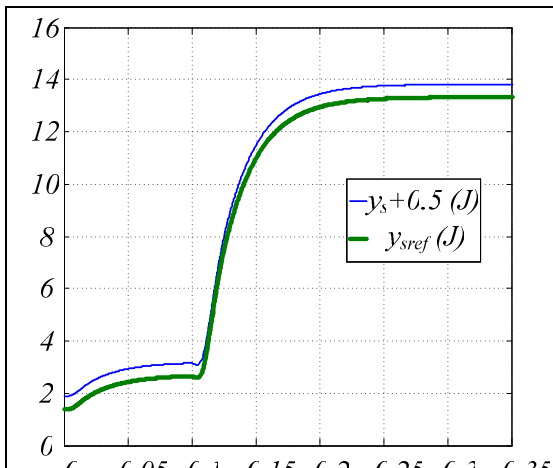


Figure 2.44. Evolution de l'énergie stockée après un échelon de puissance de 100 à 500 W, $(\xi_{P_{ref}} = 0,7 - \omega_{pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1})$.

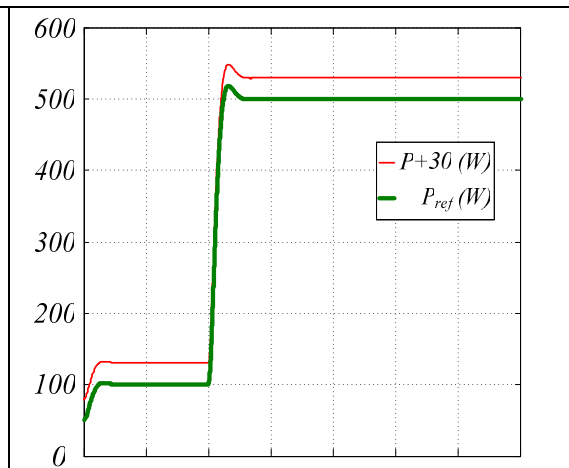
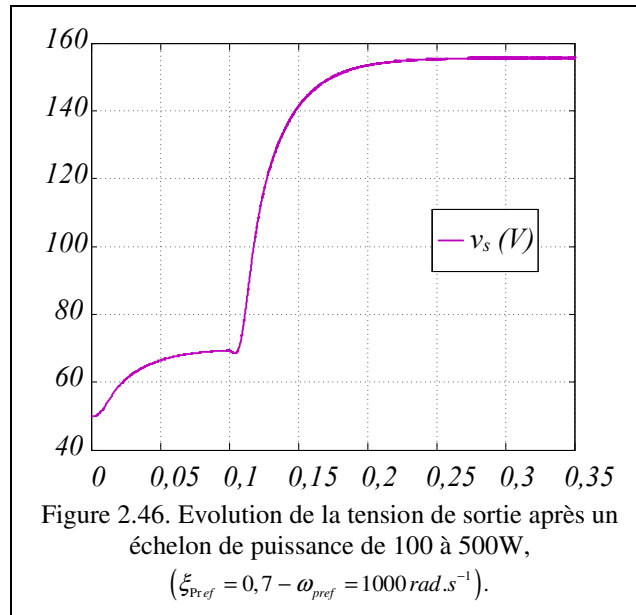
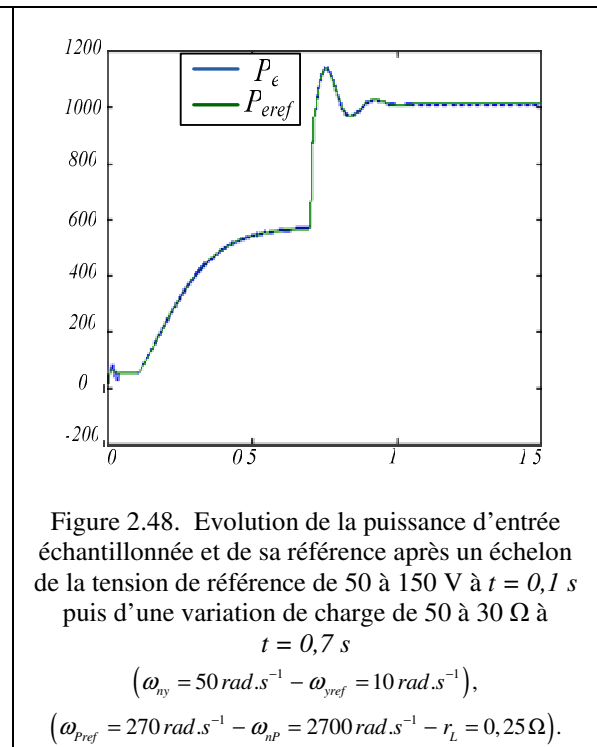
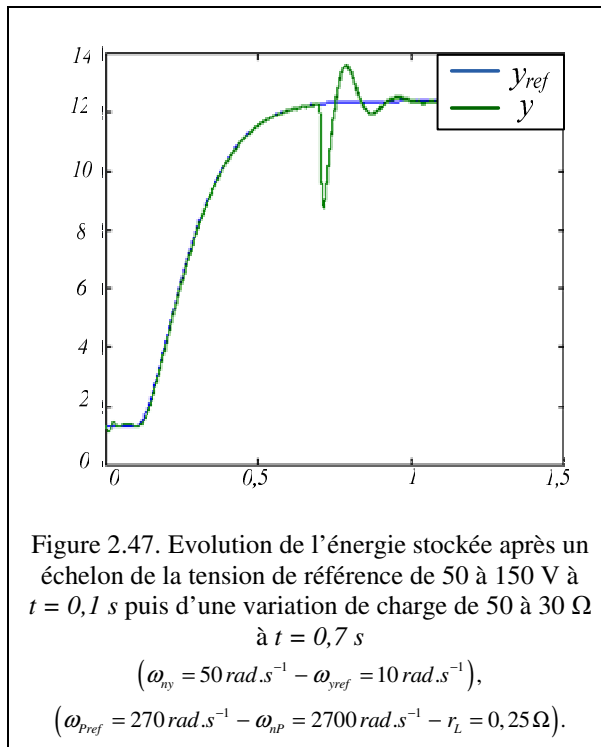
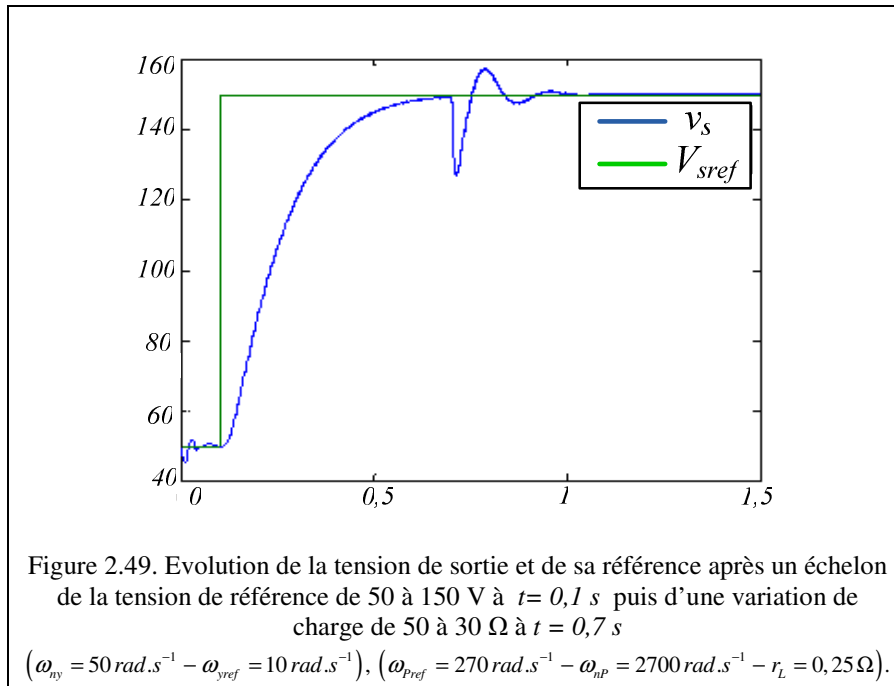


Figure 2.45. Evolutions de la puissance P_e et de sa référence P_{ref} après un échelon de puissance de 100 à 500 W, $(\xi_{P_{ref}} = 0,7 - \omega_{pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1})$.



Le deuxième essai a pour objectif d'évaluer les performances de la boucle d'énergie (figures 2.47 à 2.49). Pour ce faire, cette boucle est remise en activité et un échelon de tension (V_{sref}) de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ est appliqué à l'entrée du système suivi d'une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7 \text{ s}$. Pour tenir compte des modifications apportées au niveau de la trajectoire de puissance de référence (pulsation ω_{Pref} fixée à 270 rad.s^{-1}), il est nécessaire de diminuer les performances dynamiques de la boucle d'énergie. Pour cet essai, ω_{ny} est fixée à 50 rad.s^{-1} et ω_{yref} à 10 rad.s^{-1} . Tous les autres paramètres de contrôle restent inchangés.





c) Troisième cas d'essai, $L = 30 \text{ mH}$ et $C = 0,11 \text{ mF}$

Nous étudions maintenant un convertisseur élévateur avec une faible capacité de sortie. L'énergie magnétique stockée est du même ordre de grandeur que l'énergie électrostatique stockée. Pour assurer un contrôle découplé de l'énergie et de la puissance électrique, il est nécessaire de bien séparer les bandes passantes de leur régulateur respectif. La pulsation ω_{Pref} étant à sa valeur nominale de 1000 rad/s , nous posons la pulsation du régulateur d'énergie une décade en dessous soit donc $\omega_{ny}=100 \text{ rad.s}^{-1}$. Dans un premier temps nous évaluons les performances de la boucle d'énergie et pour cela, nous imposons un échelon de tension de sortie allant de 50 à 150V. Les figures 2.50 et 2.51 montrent les résultats obtenus sur lesquelles on constate la bonne poursuite de consignes. On peut aussi remarquer l'augmentation du taux d'oscillation sur la tension de sortie due à la diminution de la capacité C .

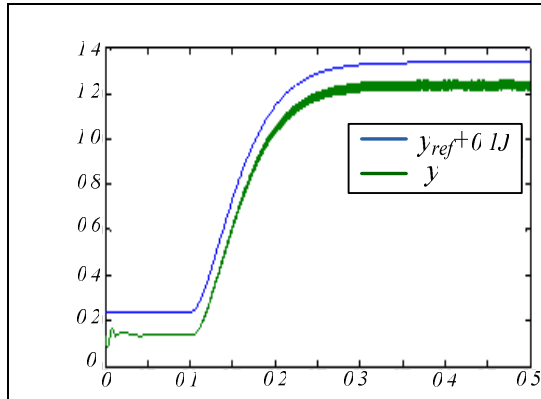


Figure 2.50. Evolution de l'énergie électrostatique et de sa référence après un échelon de la tension de référence de 50 à 150V

$$(\omega_{ny} = 100 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}),$$

$$(\omega_{pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{np} = 2700 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega).$$

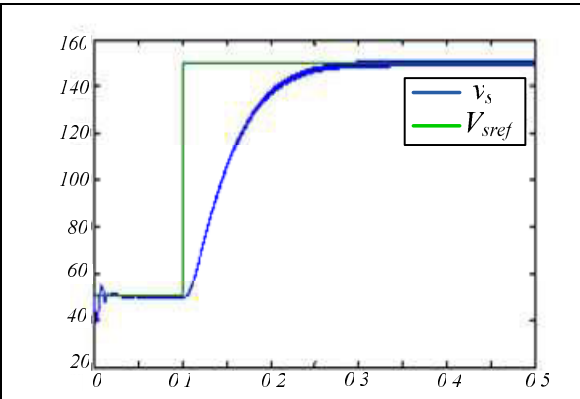


Figure 2.51. Evolution de la tension de sortie et de sa référence après un échelon de la tension de référence de 50 à 150 V

$$(\omega_{ny} = 100 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}),$$

$$(\omega_{pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{np} = 2700 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega).$$

L'impact de variations de la charge est étudié dans l'essai suivant où la résistance de charge passe de 50 à 30 Ω à $t = 0,7 \text{ s}$ (figures 2.52 et 2.53). La chute de tension suite à la variation de charge est plus importante encore que dans le second essai et s'explique par le fait que la dynamique de puissance n'a pas changé alors que la valeur du condensateur a fortement diminué.

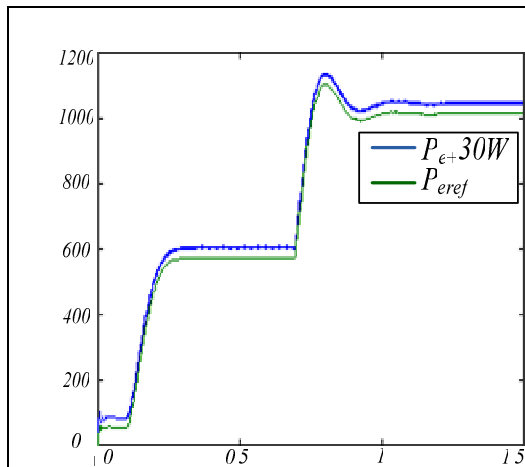


Figure 2.52. Evolution de la puissance d'entrée échantillonnée et de sa référence après un échelon de tension de référence de 50 à 150 V à $t = 0,1 \text{ s}$ puis une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7 \text{ s}$

$$(\omega_{ny} = 100 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}),$$

$$(\omega_{pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{np} = 2700 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega).$$

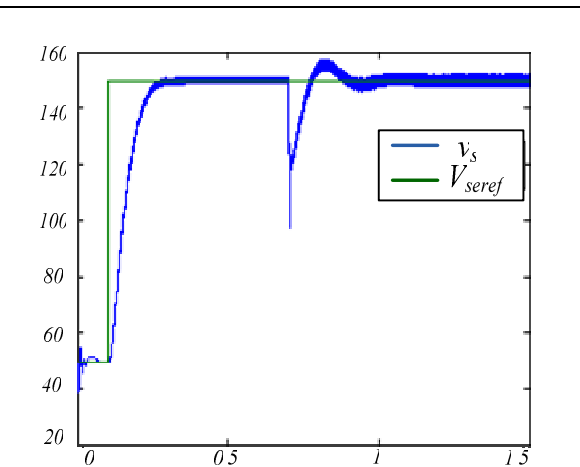


Figure 2.53. Evolution de la tension de sortie après un échelon de la tension de référence de 50 à 150V à $t = 0,1 \text{ s}$ puis une variation de charge de 50 à 30 Ω à $t = 0,7 \text{ s}$

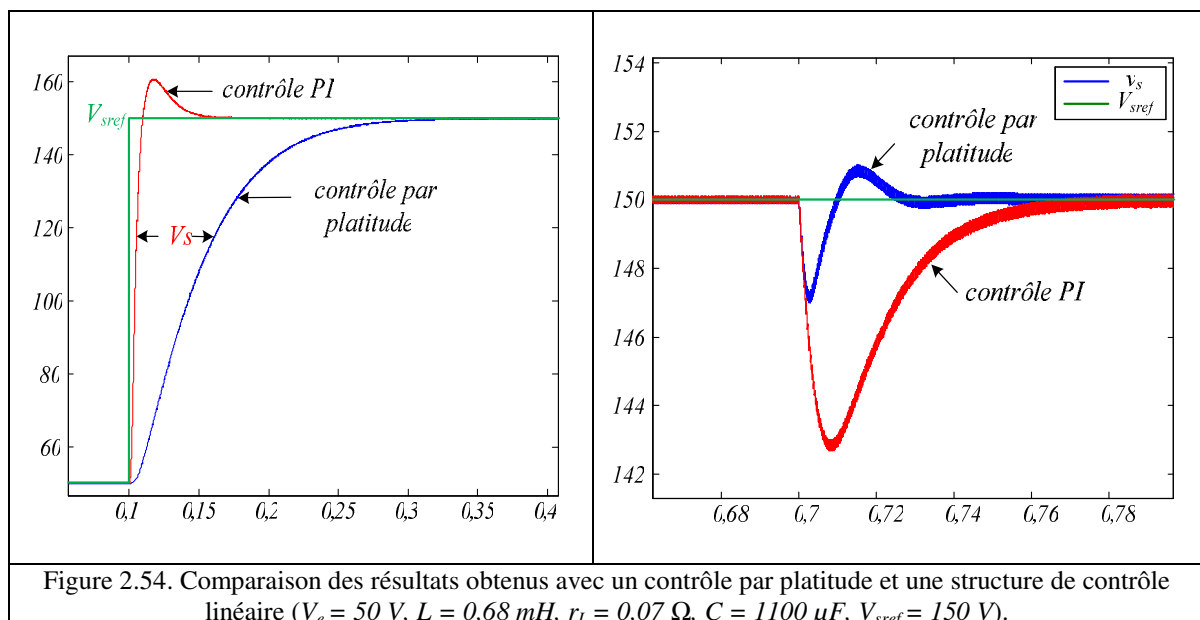
$$(\omega_{ny} = 100 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}),$$

$$(\omega_{pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1} - \omega_{np} = 2700 \text{ rad.s}^{-1} - r_L = 0,25 \Omega).$$

2.5.6. Comparaison avec un contrôle conventionnel

Pour comparer les performances de la structure de commande proposée, nous comparons les performances en asservissement et en régulation du hacheur Boost muni du régulateur étudié ci-dessus (contrôle par platitude à deux boucles) et d'une commande conventionnelle

linéaire à deux boucles (tension courant). Pour la commande linéaire, le point de fonctionnement a été fixé à 150 V pour une charge de 50 Ω . Les bandes passantes des régulateurs de courant et de tension sont identiques à celles respectivement des régulateurs en énergie électrostatique et de puissance, soit donc 200 $rad.s^{-1}$ pour la boucle de tension et 2800 $rad.s^{-1}$ pour la boucle de courant. Comme le montre les résultats présentés sur la figure 2.54, les performances en asservissement du régulateur linéaire sont supérieures à celle du contrôle proposé. Ce résultat s'explique par le fait que l'énergie électrostatique est assujettie à suivre une trajectoire de référence dont la dynamique est imposée par la pulsation de coupure ω_{yref} fixée ici à 100 $rad.s^{-1}$. Le fait d'imposer une trajectoire de référence ralentit donc la convergence du système vers son point de fonctionnement lors de changement de consigne ; par contre les dynamiques d'asservissement restent élevées, le comportement du système en régime transitoire est parfaitement maîtrisé et les dynamiques sont indépendantes du point de fonctionnement. En régulation, les performances du contrôle proposé sont supérieures à celle d'un régulateur linéaire. Le comportement en régime transitoire est parfaitement maîtrisé puisque la puissance d'entrée est elle aussi assujettie à suivre une référence.



2.5.7. Résultats expérimentaux avec un contrôle à deux boucles

Deux types d'essais correspondant aux deux valeurs d'inductance considérées précédemment vont être effectués. La valeur du condensateur est fixée à 1100 μ F. De manière générale, les paramètres sont ceux utilisés pour les simulations.

a) Premier cas d'essai, $L = 0,68$ mH et $C = 1,1$ mF

Dans le premier test, le convertisseur élévateur va fonctionner en régime permanent, puis la résistance de la charge R varie de 50 à 30 Ω tandis que la tension de sortie est régulée à une valeur constante de 150 V. Comme le montre la figure 2.55, l'énergie électrostatique y et la puissance d'entrée échantillonnée P_e suivent bien leurs références respectives. La perturbation de charge est rejetée en moins de 12 ms.

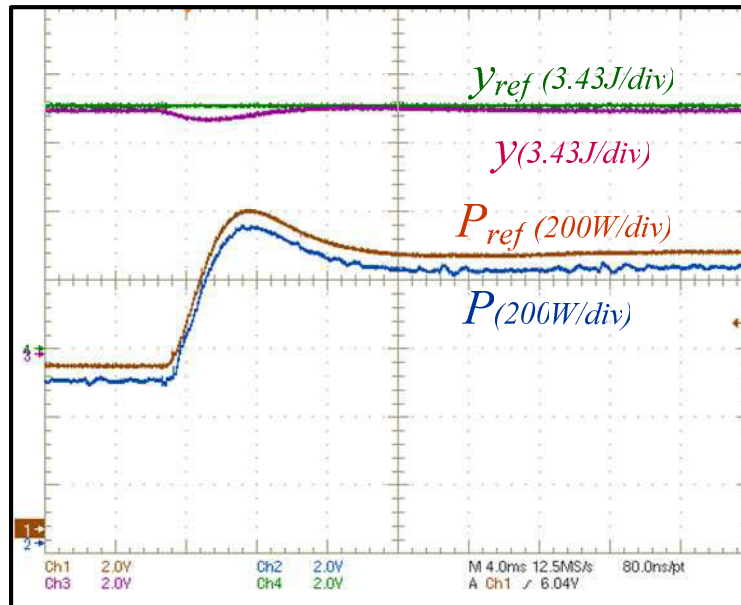


Figure 2.55. Evolution de la puissance d'entrée et de sa référence après une variation de charge de 50 à 30 Ω ($\omega_{ny} = 200 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{Pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{nP} = 2700 \text{ rad.s}^{-1}$, $\zeta_P = \zeta_y = 0,7$, $\zeta_{Pref} = 0,7$, $\zeta_{yref} = 0,95$).

La figure 2.56 montre les variations du rapport cyclique d , de la tension de sortie v_s , de la puissance échantillonnée P_e et de sa valeur de référence (P_{ref}), lorsque l'on soumet le système à un échelon de puissance de référence qui passe de 100 à 600 W. Nous pouvons voir sur cette figure, que la puissance du convertisseur élévateur suit très bien le changement de sa valeur référence (P_{ref}). Le rapport cyclique d augmente pour suivre l'évolution de la tension de sortie v_s .

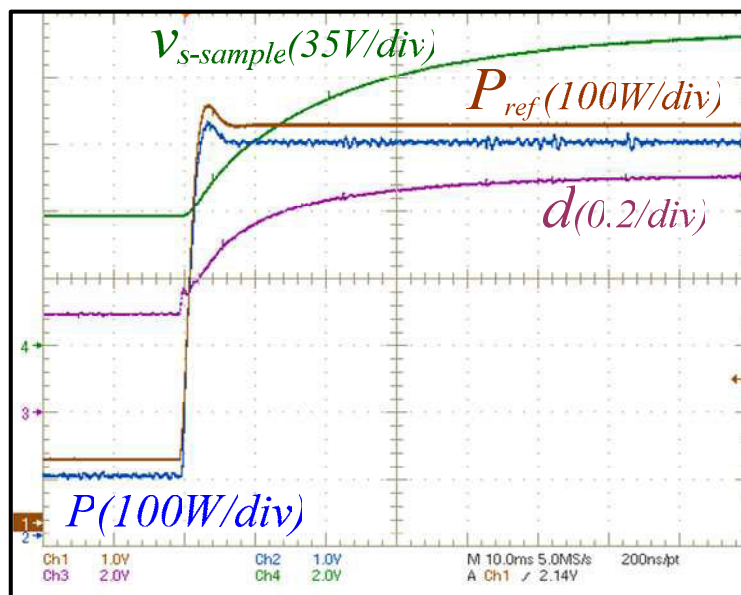


Figure 2.56. Evolution de la puissance P_e et de sa référence, de la tension de sortie et du rapport cyclique après un échelon de puissance de référence qui passe de 100 à 600 W, ($\omega_{ny} = 200 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{Pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{nP} = 2700 \text{ rad.s}^{-1}$, $\zeta_P = \zeta_y = 0,7$, $\zeta_{Pref} = 0,7$, $\zeta_{yref} = 0,95$).

Sur la figure 2.57, on peut évaluer le comportement du convertisseur en asservissement lorsque la valeur de référence de la tension de sortie (V_{sref}) varie de 60 à 150V. Comme le montre cette figure, l'énergie électrostatique y et la puissance d'entrée du convertisseur suivent très bien leur valeur de référence (y_{ref} et P_{eref} , respectivement).

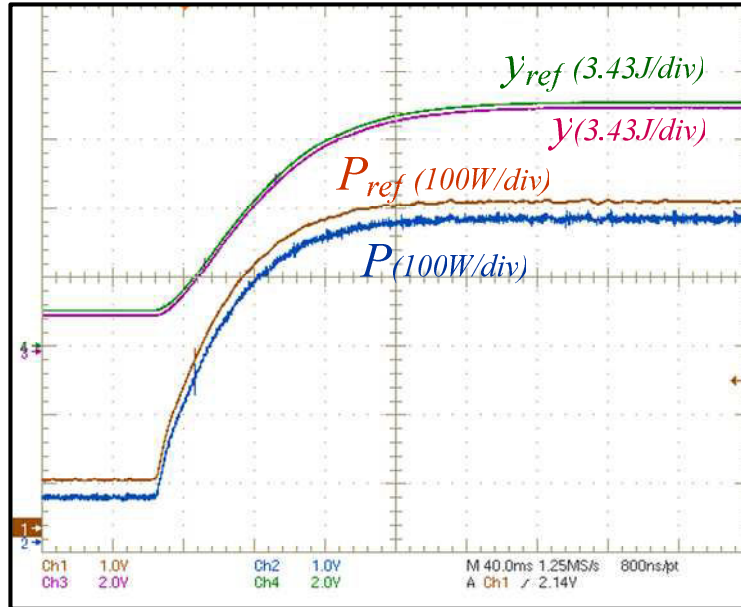


Figure 2.57. Evolution de la puissance P_e et de sa référence, de l'énergie électrostatique et de sa référence après un échelon de tension de référence de 60 à 150V, ($\omega_{ny} = 200 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{yref} = 30 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{Pref} = 1000 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{nP} = 2700 \text{ rad.s}^{-1}$, $\zeta_P = \zeta_y = 0,7$, $\zeta_{Pref} = 0,7$, $\zeta_{yref} = 0,95$).

b) Deuxième cas, $L = 30 \text{ mH}$ et $C = 1,1 \text{ mF}$

Comme le montre les essais expérimentaux présentés sur les figures 2.58 et 2.59 réalisés avec une charge résistive de 50Ω , le contrôle proposé permet d'asservir la tension de sortie à sa référence sans erreur statique. Evidemment avec ce jeu de paramètres, les performances dynamiques du système sont réduites, ceci étant dû à la valeur excessive de l'inductance d'entrée.

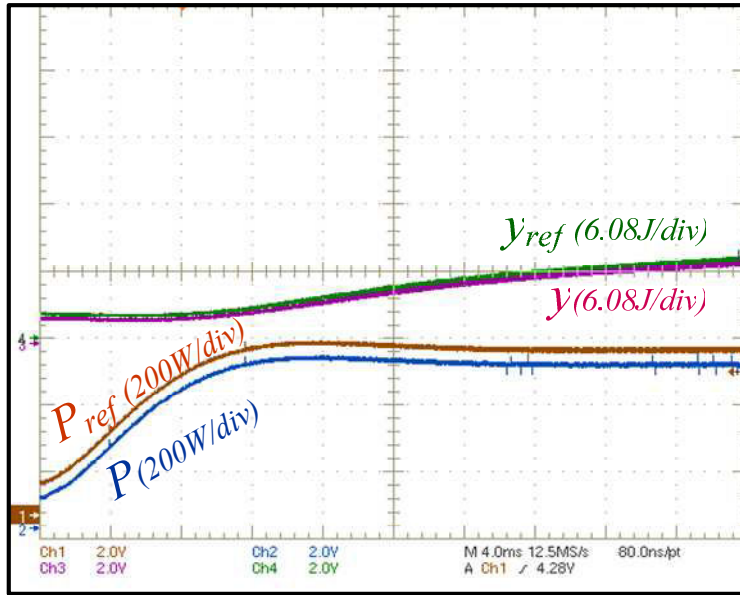


Figure 2.58. Evolution de la puissance P_e et de sa référence, de l'énergie y et de sa référence après un échelon de la puissance de référence de 100 à 500 W, ($\omega_{ny} = 50 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{yref} = 10 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{Pref} = 270 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{nP} = 2700 \text{ rad.s}^{-1}$, $\zeta_P = \zeta_y = 0,7$, $\zeta_{Pref} = 0,7$, $\zeta_{yref} = 0,95$).

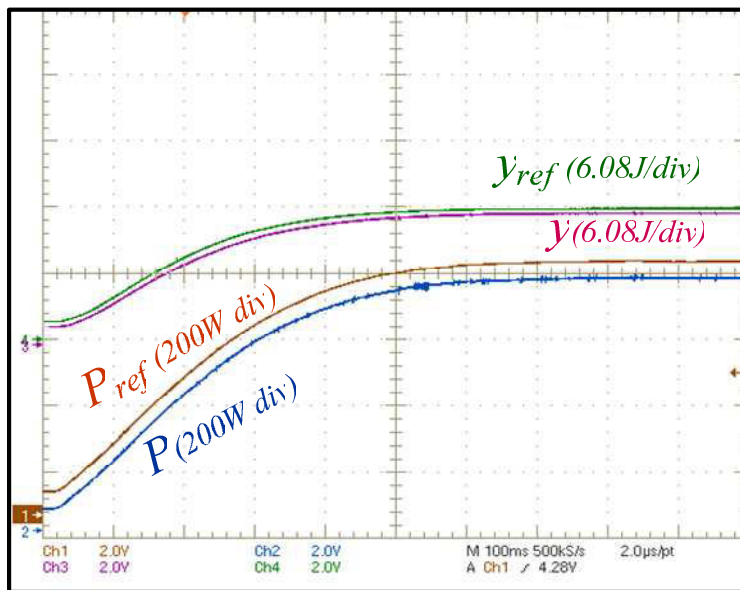


Figure 2.59. Evolution de la puissance d'entrée P_e et de sa référence, de l'énergie y et de sa référence après un échelon de tension de référence de 60 à 150V, ($\omega_{ny} = 50 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{yref} = 10 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{Pref} = 270 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{nP} = 2700 \text{ rad.s}^{-1}$, $\zeta_P = \zeta_y = 0,7$, $\zeta_{Pref} = 0,7$, $\zeta_{yref} = 0,95$).

2.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux stratégies de pilotage des hacheurs. La première utilise une stratégie à une boucle et permet de contrôler l'énergie totale stockée dans le hacheur. Cette stratégie est à réserver aux systèmes pour lesquelles l'énergie magnétique est faible en comparaison de l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie. Dans le cas contraire, il est nécessaire d'améliorer la connaissance du système de manière à estimer les pertes dans la structure de conversion et assurer une erreur statique nulle sur la tension de sortie du hacheur.

La seconde utilise une stratégie à deux boucles, une boucle lente assurant le contrôle de l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie et une boucle rapide gérant l'évolution de la puissance d'entrée du système. Cette deuxième stratégie est beaucoup moins sensible aux incertitudes de modélisation et aux pertes dans le convertisseur. Ce qui caractérise cette stratégie de contrôle est d'imposer des modèles de comportement du système lors des régimes transitoires. Le contrôle garantit que les grandeurs contrôlées (énergie - puissance) suivent parfaitement leur référence respective. Cette propriété permet de garantir des propriétés dynamiques élevées (notamment en régulation), indépendantes du point de fonctionnement et rend possible un dimensionnement précis du système via un calcul analytique. Cette dernière approche, bien qu'expliquée pour un hacheur élévateur, peut être utilisée dans la plupart des hacheurs DC/DC.

2.7. Références

- [Bev99] H. Bevrani, M. Abrishamchian, N. Safari-Shad, “Nonlinear and linear robust control of switching power converters”, International Conference on Control Applications, pp. 808-813, 1999.
- [Bre07] J. J. Brey, C. R. Bordallo, J. M. Carrasco, E. Galván, A. Jimenez, E. Moreno, “Power conditioning of fuel cell systems in portable applications”, Journal of Hydrogen Energy, pp. 1559-1566, 2007.
- [Enr07] J.M. Enrique, E. Duran, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andujar, “Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies”, Journal of Solar Energy, vol. 81, pp. 31-38, 2007.
- [Exp04] I. V. Exposito, “Interfaçage et contrôle commande de piles à combustible pour applications stationnaires et transport”, thèse de Doctorat de l’Université Joseph Fourier, Grenoble, 13 décembre 2004.
- [Fli92] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, P. Rouchon, “Sur les systèmes non linéaires différentiels plats,” *Compte Rendu de l’Académie des Sciences, Série I, Mathématiques*, vol. 315, pp. 619-624, 1992.
- [Fli94] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, P. Rouchon, “Flatness and defect of nonlinear systems. Introductory theory and examples,” CAS internal report A-284, January 1994.
- [Gen04] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolph, H. Guldner, “Boost converter control: comparison of PI-, passivity-based and flatness-based methods”, EPE-PEMC Conference, Latvia, Sept. 2004.
- [Gen06] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolph, H. Guldner, “On Differential Flatness, Trajectory Planning, Observers, and Stabilization for DC-DC Converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 53, pp. 2000-2010, 2006.
- [Has08] B. M. Hasaneen, A. A. Elbaset Mohammed, “Design and simulation of DC/DC Boost converter”, IEEE MEPCON Conference, pp. 335-340, 2008.
- [Hel06] H. Helali, “Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance : Utilisation des techniques d’optimisation multi-objective et prise en compte de contraintes CEM”, Thèse de Doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 24 novembre 2006.
- [Ift08] M. U. Iftikhar, “Contribution à la modélisation des convertisseurs continu/continu dans une perspective de commande Influence du filtre d’entrée”, thèse de Doctorat de l’Université Paris-Sud, 15 décembre 2008.
- [Iu03] H. H. C. Iu, Y. Zhou, C. K. Tse, “Fast-scale instability in a PFC boost converter under average current-mode control”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, pp. 611-624, Dec. 2003.
- [Jai07] S. Jain, V. Agarwal, “New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems”, *Journal of Energy Conversion and Management*, vol. 48, pp. 625-644, 2007.

- [Kel04] A. Kelly, K. Rinne, “Sensorless Current-Mode Control of a Digital Dead-Beat DC-DC Converter”, IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 3, pp. 1790-1795, Feb. 2004.
- [Kim02] J. Kim, Mark A. Horowitz A. Kelly, K. Rinne, “An Efficient Digital Sliding Controller for Adaptive Power-Supply Regulation”, IEEE, Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, no 5, pp. 639-647, May 2002.
- [Lac05] A. Lachichi, “Modélisation et stabilité d’un régulateur hybride de courant application aux convertisseurs pour pile à combustible”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 24 novembre 2005.
- [Liu07] P. Liutanakul, “Stabilité des réseaux embarqués Interaction Puissance-Structure-Commande”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 25 janvier 2007.
- [Lou07] K. P. Louganski, “Generalized average current-mode control of a single-phase AC-DC Boost converter with power factor correction”, thèse de Doctorat de la Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 23 Avr. 2007.
- [Mar03] Ph. Martin, R.M. Murray, P. Rouchon, “Flat systems, equivalence and trajectory generation, CDS technical report”, CDS 2003-008, Apr. 2003.
- [Mav07] J. Mavier, “Convertisseurs génériques à tolérance de panne applications pour le domaine aéronautique”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 22 mars, 2007.
- [Osm08] S. Osmic, A. Trachtler, “Flatness-based Online Controller Reconfiguration”, IEEE, Conference of Industrial Electronics (IECON), pp. 204-209, Nov. 2008.
- [Pay07] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Performance Investigation and Comparison of Two Different Electrical Hybrid System Structures”, IEEE, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 412-417, Sept. 2007.
- [Pay08] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source”, Energy Conversion and Management, vol. 49, pp. 1637-1644, 2008.
- [Sha07] A. Shamsi Nejad, “Architectures d’alimentation et de commande d’actionneurs tolérants aux défauts, régulateur de courant non linéaire à large bande passante”, thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 11 juin 2007.
- [Sha10] A. Shahin, M. Hinaje, J.-P. Martin, S. Pierfederici, S. Raël, B. Davat, “High Voltage Ratio DC-DC Converter for Fuel Cell Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, 2010.
- [Spi97] G. Spiazzi, P. Mattavelli, L. Rossetto, “Sliding mode control of DC-DC converter”, IEEE, Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 1616-1620, 2004.
- [Tan05] S. C.Tan, Y. M. Lai, , M. K. H. Cheung, C. K. Tse, “On the Practical Design of a Sliding Mode Voltage Controlled Buck Converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no 2, pp. 425-437, Mar. 2005.

[Tan06] S. C.Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, “Implementation of Pulse-width-Modulation Based Sliding Mode Controller for Boost Converters”, IEEE Power Electronics Letters, vol. 3, no 4, pp. 130-135, Dec. 2006.

[Tan07] S. C.Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. M. Salamero, C. K. Wu, “A Fast-Response Sliding-Mode Controller for Boost-Type Converters With a Wide Range of Operating Conditions”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no 6, pp. 3276-3286, Dec. 2007.

[Tre04] H.L. Trentelman, “On flat systems behaviors and observable image representations”, Systems & Control Letters, vol. 51, Issue 1, pp. 51-55, January 2004.

Chapitre 3

Systemes Hybrides Electriques : Systemes Multi-sources

3.1. Introduction

L'augmentation rapide de la population et de la consommation énergétique dans le monde ainsi que l'épuisement des ressources fossiles génère une augmentation significative du prix des ressources naturel tel que le pétrole ou le gaz naturel. Cette augmentation justifie à elle seule l'utilisation de Système Hybride Electrique (SHE) plutôt que des sources d'énergie traditionnelle.

Ces systèmes multi-sources constituent des solutions attractives dans les applications transports ainsi que pour des systèmes de production d'énergie stationnaire de petite et moyenne puissances. En effet, ces systèmes génèrent peu de perturbation environnementale grâce à l'utilisation d'énergies propres et/ou d'énergies renouvelables tels que le vent ou le rayonnement solaire. De plus, l'efficacité énergétique de ces systèmes de puissance est élevée [Sol11, Tho09, Sch08]. Dans les systèmes multi-sources, on retrouve donc fréquemment l'assemblage de sources d'énergie propres tels que les systèmes piles à combustible (PAC), les bancs de batteries (BAT), les bancs de supercondensateurs (SC), les systèmes photovoltaïques (PV) et les éoliennes (EOL), ces différentes sources étant connectées sur un bus de tension continue. Le schéma du système étudié est représenté sur la figure 3.1. Dans ce chapitre est présenté l'association de plusieurs sources avec un intérêt particulier pour la gestion des transferts d'énergie entre les différents organes constituant le système.

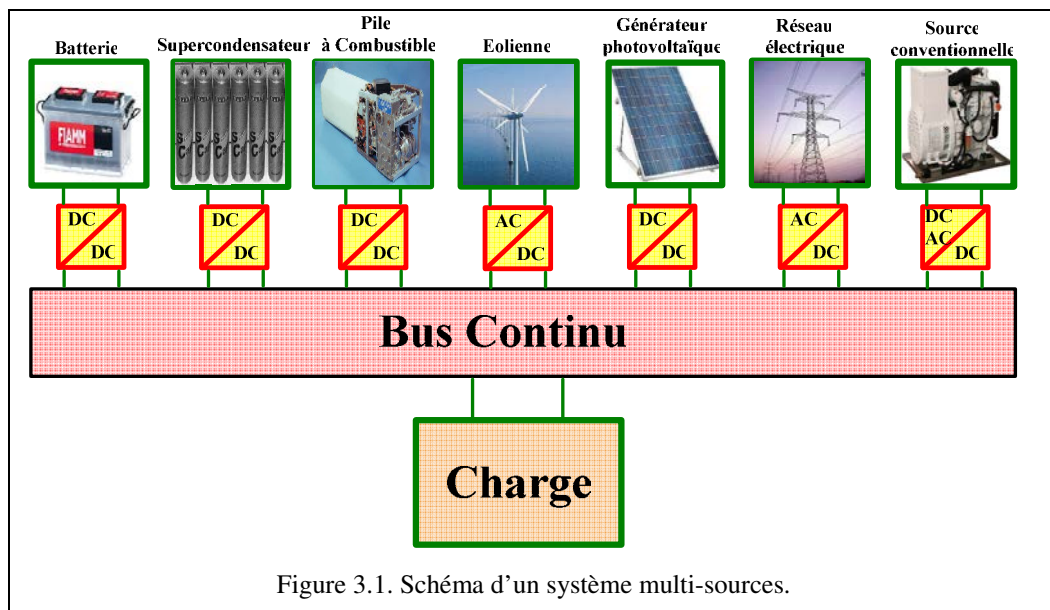


Figure 3.1. Schéma d'un système multi-sources.

Les systèmes piles à combustible et les bancs de batteries sont des sources réalisant la conversion directe de l'énergie chimique en énergie électrique. Actuellement, les systèmes « pile à combustible » sont reconnus comme l'une des technologies prometteuses pour répondre aux besoins futurs de production d'énergie. Contrairement aux bancs de batterie, la pile à combustible génère de l'énergie électrique tant que l'alimentation en gaz est présente, sans en stocker. Cependant, il y a un grand nombre de limitations technologiques pour les systèmes pile à combustible : La variation lente de la puissance transférée par la pile due aux

constantes de temps élevée des organes réalisant la variation de flux gazeux et un prix par watt très élevé. C'est la raison pour laquelle les systèmes « pile à combustible » ne sont pas utilisés seul dans les SHE [Pay08, Kis07, Ami06_1]. Les bancs de batteries commercialisés possèdent également un certain nombre de verrous technologiques tels que la durée de vie, des temps de recharge longs et des densités de puissance assez faibles pour garantir des densités énergétiques élevées. De plus, les performances des batteries peuvent être gravement affectées par des courants de décharge trop élevés [Sik04]. Vis-à-vis de ces deux sources d'énergie, les bancs de supercondensateurs présentent une densité de puissance beaucoup plus élevée mais une densité énergétique plus faible [Cam10].

Les panneaux solaires et les générateurs éoliens peuvent également être considérés comme sources principales dans les systèmes hybrides. Ceux-ci permettent de générer la puissance à partir de ressources naturelles gratuites (soleil ou vent) et le contrôle de ces sources est très souvent réalisé autour d'algorithmes MPPT (Maximum Power Point Tracking) permettant d'obtenir la puissance maximale que peut fournir la source. En effet, on essaie de maximiser l'énergie produite par ce type de sources tant que celle-ci peut être absorbée par le reste du système [Mac10, Gai09, Tan08].

Par conséquent, une combinaison de sources d'énergie primaires (SEP) unidirectionnelles tels que les systèmes « pile à combustible », les PV et les générateurs éoliens avec des sources d'énergie secondaires (SES) bidirectionnelles comme les bancs de batteries ou de supercondensateurs peut être utilisée lors de la conception d'un SHE. Les différents organes des sources d'énergie principale et secondaire sont dimensionnés en fonction de la demande énergétique. Par exemple, la source d'énergie principale peut être dimensionnée pour fournir l'énergie moyenne sans prendre en compte les pics de puissance [Ami06_1, Sik04, Zha08, Pay07].

Jusqu'à maintenant, différentes combinaisons de sources renouvelables ont été proposées pour les systèmes multi-sources. Des recherches ont été réalisées autour de l'association de systèmes « piles à combustible » avec des batteries [LiC09, LiX09, Hai08, Kim07], ou avec des bancs de supercondensateurs [Sik04, Sol11, LiC09, LiX09, Mir06]. Dans le but de réduire les limitations imposées par la source d'énergie secondaire, la combinaison de bancs de batteries et de supercondensateurs permet d'augmenter la capacité de stockage énergétique tout en garantissant une densité de puissance élevée. Ainsi, le volume et la masse de la source peut être réduits et sa durée de vie augmentée.

Pour la source hybride proposée, une stratégie de contrôle basée sur la méthode de contrôle par platitude associée à un superviseur flou est présentée et justifiée dans ce chapitre. Après avoir montré l'intérêt d'asservir la tension du filtre d'entrée à une valeur donnée pour des raisons de stabilité, les différentes structures de convertisseur, permettant d'associer une source principale avec des organes de stockage, sont présentées. Ensuite, la commande par platitude détaillée dans le chapitre 2 est appliquée au système hybride considéré. Puis, après avoir effectué un bref rappel sur le contrôle flou, un superviseur flou est proposé pour assurer la répartition de puissance dans le système de stockage. Enfin, l'architecture de commande et les différents algorithmes de contrôle sont validés par des simulations et des essais expérimentaux.

3.2. Description générale d'un système multi sources

De nombreuses topologies de convertisseur sont utilisables pour un SEH. On peut en effet choisir d'utiliser des convertisseurs à structure isolée ou non, connecter les différents convertisseurs à des endroits différents, répartir les éléments de stockage dans le système

multi-sources... L'optimisation de la structure et le choix de la nature des convertisseurs doivent donc être réalisés en fonction d'un cahier des charges donné et pour un profil de consommation spécifique. On peut également, en fonction de l'application visée tenir compte, de sa compacité, de son prix, de son rendement, de sa robustesse ainsi que d'autres critères comme sa faible émission sonore et sa faible émission électromagnétique [Pay08, Erd09, Ami06_2].

Pour notre étude, il n'a pas été pris en compte d'un profil de consommation spécifique. La source doit donc garantir une tension de bus continu ayant des variations les plus faibles possibles aussi bien lors des variations de charges que lors des phases de récupération. De plus, les structures de convertisseurs mise en œuvre dans les systèmes multi-sources étudiés sont des convertisseurs non-isolés à structure élévatrice. Le contrôle de ces convertisseurs a été détaillé dans le chapitre 2.

3.3. Influence d'un filtre d'entrée

3.3.1. Présentation du système

Comme nous l'avons détaillé au chapitre 2, nous modélisons l'ensemble des pertes du convertisseur par deux résistances série et parallèle supposées constantes dans cette partie. Le convertisseur est alimenté par une source de tension parfaite via un filtre d'entrée d'ordre 2 faiblement amorti (figure 3.2) et fournit de l'énergie à une source de tension notée v_s .

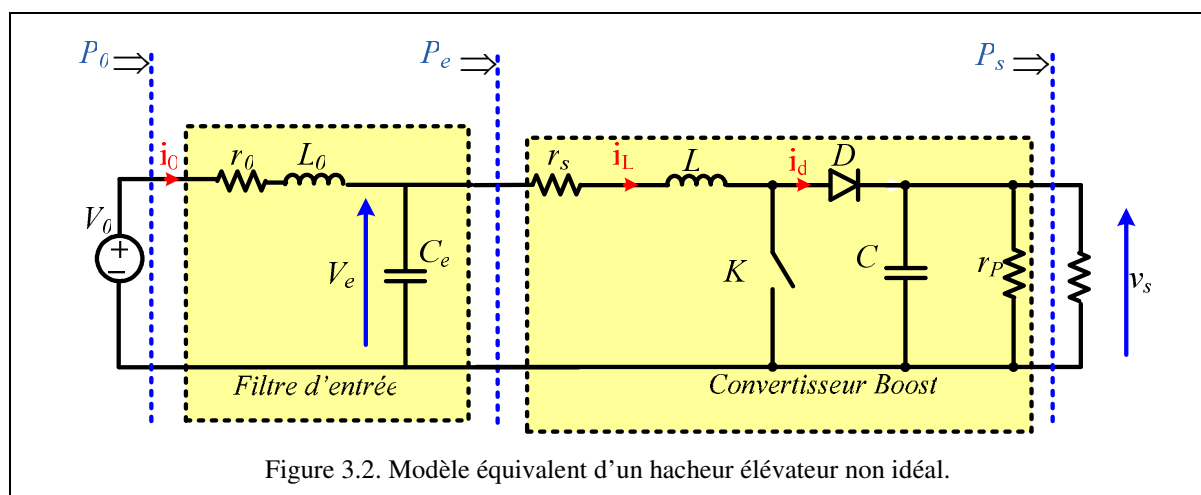


Figure 3.2. Modèle équivalent d'un hacheur élévateur non idéal.

Le système est contrôlé en puissance. La puissance P_e à l'entrée du convertisseur est donc asservie à une référence P_{ref} . L'asservissement de puissance utilisé est identique à celui décrit au chapitre 2. La trajectoire de référence utilisée d'une valeur de référence à la suivante est obtenue à l'aide d'un filtre du second ordre de gain unitaire d'amortissement et de pulsation de coupure ξ_{Pref} et ω_{Pref} (figure 3.3).

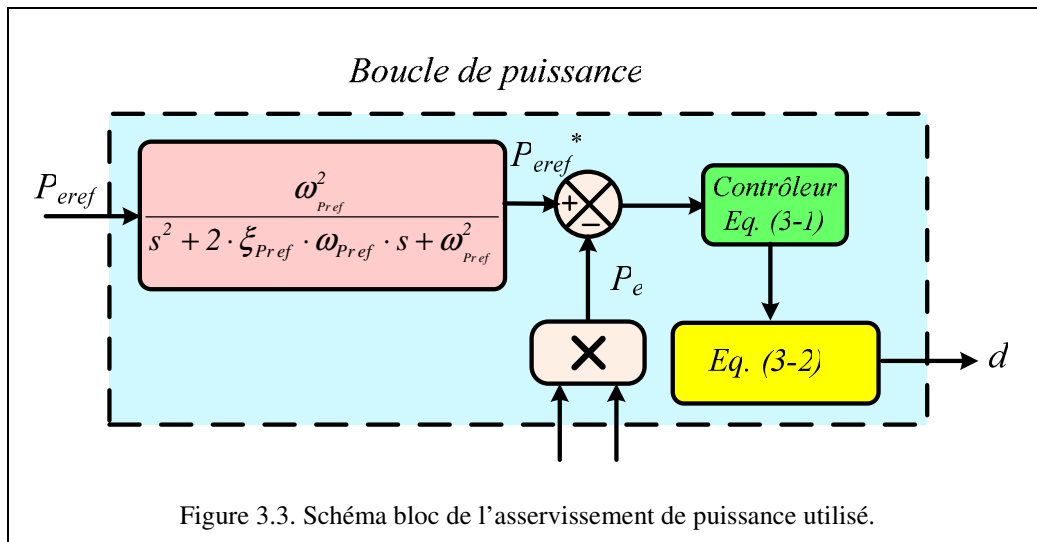


Figure 3.3. Schéma bloc de l'asservissement de puissance utilisé.

La loi de comportement imposée par la commande est donnée par la relation :

$$\dot{P}_e = \dot{P}_{eref} + 2 \cdot \xi_P \cdot \omega_{nP} \cdot (P_{eref} - P_e) + \omega_{nP}^2 \cdot \int_0^t (P_{eref} - P_e) d\tau \quad (3-1)$$

Le rapport cyclique est alors calculé en utilisant la relation :

$$d = \frac{L}{V_e v_s} \left(\dot{P}_e - i_L \frac{dV_e}{dt} \right) + r_s \frac{P_{eref}}{V_e v_s} + 1 - \frac{V_e}{v_s} \quad (3-2)$$

3.3.2. Analyse des interactions filtre d'entrée - hacheur élévateur

3.3.2.1. Origine des interactions

Dans un premier temps, on suppose que la commande possède une bande passante infiniment élevée c'est-à-dire qu'elle rejette en un temps infiniment court une perturbation d'amplitude finie sur la tension d'entrée. Alors vue de l'alimentation, le système peut être modélisé comme le montre la figure 3.4.

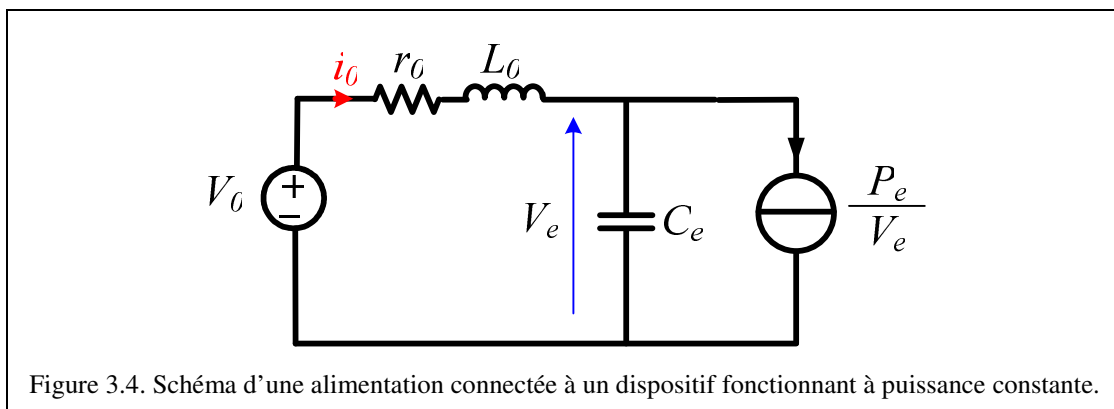


Figure 3.4. Schéma d'une alimentation connectée à un dispositif fonctionnant à puissance constante.

Les équations d'état du système s'écrivent :

$$\begin{aligned} L_0 \cdot \frac{di_0}{dt} &= -r_0 \cdot i_0 + V_0 - V_e \\ C_e \cdot \frac{dV_0}{dt} &= i_0 - \frac{P_e}{V_e} \end{aligned} \quad (3-3)$$

Considérons l'énergie électrostatique y_e comme grandeur de sortie et établissons une relation liant les variations d'énergie électrostatique aux variations de puissance de charge. On notera \hat{x} une variation supposée petite de la variable x . Il est facile de montrer qu'après linéarisation au premier ordre et une transformation de Laplace du système linéarisé, il vient (en notant s l'opérateur de Laplace) :

$$\frac{\hat{y}_e}{\hat{P}_e} = - \frac{\left(1 + \frac{L_0}{r_0} \cdot s\right) \cdot r_0 \cdot C_e}{L_0 \cdot C_e \cdot s^2 + \left(r_0 \cdot C_e - \frac{L_0 \cdot P_e}{V_e^2}\right) \cdot s + 1 - \frac{r_0 \cdot i_0}{V_e}} \quad (3-4)$$

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 $P_{e\max}$ au-delà de laquelle le système devient instable. Son expression est donnée par (valable si $r_0 \cdot i_0 < V_e$) :

$$P_{e\max} = \frac{r_0 \cdot C_e \cdot V_e^2}{L_0} \quad (3-5)$$

Une solution classique pour assurer la stabilité du système pour une puissance de charge donnée est alors d'augmenter la valeur de la 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.

3.3.2.2. Analyse des interactions

L'utilisation de la relation (3-5) peut conduire à des résultats relativement conservatifs. Pour dimensionner de manière moins restrictive les paramètres du système, on peut intégrer dans la phase de dimensionnement les paramètres du régulateur de puissance du hacheur.

L'étude des interactions entre deux dispositifs en cascade et notamment la mise en cascade de filtre et de convertisseur statique a fait l'objet de nombreuses études depuis les années 70 et fait l'objet d'un regain d'intérêt ces dernières années avec l'augmentation croissante de l'électronique embarquée et le souci sans cesse croissant de minimiser le volume et la masse des dispositifs. Cette contrainte se traduit souvent par une augmentation des bandes passantes des régulateurs et une diminution des valeurs des éléments de stockage. L'analyse des interactions entre le dispositif amont et le dispositif aval se fait de manière conventionnelle via une analyse harmonique basée sur des spécifications d'impédance. Cette approche est une approche locale dans laquelle l'analyse de la stabilité du système se fait en étudiant les impédances de sortie et d'entrée des dispositifs amont et aval. Les modélisations développées au chapitre 2 étaient associées à une structure conventionnelle de contrôle des hacheurs utilisant une ou deux boucles de régulation. Dans ce chapitre, nous allons introduire un formalisme plus approprié aux sources hybrides d'énergie où le couple courant/tension est remplacé par le couple puissance/énergie.

Considérons le quadripôle représenté sur la figure 3.5 où les indices « e » et « s » sont relatifs respectivement aux grandeurs d'entrée et de sortie. P_e et P_s représentent les puissances d'entrée et de charge du quadripôle, y_e et y_s étant associées aux énergies stockées dans les condensateurs d'entrée et de sortie.

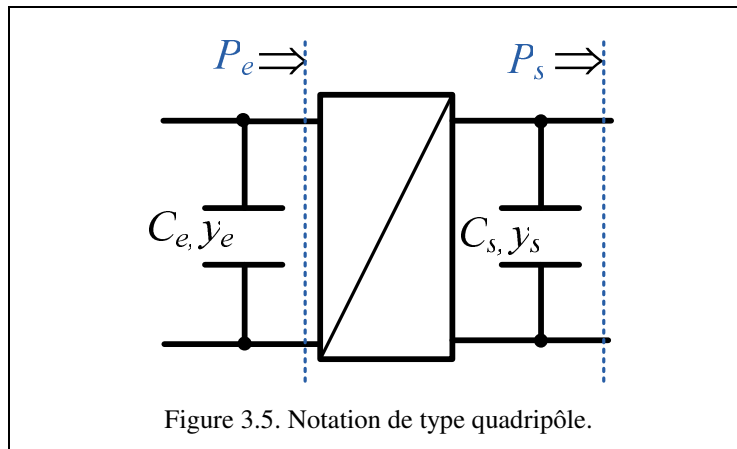


Figure 3.5. Notation de type quadripôle.

Les variations des variables de sorties du montage (y_s, P_s) sont liées aux variations des variables d'entrées (y_e, P_e) via la relation :

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_s \\ \hat{P}_s \end{pmatrix} = \begin{vmatrix} H_y(s) & T(s) \\ Y(s) & -H_p(s) \end{vmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{y}_e \\ -\hat{P}_e \end{pmatrix} \quad (3-6)$$

où :

$H_y(s)$ représente la fonction de transfert en énergie du quadripôle,

$H_p(s)$ représente la fonction de transfert en puissance du quadripôle,

$T(s)$ est la fonction de transfert énergie de sortie - puissance de charge à énergie d'entrée constante,

$Y(s)$ est la fonction de transfert puissance d'entrée - énergie d'entrée à puissance de charge constante.

Dans un système physique viable, les fonctions de transfert $H_y(s)$ et $H_p(s)$ sont des fonctions de transfert stables.

Considérons maintenant la mise en cascade de deux quadripôles présentée sur la figure 3.6.

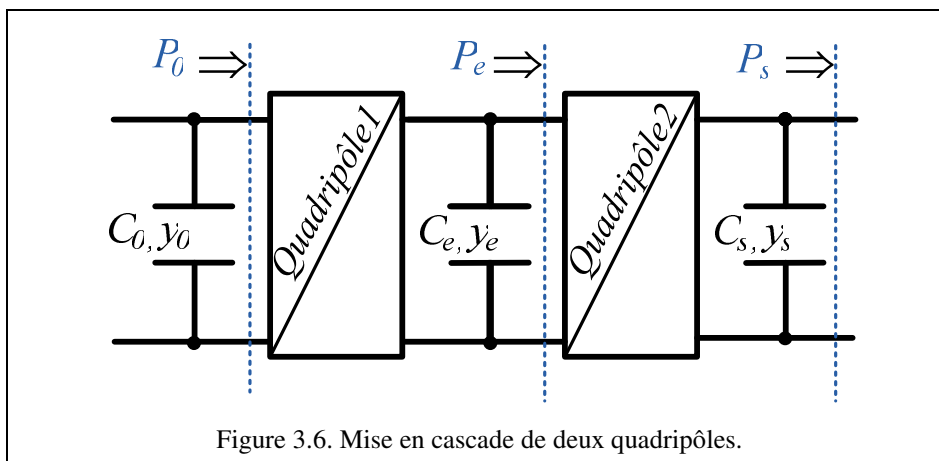


Figure 3.6. Mise en cascade de deux quadripôles.

Les variations des énergies électrostatiques d'entrée et de sortie résultant de la mise en cascade de deux dispositifs électriques fonctionnant à puissance de charge constante sont liées par :

$$\left(\frac{\hat{y}_s}{\hat{y}_0} \right)_{\hat{p}_s=0} = \frac{H_{y_1}(s) \cdot H_{y_2}(s)}{1 + T_1(s) \cdot Y_2(s)} \quad (3-7)$$

$$\left(\frac{\hat{y}_e}{\hat{y}_0} \right)_{\hat{p}_s=0} = \frac{H_{y_1}(s)}{1 + T_1(s) \cdot Y_2(s)} \quad (3-8)$$

Il est alors possible d'établir des conditions suffisantes de stabilité. La mise en cascade de deux dispositifs est stable si chaque fonction de transfert est stable et que le lieu de Nyquist de la fonction de transfert $T_1(s) \cdot Y_2(s)$ n'entoure pas le point (-1,0). Ce résultat est similaire à celui obtenu avec l'approche en tension-courant, $T_1(s)$ étant remplacée par l'impédance de sortie du dispositif amont et $Y_2(s)$ par l'impédance d'entrée du dispositif aval. Pour certaines applications, ce critère est trop restrictif et il est alors nécessaire de raisonner directement sur les fonctions de transfert données en (3-7) et (3-8).

En appliquant ce résultat à la mise en cascade d'un ensemble filtre – hacheur, présenté sur la figure 3.2, il en résulte que la stabilité du système pourra être étudiée à l'aide des fonctions de transfert $H_{y1}(s)$, $T_1(s)$ et $Y_2(s)$.

3.3.2.2.1. Calcul de la fonction de transfert $H_{y1}(s)$

Par définition de $H_{y1}(s)$, on a :
$$H_{y1}(s) = \left(\frac{\hat{y}_e(s)}{\hat{y}_0(s)} \right)_{\hat{p}_e=0}$$

Dans le cas d'un filtre d'entrée, nous sommes dans un cas particulier où l'entrée n'est pas capacitive mais est une source de tension supposée parfaite. Deux solutions sont possibles. La première consiste, pour ce cas particulier, à considérer non plus l'énergie électrostatique comme grandeur d'entrée du quadripôle mais la tension d'alimentation, les autres entrées/sorties restant inchangées. La seconde consiste à associer à cette source de tension une capacité fictive C_0 de valeur finie et supposée élevée (représentant en fait la capacité de sortie de l'alimentation). Nous allons opter pour cette formulation de manière à rester le plus général possible.

On peut alors écrire les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \hat{y}_e(s) &= C_e \cdot V_e \cdot \hat{V}_e \\ \hat{y}_0(s) &= C_0 \cdot V_0 \cdot \hat{V}_0 \end{aligned}$$

Par ailleurs, les équations électriques du filtre d'entrée donnent, au premier ordre à puissance P_e constante (notations introduites sur la figure 3.2) :

$$s \cdot \hat{y}_e(s) = V_e \cdot \hat{i}_0 + \frac{\hat{y}_e}{C_e \cdot V_e} \cdot i_0 \quad (3-9)$$

$$(L_0 \cdot s + r_0) \cdot \hat{i}_0 = \frac{\hat{y}_0}{C_0 \cdot V_0} - \frac{\hat{y}_e}{C_e \cdot V_e} \quad (3-10)$$

Ces deux dernières équations conduisent alors à :

$$\left(s - \frac{i_0}{C_e \cdot V_e} + \frac{1}{C_e} \cdot \frac{1}{L_0 \cdot s + r_0} \right) \cdot \hat{y}_e(s) = \frac{V_e}{C_0 \cdot V_0 (L_0 \cdot s + r_0)} \cdot \hat{y}_0$$

D'où finalement :

$$H_{y1}(s) = \left(\frac{\hat{y}_e(s)}{\hat{y}_0(s)} \right)_{\hat{P}_e=0} = \frac{1}{L_0 \cdot C_e \cdot s^2 + \left(r_0 \cdot C_e - \frac{L_0 \cdot P_e}{V_e^2} \right) \cdot s + 1 - \frac{r_0 \cdot i_0}{V_e}} \cdot \frac{C_e \cdot V_e}{C_0 \cdot V_0} \quad (3-11)$$

3.3.2.2.2. Calcul de la fonction de transfert $Y_2(s)$

$$\text{Par définition de } Y_2(s), \text{ on a : } Y_2(s) = \left(\frac{\hat{P}_e(s)}{\hat{y}_e(s)} \right)_{\hat{P}_s=0}$$

Dans cette partie, on suppose la tension de sortie lentement variable de manière à pouvoir négliger sa dynamique de variation vis-à-vis de celle de la puissance ou du courant. L'équation (3-2) évaluée autour d'un point de fonctionnement conduit au premier ordre à :

$$\begin{aligned} \hat{d} &= \left(\frac{L}{V_e v_s} \left(-2\xi_p \cdot \omega_{np} - \frac{\omega_{np}^2}{s} \right) + \frac{r_s}{V_e v_s} \right) \cdot \hat{P}_e - \left(r_s \frac{P_e}{C_e V_e^3 v_s} + \frac{1}{C_e \cdot V_e \cdot v_s} + \frac{L \cdot i_L \cdot s}{C_e \cdot V_e^2 \cdot v_s} \right) \cdot \hat{y}_e \\ &= d_1(s) \cdot \hat{P}_e + d_2(s) \cdot \hat{y}_e \end{aligned} \quad (3-12)$$

Après linéarisation au premier ordre du modèle moyen du hacheur élévateur fonctionnant en mode de conduction continu puis après une transformation de Laplace, il vient :

$$(L \cdot s + r_s) \cdot \hat{i}_L = \frac{\hat{y}_e}{C_e \cdot V_e} + v_s \cdot (d_1(s) \cdot \hat{P}_e + d_2(s) \cdot \hat{y}_e)$$

D'où finalement :

$$\hat{i}_L = \frac{\frac{1}{r_s \cdot C_e \cdot V_e} + \frac{v_s}{r_s} \cdot d_2(s)}{\left(\frac{L}{r_s} \cdot s + 1 \right)} \cdot \hat{y}_e + \frac{\frac{v_s}{r_s} \cdot d_1(s) \cdot \hat{P}_e}{\left(\frac{L}{r_s} \cdot s + 1 \right)} = I_1(s) \cdot \hat{P}_e + I_2(s) \cdot \hat{y}_e \quad (3-13)$$

or :

$$\hat{P}_e = \frac{\hat{y}_e}{C_e \cdot V_e} \cdot i_L + \hat{i}_L \cdot V_e$$

donc :

$$Y_2(s) = \left(\frac{\hat{P}_e(s)}{\hat{y}_e(s)} \right)_{\hat{P}_s=0} = \frac{\frac{i_L}{C_e \cdot V_e} + V_e \cdot I_2(s)}{1 - V_e \cdot I_1(s)} \quad (3-14)$$

3.3.2.2.3. Calcul de la fonction de transfert $T_1(s)$

Par définition de $T_1(s)$, on a : $T_1(s) = \left(-\frac{\hat{y}_e(s)}{\hat{P}_e(s)} \right)_{\dot{y}_0=0}$

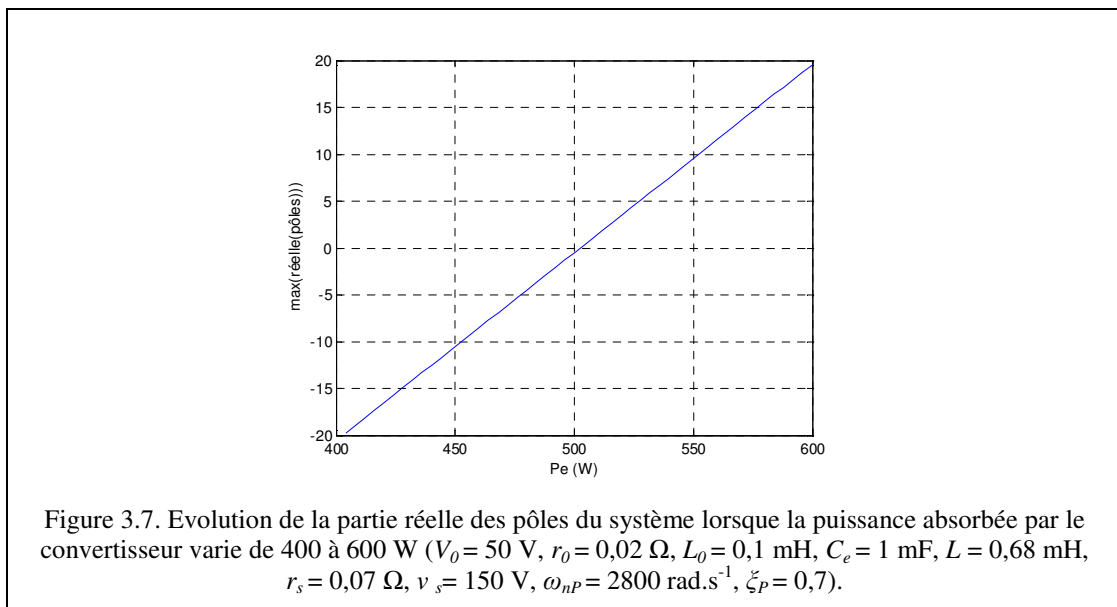
Ce calcul correspond à celui effectué au paragraphe 3.3.2.1. Le résultat (3-4) reste applicable. Il vient :

$$T_1(s) = \frac{\left(1 + \frac{L_0}{r_0} \cdot s \right) \cdot r_0 \cdot C_e}{L_0 \cdot C_e \cdot s^2 + \left(r_0 \cdot C_e - \frac{L_0 \cdot P_e}{V_e^2} \right) \cdot s + 1 - \frac{r_0 \cdot i_0}{V_e}} \quad (3-15)$$

3.3.2.2.4. Stabilité

On peut maintenant faire l'analyse de la stabilité. Dans ce cas d'étude, imposer à la fonction $H_{y1}(s)$ d'être stable et au lieu de Nyquist de la fonction de transfert $T_1(s) \cdot Y_2(s)$ de ne pas entourer le point (-1,0) mènent à des conditions de stabilité trop restrictives. En effet les pôles de $H_y(s)$ sont identiques aux pôles de la fonction de transfert donnée en (3-4). On ne peut donc pas prendre en compte les dynamiques internes du hacheur et de sa commande.

La pulsation de coupure du filtre d'entrée a été placée à 1/20ème de la fréquence de découpage ($F_s=10kHz$). Si l'on regarde l'évolution des pôles de la fonction de transfert (3-8), alors, on constate que le système devient instable pour des puissances légèrement supérieures à 500W pour les paramètres choisis (figure 3-7).



Lorsqu'on examine l'effet des paramètres du régulateur de puissance sur la stabilité de l'ensemble, on constate que la dynamique de régulation n'a pas d'effet sur les pôles du système engendrant les phénomènes instables. Ce résultat est visible sur la figure 3.8 où sont représentées les évolutions de la partie réelle des pôles en fonction de la pulsation ω_{nP} pour une puissance absorbée par le convertisseur de 510 W (point d'équilibre instable). Ce résultat s'explique principalement par le fait qu'avec la commande plate utilisée, la fonction du

régulateur est de compenser uniquement les erreurs de modélisation. Il rejette donc très rapidement toute perturbation sur la tension d'alimentation.

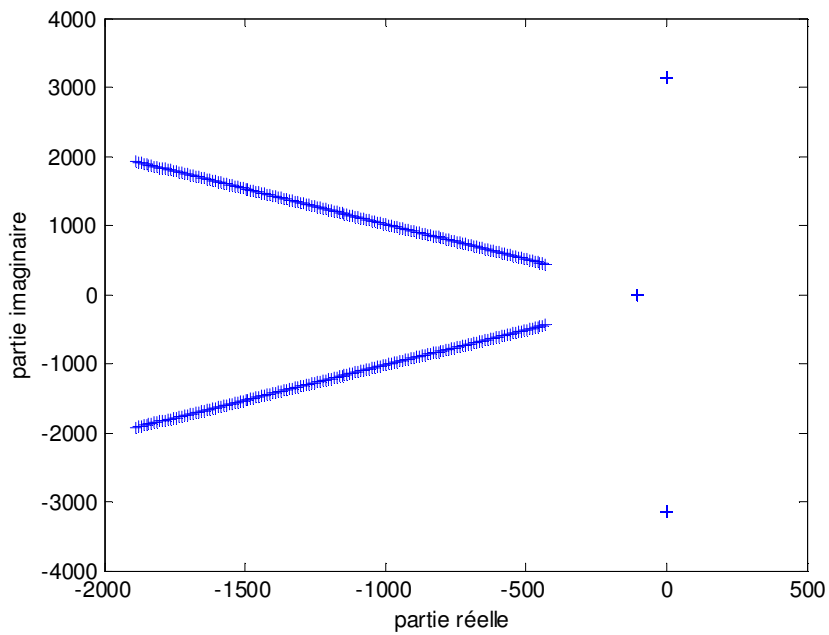


Figure 3.8-a. Evolution de la partie réelle des pôles lorsque ω_{nP} varie de 600 à 2700 rad/s, ($V_0 = 50$ V, $r_0 = 0,02$ Ω , $L_0 = 0,1$ mH, $C_e = 1$ mF, $L = 0,68$ mH, $r_s = 0,07$ Ω , $v_s = 150$ V, $P_e = 510$ W, $\zeta_p = 0,7$).

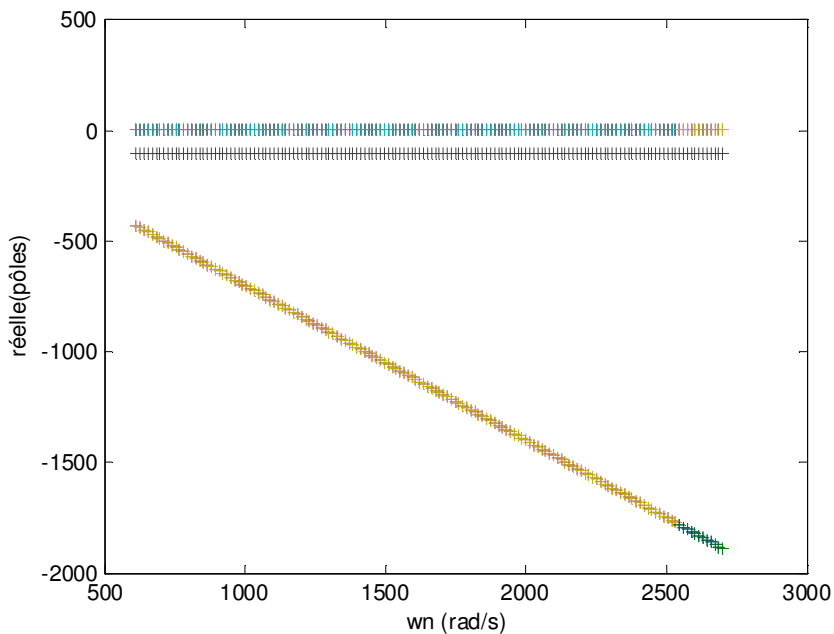
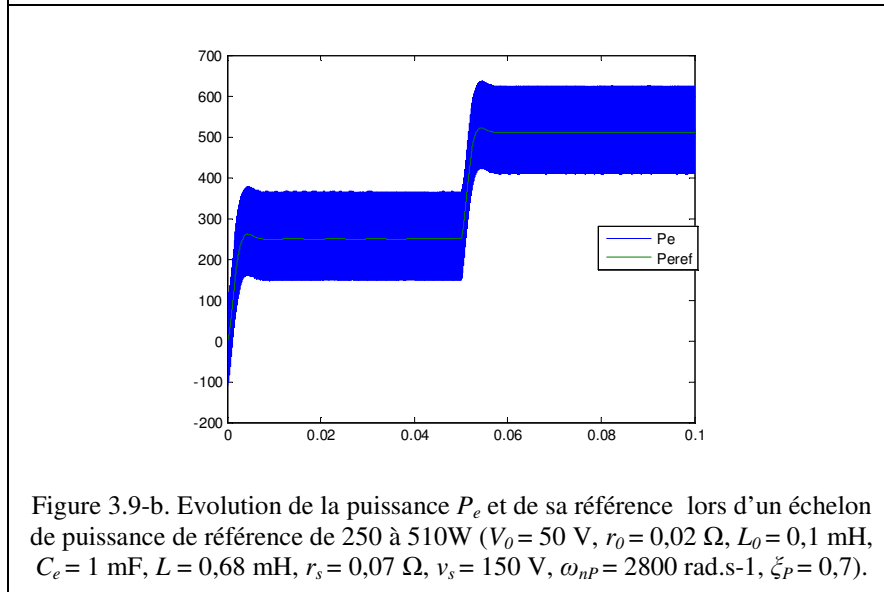
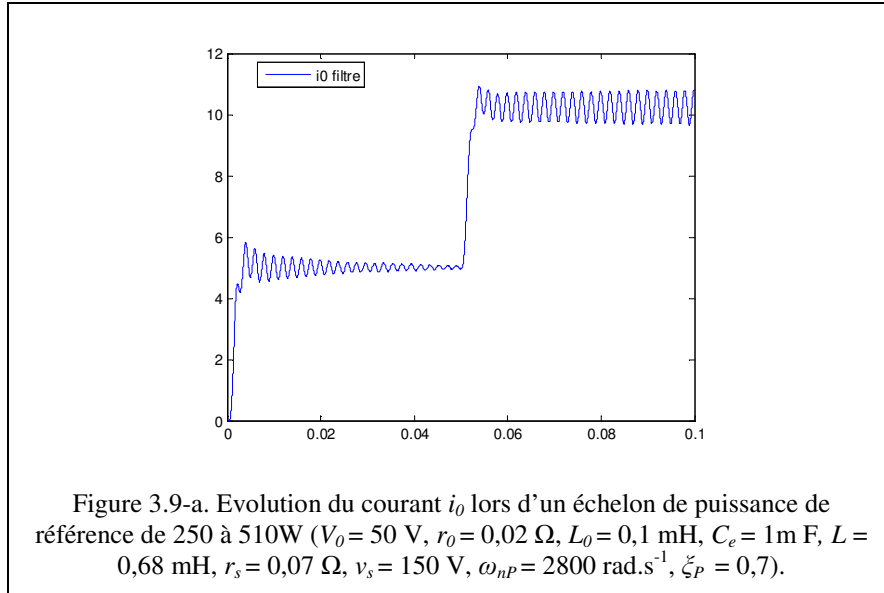


Figure 3.8-b. Lieu des pôles dans le plan complexe lorsque ω_{nP} varie de 600 à 2700 rad/s, ($V_0 = 50$ V, $r_0 = 0,02$ Ω , $L_0 = 0,1$ mH, $C_e = 1$ mF, $L = 0,68$ mH, $r_s = 0,07$ Ω , $v_s = 150$ V, $P_e = 510$ W, $\zeta_p = 0,7$).

L'étude de stabilité montre ici qu'avec l'approche de commande proposée, on peut assimiler le hacheur muni de sa boucle de puissance à une charge à puissance constante dans le domaine fréquentiel où il y a interaction avec le filtre d'entrée.

Si l'on examine les résultats de simulation lors d'une variation de puissance de référence du hacheur connecté à son filtre d'entrée (figure 3.9-a) l'effet déstabilisateur du filtre d'entrée est bien visible lors de l'échelon de puissance de référence à 510W.



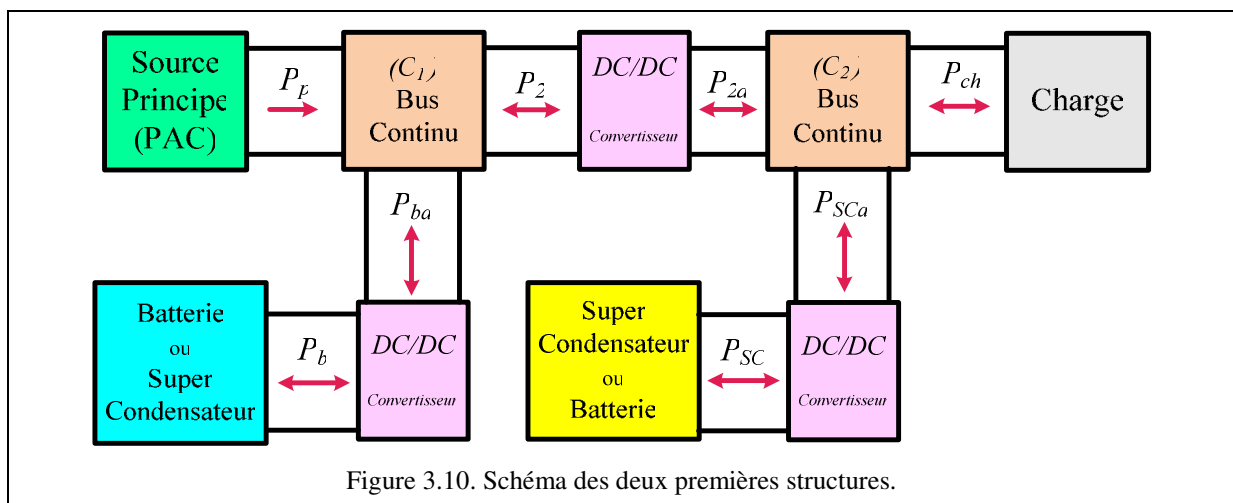
3.3.3. Conclusion

L'étude faite dans cette section montre donc que l'utilisation de hacheurs, munis de boucle de puissance, connectés à un filtre d'entrée peut poser des problèmes de stabilité. Lorsqu'une approche par platitude est utilisée pour contrôler la puissance, les paramètres du régulateur de puissance n'ont que très peu d'impact sur la stabilité de l'ensemble filtre - convertisseur. Le seul moyen d'assurer la stabilité de l'ensemble consiste alors à modifier le dimensionnement des éléments passifs, la solution la plus simple conduisant souvent à augmenter la valeur du condensateur de filtrage.

Dans le cas du système multi-sources considéré, le convertisseur d'interface principal est connecté à la source d'énergie (PAC) via un filtre d'entrée du second ordre dont la fonction est de garantir un courant de PAC ayant un taux d'ondulation faible. La présence de ce filtre peut déstabiliser la commande du système si le convertisseur est uniquement contrôlé en puissance (notamment si sa tension de sortie est régulée par ailleurs). Pour assurer des dynamiques élevées de régulation tout en assurant la stabilité du système, nous allons donc opter pour un asservissement de la tension d'entrée de ce convertisseur, la tension de sortie étant asservi à sa référence via un autre convertisseur.

3.4. Description du système multi-sources étudié

Pour les systèmes multi-sources où la source principale est une source électrochimique, pour réduire les ondulations de courant dans la source, un filtre d'entrée est ajouté au système. Dans ce cas, deux bus continus capacitifs sont présents dans le système. Le bus basse tension est réalisé autour du banc de capacité C_1 et le bus de sortie, à tension plus élevée, est réalisé autour du banc de capacité C_2 . La source d'énergie principale est connectée sur C_1 et la charge est connectée sur C_2 . Quatre structures peuvent ainsi être définies. Les figures 3.10, 3.11 et 3.12 représentent l'association d'un système « pile à combustible » et d'un système de stockage d'énergie électrique. Sur la figure 3.10, les organes de stockage sont connectés à deux points différents du système alors que sur la figure 3.11 et 3.12, les organes de stockage sont connectés aux mêmes points, soit sur le bus haute tension (figure 3.11), soit sur le bus basse tension (figure 3.12). La puissance fournie par la pile est contrôlée grâce au contrôle de la tension aux bornes de C_1 . La tension C_2 est la tension de sortie du système multi-sources. Elle doit donc être constante. On doit donc insérer un convertisseur bidirectionnel entre ces deux capacités. Les organes de stockage d'énergie sont connectés au système multi-sources avec des convertisseurs bidirectionnels. Ceci permet d'assurer la charge et la décharge des organes de stockage ainsi que d'absorber l'énergie fournie par la charge.



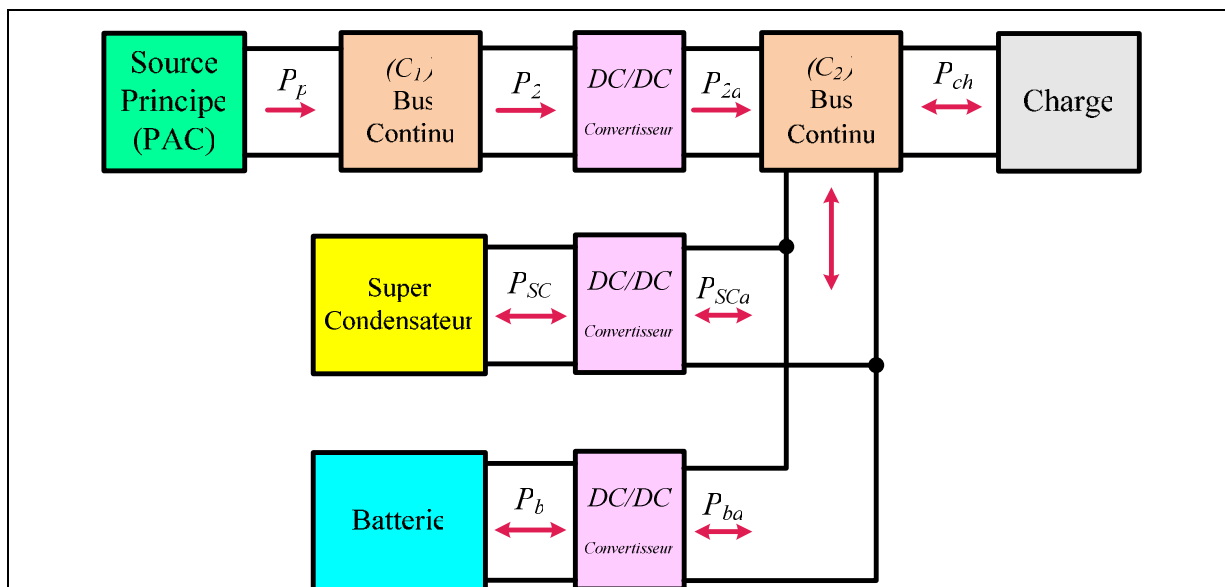


Figure 3.11. Schéma de la troisième structure.

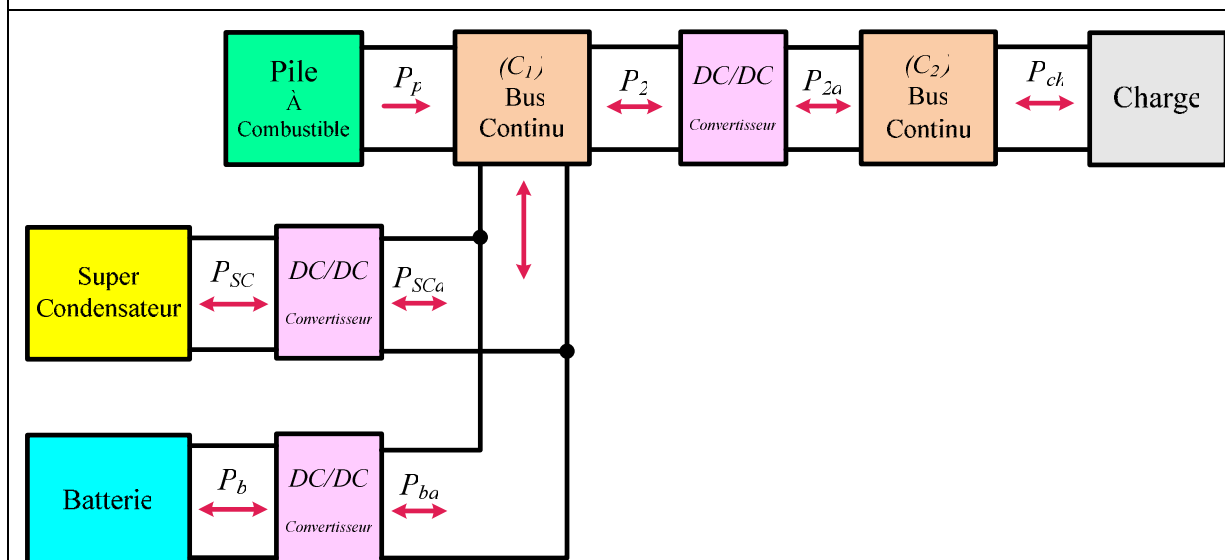


Figure 3.12. Schéma de la quatrième structure.

3.5. Modélisation du système multi-sources

La modélisation des différentes structures est établie en tenant compte des pertes dans les différents convertisseurs. Comme présenté dans le chapitre 2, les pertes dans le convertisseur sont réparties d’une part sur une résistance en série avec la source et une résistance en parallèle avec la charge. Un rappel de cette modélisation est donné sur la figure 3.13.

La structure détaillée est la première structure, lorsque la batterie est connectée sur le bus capacitif de sortie et les supercondensateurs sont connectés sur le filtre d’entrée. Le schéma de cette structure est représenté sur la figure 3.14. De plus, sur cette figure sont représentées les différentes puissances utilisées dans la modélisation. Les résistances séries r_{sb} , r_{s2} , r_{sSC} ainsi que les résistances parallèle R_{pb} , R_{p2} et R_{pSC} modélisent les pertes de chaque convertisseur DC/DC. Les tensions v_p , v_b , v_{SC} sont les tensions de sortie des trois sources. La nature des composants d’électronique de puissance doit être définie en fonction du niveau de tension

présent dans le système multi-sources. Dans le but de généraliser la structure, on a représenté des interrupteurs idéaux, bi-directionnels en courant.

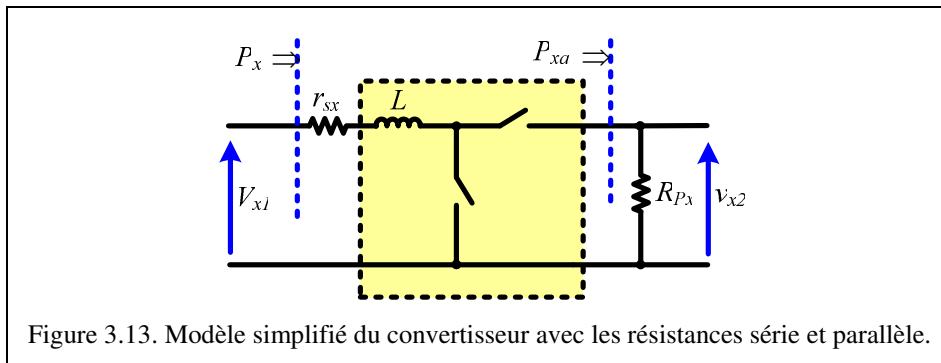


Figure 3.13. Modèle simplifié du convertisseur avec les résistances série et parallèle.

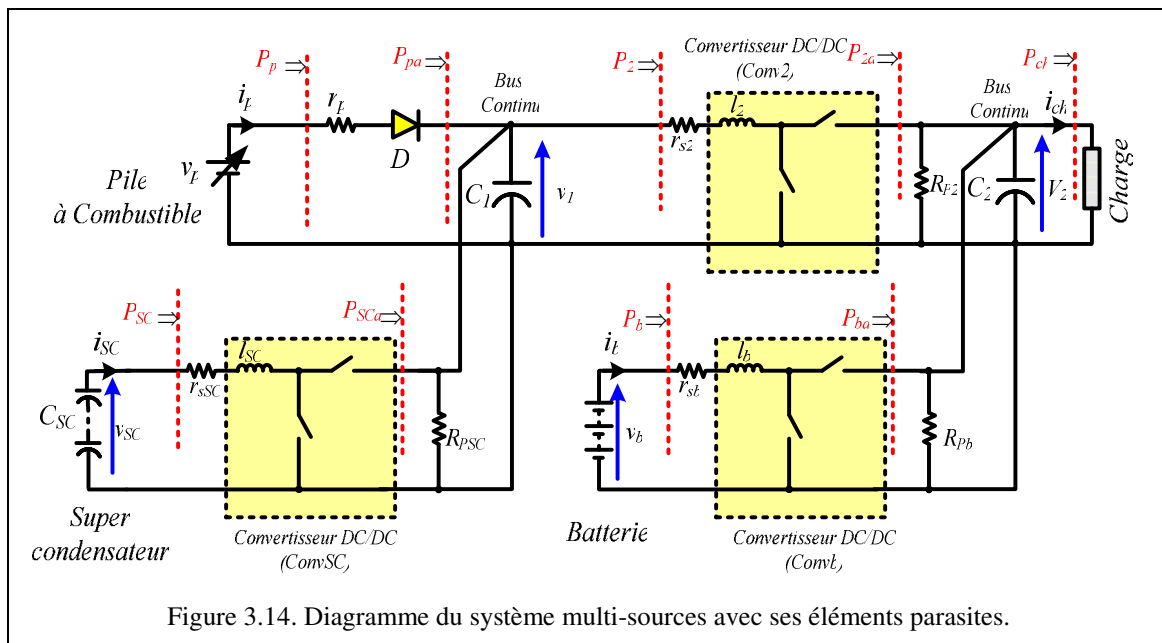


Figure 3.14. Diagramme du système multi-sources avec ses éléments parasites.

Comme indiqué dans le chapitre 2,

- Une stratégie à deux boucles d'asservissement a été choisie pour le contrôle des hacheurs de la source hybride ;
- La variation d'énergie stockée dans les inductances est supposée négligeable par rapport aux puissances échangées pour assurer le contrôle des énergies électrostatiques stockées dans les capacités C_1 et C_2 ;
- L'inductance l_p représente l'inductance du câble. On suppose que cette inductance est négligeable ;
- La valeur de la capacité des supercondensateurs est très élevée. Donc la tension aux bornes des supercondensateurs est supposée lentement variable ;
- La même hypothèse est appliquée aux bancs de batterie ;
- Les courants i_{sc} , i_b et i_2 suivent parfaitement leur référence I_{scref} , I_{bref} et I_{2ref} . La dynamique de la boucle de courant est supposée être largement plus rapide que la dynamique de la boucle d'énergie électrostatique ;
- La chute de tension aux bornes de la diode D est négligée.

Par conséquent, on peut considérer le modèle d'ordre réduit suivant, où seules les tensions aux bornes des capacités sont considérées comme des variables d'états :

$$C_{sc} \frac{d}{dt} v_{sc} = - \frac{P_{sc}}{v_{sc}} \quad (3-16)$$

$$C_1 \frac{d}{dt} v_1 = \frac{P_{pa} + P_{SCa} - P_2}{v_1} - \frac{v_1^2}{R_{pSC}} \quad (3-17)$$

$$C_2 \frac{d}{dt} v_2 = \frac{P_{2a} + P_{ba} - P_{ch}}{v_2} - \frac{v_2^2}{R_{pb}} \quad (3-18)$$

Le courant fourni par le système pile à combustible peut être défini comme suit :

$$i_p = \frac{v_p - v_1}{r_p} \quad (3-19)$$

Il est évident que cette démarche peut être appliquée sur chaque structure représentée sur les figures 3.10, 3.11 et 3.12.

3.6. Méthode proposée pour la gestion des flux d'énergie

La gestion d'énergie proposée du système multi-source est basée sur la combinaison de la commande issue de la modélisation par platitude (CMP) et la commande par logique floue (CLF). La CMP est utilisée pour contrôler les flux d'énergie entre la source principale et les organes de stockage. La CLF est proposée pour partager l'énergie dans les organes de stockage à savoir les supercondensateurs et les batteries. Ce partage est réalisé en fonction de l'état de charge (SOC) des organes de stockage. Plus précisément, en cas de variations de charge, la puissance issue du système de stockage est fournie par la CMP et la répartition de puissance entre les batteries et les supercondensateurs est gérée grâce à la CLF. Ce principe va être détaillé dans la suite du chapitre.

3.6.1. Commande par platitude du système multi-sources

Le principe de la commande par platitude a été présenté en détail dans le chapitre 2. Considérons les énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs C_1 et C_2 et la somme des énergies stockée dans les capacités C_1 et C_2 :

$$\begin{cases} y_1 = \frac{1}{2} C_1 v_1^2 \\ y_2 = \frac{1}{2} C_2 v_2^2 \\ y_s = y_1 + y_2 = \frac{1}{2} C_1 v_1^2 + \frac{1}{2} C_2 v_2^2 \end{cases} \quad (3-20)$$

Si l'on appelle y_2 et y_s les composantes de la sortie plate candidate, les variables d'état du système peuvent s'exprimer en fonction de ces composantes :

$$\begin{cases} v_1 = \sqrt{\frac{2(y_s - y_2)}{C_1}} \\ V_2 = \sqrt{\frac{2y_2}{C_2}} \end{cases} \quad (3-21)$$

La puissance d'entrée des convertisseurs notée P_2 , P_{SC} et P_b peut être calculée en fonction des puissances de sortie de ces mêmes convertisseurs et de leurs pertes :

$$P_2 = P_{2a} + r_{s2}i_{2}^2 = P_{2a} + r_{s2} \left(\frac{P_2}{v_1} \right)^2 \quad (3-22)$$

$$P_{SC} = P_{SCa} + r_{sSC}i_{SC}^2 = P_{SCa} + r_{sSC} \left(\frac{P_{SC}}{v_{SC}} \right)^2 \quad (3-23)$$

$$P_b = P_{ba} + r_b i_b^2 = P_{ba} + r_{sb} \left(\frac{P_b}{v_b} \right)^2 \quad (3-24)$$

Pour déterminer les variables de commande du système, il est mentionné que dans un système plat, le nombre de variables de commande doit être égal au nombre de sorties plates. Ainsi, nous devons avoir deux variables de commande pour le système. La puissance P_2 et la puissance du système de stockage (P_{sta}) sont définies comme les variables de commande du système multi-sources. En considérant les notations indiquées sur la figure 3.14, les puissances P_{sta} et P_2 sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_2 = P_{2a} + r_{s2} \left(\frac{P_2}{v_1} \right)^2 \\ P_{sta} = P_{SCa} + P_{ba} \end{cases} \quad (3-25)$$

Les variations des énergies (y_1) et (y_2) dans les capacités C_1 et C_2 et la variation de la somme de ces énergies sont définies, en utilisant les notations indiquées sur la figure 3-14, par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = P_{pa} + P_{SCa} - P_2 - \frac{v_1^2}{R_{pSC}} \\ \dot{y}_2 = P_{2a} + P_{ba} - P_{ch} - V_2^2 \frac{R_{p2} + R_{pb}}{R_{p2}R_{pb}} \\ \dot{y}_s = P_{pa} + P_{sta} - P_{ch} - r_{s2} \left(\frac{P_2}{v_1} \right)^2 - \frac{v_1^2}{R_{pSC}} - V_2^2 \frac{R_{p2} + R_{pb}}{R_{p2}R_{pb}} \end{cases} \quad (3-26)$$

La puissance maximale que peut fournir le bus capacitif C_1 (P_{2max}) est définie par la relation suivante :

$$P_{2\max} = \frac{v_1^2}{4r_{s2}} \quad (3-27)$$

Ainsi, le système d'équation (3-25) peut être écrit :

$$\begin{cases} P_2 = 2P_{2\max} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_2 + P_{ch}^* - P_{ba}}{P_{2\max}}} \right] \\ P_{sta} = \dot{y}_s + P_{ch}^* + r_{s2} \left(\frac{P_2}{v_1} \right)^2 - P_p^* \end{cases} \quad (3-28)$$

P_p^* et P_{ch}^* correspondent aux puissances modifiées de la source et de la charge :

$$\begin{cases} P_{ch}^* = P_{ch} + V_2^2 \frac{R_{p2} + R_{pb}}{R_{p2}R_{pb}} \\ P_p^* = P_p - \frac{v_1^2}{R_{pSC}} \end{cases} \quad (3-29)$$

L'expression de la puissance P_2 fait apparaître la puissance que doit fournir la batterie sur le bus continu C_2 . Cette relation prouve qu'un superviseur ayant des sorties lentement variables doit être introduit pour le contrôle du système multi-sources. Si on note d_f la grandeur définissant le pourcentage de la puissance du système de stockage (P_{sta}) devant être fournie par la batterie, on obtient les relations :

$$\begin{cases} P_2 = 2P_{2\max} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_2 + P_{ch}^* - d_f \cdot P_{sta}}{P_{2\max}}} \right] \\ P_{sta} = \dot{y}_s + P_{ch}^* + r_{s2} \left(\frac{P_2}{v_1} \right)^2 - P_p^* \end{cases}$$

Ces relations conduisent à l'expression de grandeurs de commande P_2 et P_{sta} :

$$P_2 = \frac{-2P_{2\max}v_1^2 + \sqrt{P_{2\max}v_1^2 \left[4P_{2\max}v_1^2 + 4(4d_fP_{2\max}r_{s2} - v_1^2)(P_{ch}^* - d_fP_{ch}^* + y_{p2} + d_f(P_e^* - y_{ps})) \right]}}{4d_fP_{2\max}r_{s2} - v_1^2}$$

$$P_{sta} = \frac{1}{(-4d_fP_{2\max}r_{s2} + v_1^2)^2} \left[4d_fP_{2\max}r_{s2} (4P_{2\max}r_{s2}(P_{ch}^* + y_{p2}) - v_1^2(P_{ch}^* - P_p^* + y_{ps})) \right] +$$

$$v_1^2 \left[8P_{2\max}^2r_{s2} - 4P_{2\max}r_{s2}(P_{ch}^* + y_{p2}) + v_1^2(P_{ch}^* - P_p^* + y_{ps}) \right] -$$

$$8P_{2\max}r_{s2} \sqrt{P_{2\max}v_1^2 \left[v_1^2(P_{2\max} - P_{ch}^* - y_{p2}) - 4d_f^2P_{2\max}r_{s2}(P_{ch}^* - P_p^* + y_{ps}) + d_f(4P_{2\max}r_{s2}(P_{ch}^* + y_{p2}) + v_1^2(P_{ch}^* - P_p^* + y_{ps})) \right]}}$$

Les variables d'états et les variables de commandes du système peuvent être exprimées en fonction des composantes de la sortie plate y_2 et y_s candidates et d'un nombre fini de leurs dérivées. Par conséquent, le système multi-sources peut être considéré comme un système différentiellement plat vis-à-vis des hypothèses réalisées, et le comportement des variables d'état et de commande est défini par le comportement des sorties plates.

Généralisation

Dans le cas où des sources d'énergie supplémentaires, comme des panneaux solaires ou des éoliennes, sont ajoutées dans le système multi-sources, les mêmes sorties plates peuvent être définies et les mêmes conclusions peuvent être apportées. La seule modification intervient dans l'équation (3-26). En supposant que ces deux sources soient connectées sur la capacité C_2 , ce système d'équations devient :

$$\begin{cases} \dot{y}_2 = P_{2a} + P_{ba} - P_{ch}^* + P_{PVa} + P_{EOLa} \\ \dot{y}_s = P_p^* + P_{sta} - P_{ch}^* + P_{PVa} + P_{EOLa} - r_{s2} \left(\frac{P_2}{v_1} \right)^2 \end{cases} \quad (3-30)$$

Dans ce cas, les puissances P_p^* et P_{ch}^* sont définies en généralisant la relation 3-29.

3.6.2. Définition d'un superviseur flou

3.6.2.1. Rappels sur la commande floue

3.6.2.1.1. Principes [Zad65, Zad68, Zad73, Hel01, Sal99]

La logique floue a été initiée en 1965 par Lotfi A. Zadeh (Professeur Iranien à l'Université de Californie de Berkeley). Il a publié ses travaux intitulés "*Fuzzy Sets*" qui décrivent la théorie mathématique des ensembles flous et de son extension à la logique floue.

Un ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance qui assigne à chaque membre de cet ensemble flou un niveau d'appartenance entre 0,0 et 1,0. Les notions d'inclusion, d'union, d'intersection, de complément, de relation, de convexité sont étendues à ces ensembles. Un grand nombre de propriétés de ces notions dans le contexte des ensembles flous sont établies.

Fondamentalement, la Logique Floue (LF) peut être considérée comme une extension de la logique à valeurs multiples, ce qui permet de définir des niveaux intermédiaires entre les niveaux habituels tels que vrai/faux, oui/non, etc. Ses utilisations et ses objectifs sont, cependant, très différents. En effet, le fait que la logique floue utilise un mode de raisonnement à base de valeurs intermédiaires plutôt que 0 et 1 permet de définir des incertitudes existantes dans un ensemble donné. Par conséquent, la logique floue est apparue comme un outil intéressant pour le contrôle et le pilotage des systèmes incertains et des processus industriels complexes où le modèle défini ne prend pas en compte toute la complexité du système. Nous allons dans cette partie rappeler les principes de base du contrôle flou.

3.6.2.1.2. Ensembles flous et ensembles nets

La notion élémentaire des systèmes flous est basée sur les notions d'ensemble ou de sous-ensembles flous. Plus précisément, la logique floue est un "super-ensemble" de la logique booléenne classique qui a été étendue pour prendre en compte le concept d'incertitude. La transition d'un état à un autre est définie dans les ensembles flous mais pas dans les ensembles nets. La figure 3.15 montre la différence entre un ensemble net et un ensemble flou (exemple : température d'une pièce).

Un sous-ensemble flou A d'un univers du discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A : U \rightarrow [0,1]$ qui associe à chaque élément de y , dans U , un nombre $\mu_A(y)$ dans l'intervalle $[0, 1]$. Ceci représente le degré d'appartenance de y à l'ensemble A .

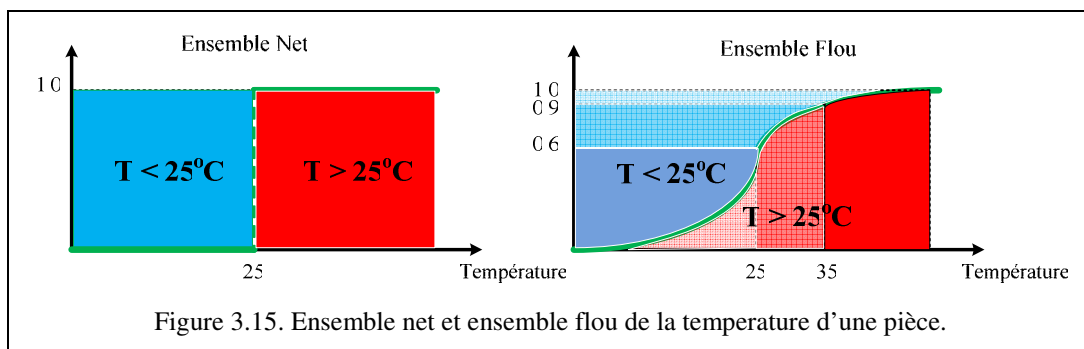


Figure 3.15. Ensemble net et ensemble flou de la température d'une pièce.

3.6.2.1.3. Opérations sur les ensembles flous

On peut introduire des opérations basiques sur les ensembles flous. Dans sa première publication sur les ensembles flous [Zad65], L. A. Zadeh a suggéré l'opérateur minimal pour une intersection et l'opérateur maximal pour l'union de deux ensembles flous. Il peut être montré que ces opérateurs coïncident avec l'intersection et l'unification si on considère uniquement les degrés d'appartenance 0 et 1. Les opérateurs fondamentaux des ensembles flous (union, intersection et complément) sont définis comme suit :

$$\begin{cases} \mu_{A \cup B} = \text{Max} [\mu_A, \mu_B] \\ \mu_{A \cap B} = \text{Min} [\mu_A, \mu_B] \\ \mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A \end{cases} \quad (3-31)$$

Ces opérateurs correspondent également aux opérations logiques *OU*, *ET* et *NON*. Ceci permet d'étendre l'utilisation des opérateurs de la logique booléenne aux variables floues (extension des variables booléennes).

Par exemple, considérons un ensemble flou A déterminant les nombres entre 5 et 8 et un ensemble flou B contenant le nombre environ 4, comme représenté sur la figure 3.16-a. On obtient alors pour les opérations union, intersection et complément entre les ensembles A et B les résultats des figures 3.16-b, 3.16-c et 3.16-d.

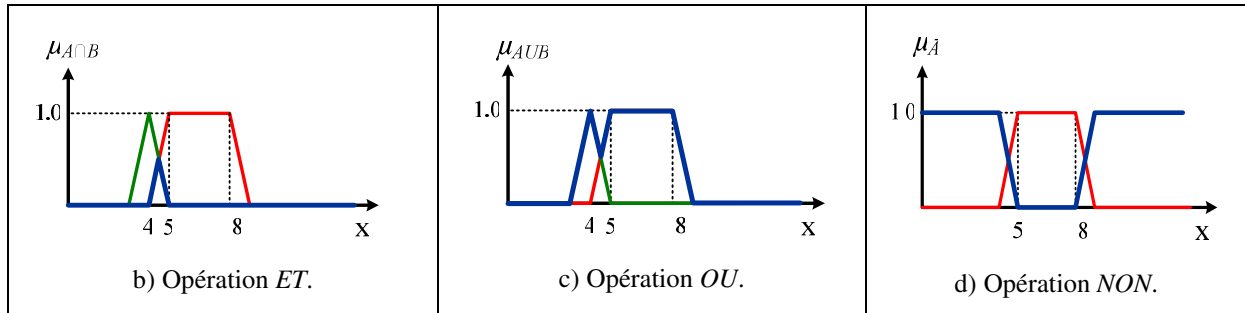
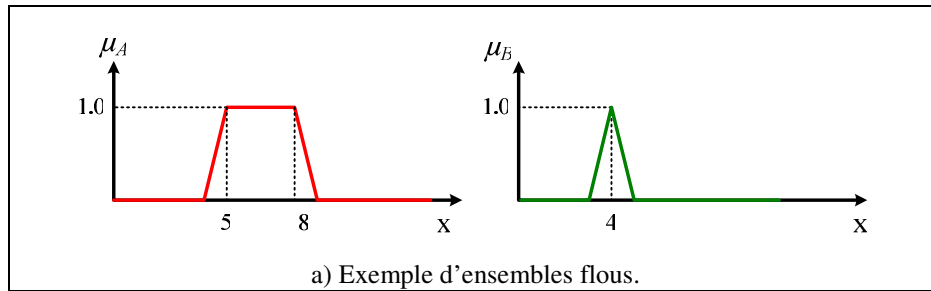
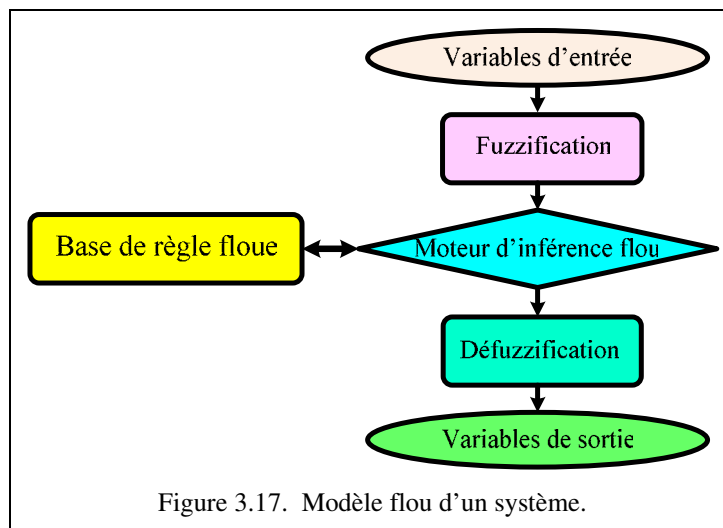


Figure 3.16. Opérations dans les ensembles flous.

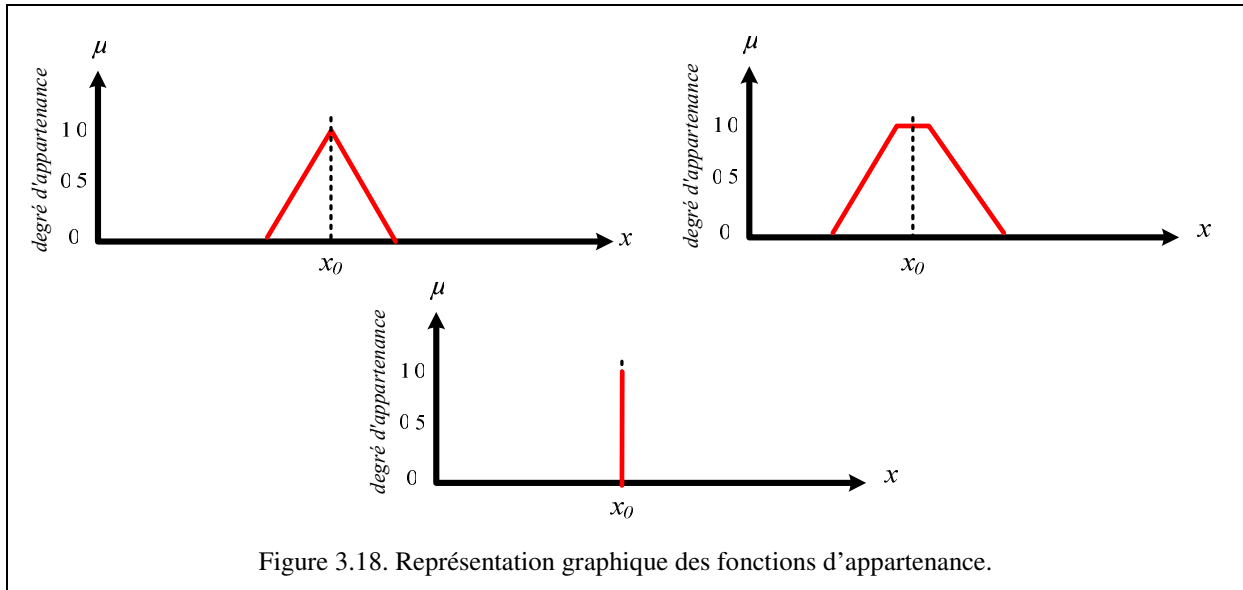
3.6.2.1.4. Modèle flou

Le modèle flou d'un système donné se caractérise par un ensemble de règles floues reliant les entrées floues du système aux sorties floues. Cette modélisation comporte quatre parties présentées sur la figure 3.17. Ces différentes parties sont appelées : Fuzzification, Moteur d'inférence flou, Base de règles floues et Défuzzification. Ces différents éléments vont être présentés par la suite.



3.6.2.1.5. Fuzzification

La première étape pour réaliser le modèle flou d'un système est de "fuzzifier" les entrées. Pendant le processus de fuzzification, les valeurs numériques des entrées sont transformées en variables floues basées sur des ensembles flous. A ces entrées floues, on associe des fonctions d'appartenance, qui sont habituellement représentées par des triangles ou des parallélogrammes ou toutes autres formes. Sur la figure 3.18 sont représentés trois exemples de fuzzification d'une entrée x_0 .



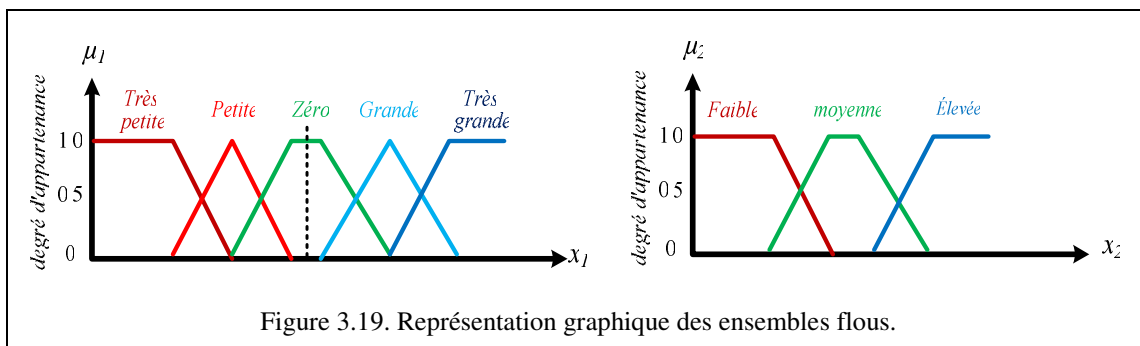
3.6.2.1.6. Base de règles floues

Les règles floues permettent d'établir un lien entre les entrées et les sorties floues. Ces règles sont définies par un ensemble de règles *SI-ALORS*, tel que :

$$\begin{aligned}
 &SI (x_{f1}=M_{11}) \text{ ET } (x_{f2}=M_{21}) \text{ ET } (...) \text{ ALORS } (y_f=W_1) \\
 &SI (x_{f1}=M_{12}) \text{ ET } (x_{f2}=M_{22}) \text{ ET } (...) \text{ ALORS } (y_f=W_2) \\
 &SI (x_{f1}=M_{13}) \text{ ET } (x_{f2}=M_{32}) \text{ ET } (...) \text{ ALORS } (y_f=W_3) \\
 &...
 \end{aligned}
 \tag{3-32}$$

où x_{f1} , x_{f2} et y_f sont les variables floues et M_{ij} , W_k sont les ensembles flous.

Les règles floues *SI-ALORS* sont stockées dans la base de règles floues. Les ensembles M_{ij} et W_k doivent être définis selon le système considéré et peuvent être labélisés par des termes linguistiques, comme par exemple « Très Petite », « Petite », « Zéro », « Grande », « Très Grande ». En effet, il s'agit des ensembles flous caractérisés par leur fonction d'appartenance, comme illustré sur la figure 3.19.



Dans le cas où, par exemple, le système possède deux entrées, la base de règles floues peut se mettre sous la forme suivante :

$x_1 \backslash x_2$	Faible	Moyenne	Élevée
Très petite	W_1	W_2	W_3
Petite	W_1	W_1	W_3
Zéro	W_1	W_1	W_1
Grand	W_3	W_1	W_1
Très grand	W_3	W_2	W_1

Figure 3.20. Base de règle floue.

Selon le système, il peut être inutile d'évaluer toutes les combinaisons d'entrée possibles, car certaines peuvent rarement ou ne jamais se produire.

3.6.2.1.7. Moteur d'inférence flou

L'objectif du moteur d'inférence est de déterminer les sorties floues à partir des entrées et des règles floues. Pour cela, à chaque règle est affecté un degré d'activation lié au degré de vérité des prémisses de la règle. En effet, une fois que toutes les valeurs d'entrées ont été fuzzifiées, le moteur d'inférence va associer un degré de vérité à chacune des prémisses en utilisant des opérateurs spécifiques. Il existe de nombreuses variantes d'opérateurs dans la littérature. Le plus souvent, on utilise l'opérateur *ET*. Ensuite, les sorties floues sont calculées en combinant les conséquences des règles floues, pondérée en fonction des degrés d'activation des règles. Pour cela, on utilise souvent l'opérateur *OU*.

3.6.2.1.8. Défuzzification

L'objectif est de rendre certaines les variables de sortie. En effet, les résultats de toutes les règles floues sont regroupés en un seul ensemble flou pour chaque variable de sortie. Une fois que les variables floues sont disponibles, la défuzzification permet de définir la valeur précise de sortie associée.

3.6.3. Définition d'un superviseur flou pour les systèmes multi-sources

Nous proposons dans cette section, un algorithme basé sur la logique floue permettant d'assurer la répartition de la puissance P_{sta} entre les différents organes de stockage (batteries, supercondensateurs) dans tous les modes de fonctionnement du système hybride. Le modèle flou a trois entrées :

- ✓ la tension du banc de supercondensateurs ;
- ✓ la tension du banc de batteries ;
- ✓ la puissance de charge.

Une stratégie de contrôle est nécessaire pour sélectionner la source optimale permettant de fournir la charge en fonction des différents modes de fonctionnement [Ami06_2, Zan10].

Le contrôleur flou proposé a deux sorties d_f et c_f (avec $c_f = 1 - d_f$) qui représentent le pourcentage de la puissance de référence P_{sta} que doit fournir le banc de batteries et le banc de

supercondensateurs. La puissance de référence P_{sta} du système de stockage étant, comme indiqué précédemment, fournie par le contrôleur basé sur la commande par platitude. Bien évidemment ce contrôleur flou peut être appliqué quelle que soit la topologie du convertisseur d'interface utilisé pour le système multi-sources.

La répartition de la puissance supervisée par le contrôleur flou est déterminée par le nombre et la forme des fonctions d'appartenance de chaque variable floue. L'évolution des variables dudit contrôleur est bien sûr définie par la définition des règles utilisées. Ce choix de règles est essentiel pour optimiser le rendement de l'ensemble et maintenir le niveau d'énergie voulu dans les organes de stockage. La spécification des règles du contrôleur flou dépend des contraintes imposées ainsi que du comportement dynamique du système multi-sources pour garantir de bonnes propriétés de robustesses paramétriques ainsi que de fiabilité [Gao08, Fer08, Zan10].

3.6.3.1. Mode de fonctionnement du système multi-sources

Trois modes de fonctionnement peuvent apparaître lors d'échange de puissance entre la source et la charge :

➤ *Mode normal*

Dans ce mode, la puissance de charge est positive et inférieure à la puissance maximale de la source principale. Dans ce mode, le contrôle du convertisseur d'interface permet de charger ou décharger les organes de stockage pour que leur tension soit égale à leur référence.

➤ *Mode de surcharge*

Dans ce mode, la puissance absorbée par la charge est supérieure à la puissance de la source principale. Le contrôle du convertisseur d'interface doit donc permettre de faire transiter de la puissance des organes de stockages vers la charge.

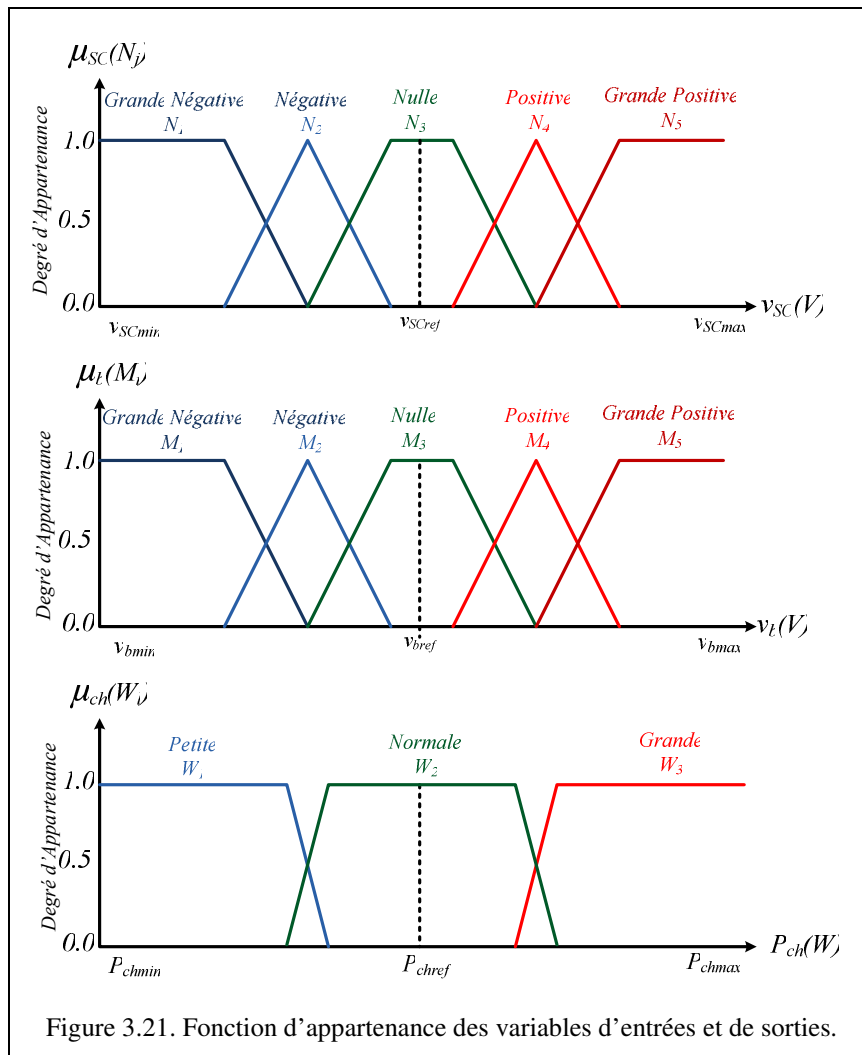
➤ *Mode de récupération*

Dans ce mode, La puissance de charge est négative et la puissance doit donc pouvoir être absorbée par le système multi-sources.

3.6.3.2. Définition de la base de règle floue

Les ensembles flous caractérisés par leur fonction d'appartenance sont représentés sur la figure 3.21. Sur cette figure, les ensembles associés aux tensions aux bornes des supercondensateurs et des batteries sont labélisés par les termes linguistique « Grande Négative » (N_1 et M_1), « Négative » (N_2 et M_2), « Nulle » (N_3 et M_3) « Positive » (N_4 et M_4) et « Grande Positive » (N_5 et M_5).

Les ensembles associés à la puissance de charge sont définis par les termes linguistiques « Petite » (W_1), « Normale » (W_2) et « Grande » (W_3). Ces valeurs correspondent aux modes de récupération, au mode normal et au mode de surcharge qui sont les trois modes qui peuvent apparaître lors du fonctionnement de la source.



La base de règles proposée est composée de règles *SI-ALORS* avec trois variables d'entrée (et donc trois prémisses) et une variable de sortie pour déterminer d_f , puis $c_f = 1 - d_f$. Pour la sortie, nous avons choisi onze variables floues appelées D_0 à D_{10} .

Ces règles sont de la forme :

$$\begin{aligned}
 &SI (v_b \in M_i) \text{ ET } (v_{sc} \in N_j) \text{ ET } (P_{ch} \in W_l) \\
 &ALORS (d_f = D_k) \\
 &(1 \leq i \leq 5 \& 1 \leq j \leq 5 \& 1 \leq l \leq 3 \& 0 \leq k \leq 10)
 \end{aligned}
 \tag{3-33}$$

La base de règles floues proposée, permettant la répartition de la puissance dans les organes de stockage du système hybride, respecte les contraintes suivantes :

- ✓ La charge et la décharge du banc de supercondensateurs et du banc de batteries sont limitées par des valeurs de tension minimale et maximale.
- ✓ Pour un mode de fonctionnement transitoire, les supercondensateurs fonctionnent en sources de puissance et les batteries en sources d'énergie.

- ✓ Lorsque la puissance de charge est négative (W_1), le contrôleur flou doit permettre d'ajuster l'état de chargement des différents éléments du système de stockage. Les règles de ce mode de fonctionnement sont données dans le tableau 3.1.
- ✓ Lorsque la puissance de la charge est inférieure à la puissance maximale de la source (W_2), le contrôleur flou assure la charge des différents organes de stockage. Les règles de ce fonctionnement sont données dans le tableau 3.2.
- ✓ La puissance de charge est supérieure à la puissance de la source principale (W_3). Dans cette situation, la source principale et les organes de stockage alimentent la charge. Les supercondensateurs et les batteries peuvent être déchargés jusqu'à leur tension minimale. Les règles de ce fonctionnement sont données sur le tableau 3.3.

v_b VSC	Grande Négative M_1	Négative M_2	Nulle M_3	Positive M_4	Grande Positive M_5
Grande Négative N_1	D_9	D_7	D_2	D_1	D_0
Négative N_2	D_9	D_7	D_4	D_2	D_0
Nulle N_3	D_{10}	D_8	D_5	D_3	D_1
Positive N_4	D_{10}	D_9	D_8	D_6	D_5
Grande Positive N_5	D_{10}	D_{10}	D_9	D_9	D_6

Tableau 3.1. Mode de récupération : $D_k(W_1)_{ij}$.

v_t VSC	Grande Négative M_1	Négative M_2	Nulle M_3	Positive M_4	Grande Positive M_5
Grande Négative N_1	D_7	D_5	D_3	D_2	D_1
Négative N_2	D_8	D_6	D_4	D_3	D_2
Nulle N_3	D_9	D_7	D_5	D_5	D_4
Positive N_4	D_9	D_8	D_7	D_7	D_5
Grande Positive N_5	D_{10}	D_9	D_8	D_7	D_5

Tableau 3.2. Mode normal : $D_k(W_2)_{ij}$.

v_b VSC	Grande Négative M_1	Négative M_2	Nulle M_3	Positive M_4	Grande Positive M_5
Grande Négative N_1	D_5	D_7	D_9	D_{10}	D_{10}
Négative N_2	D_4	D_6	D_8	D_{10}	D_{10}
Nulle N_3	D_3	D_4	D_5	D_8	D_{10}
Positive N_4	D_0	D_4	D_5	D_8	D_9
Grande Positive N_5	D_0	D_1	D_4	D_7	D_8

Tableau 3.3. Mode de surcharge : $D_k(W_3)_{ij}$.

Concernant les variables de sortie, les fonctions d'appartenance sont définies sous forme de « singleton » pour simplifier la défuzzification. En effet, les valeurs de la variable de sortie du contrôleur flou (d_f) correspondant à la variable D_k des tableaux 3.1, 3.2 et 3.3 sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} D_0 \Rightarrow d_f = 1, \quad D_1 \Rightarrow d_f = 0,9, \quad D_2 \Rightarrow d_f = 0,8, \quad D_3 \Rightarrow d_f = 0,7, \quad D_4 \Rightarrow d_f = 0,6, \quad D_5 \Rightarrow d_f = 0,5 \\ D_6 \Rightarrow d_f = 0,4, \quad D_7 \Rightarrow d_f = 0,3, \quad D_8 \Rightarrow d_f = 0,2, \quad D_9 \Rightarrow d_f = 0,1, \quad D_{10} \Rightarrow d_f = 0 \end{array} \right\} \quad (3-34)$$

3.6.3.3. Défuzzification

La valeur certaine de la variable de sortie est définie par la relation suivante :

$$D_k = \frac{\sum_1^l \mu_{P_{ch}} \left(\sum_1^i \mu_{sc} \cdot \sum_1^j \mu_b \cdot (D_k(W_l))_{ij} \right)}{\sum_1^l \mu_{P_{ch}} \cdot \left(\sum_1^i \mu_{sc} \cdot \sum_1^j \mu_b \right)}$$

La sortie du contrôleur flou est donc calculée en fonction des tensions aux bornes des éléments de stockage, de la puissance de charge, du degré d'appartenance $\mu_p(W_l)$, $\mu_{sc}(N_j)$, $\mu_b(M_i)$ et de la valeur de $D_k(W_l)_{ij}$, conformément aux tableaux 3.1, 3.2 et 3.3.

3.7. Synthèse de la stratégie proposée pour les contrôles des systèmes multi-sources

Dans cette section, nous allons détailler le dimensionnement des trajectoires de référence des différents composants de la sortie plate définie précédemment. Ensuite, nous décrirons la stratégie de contrôle utilisée pour la première structure du système multi-sources (figure 3.14).

Comme il a été mentionné dans le chapitre 2, la planification des différentes trajectoires de la sortie plate permet de définir l'évolution de toutes les variables d'état du système, quel que soit le point de fonctionnement et quelle que soit l'amplitude des variations. Les bus capacitifs réalisés autour de C_1 et C_2 jouent un rôle différent pour le système multi-sources proposé, donc différents types de trajectoires doivent être planifiées. La trajectoire de référence de y_2 (y_{2ref}) est directement liée à l'amplitude de la tension de sortie désirée (V_{2ref}) [Pay08, Zan10]. Par contre, la trajectoire de référence de y_1 (y_{1ref}) permet de contrôler la puissance fournie par la source. La dynamique et l'amplitude des variations de y_{1ref} permettent de contrôler la dynamique et l'amplitude de la puissance fournie par la source principale.

3.7.1. Principe général de génération de la trajectoire de y_{1ref}

Comme détaillé dans le chapitre 2, la génération de trajectoire de référence est obtenue grâce à l'utilisation d'un filtre du second ordre, caractérisé par une constante de temps τ_1 . C'est donc grâce à l'asservissement de la tension aux bornes de C_1 , noté $v_1(t)$ à une grandeur de référence notée v_{1ref}^* que l'on peut contrôler la puissance de la source principale tout en prenant en compte les limitations intrinsèques de la source [Pay09_2, Zan10, Sha10]. En effet, si l'on considère que la tension de référence v_{1ref}^* évolue brutalement de v_{1init} à v_{1final} à l'instant t_0 , l'expression temporelle de la référence d'énergie dans la capacité C_1 s'exprime par la relation suivante :

$$y_{1ref}(t) = \frac{1}{2} C_1 (v_{1final}^2 - v_{1init}^2) \left(1 - \left(1 + \frac{t-t_0}{\tau_{v1}} \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau_{v1}}} \right) + \frac{1}{2} C_1 v_{1init}^2$$

Si la source principale a une caractéristique statique qui vérifie la relation $v_p = f_i(i_p)$, et que l'on note la puissance fournie par la source $p_p = v_p \cdot i_p$, la dérivée de la puissance fournie s'écrit :

$$\frac{dp_p}{dt} = \frac{di_p}{dt} \cdot \left(v_p + i_p \cdot \frac{df_i(i_p)}{di_p} \right)$$

Si on suppose que l'on peut écrire $p_p = f_p(v_p)$, alors il vient :

$$\frac{dp_p}{dt} = \frac{df_p}{dv_p} \cdot \frac{dv_p}{dt}$$

Si on suppose que la source principale est reliée au bus capacitif via une résistance r_0 et une diode D , on peut écrire la relation suivante :

$$v_p - r_p i_p - V_D = v_1$$

La dérivée du courant de la source principale s'écrit alors :

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{\frac{df_p(v)}{dv_p} \cdot \frac{dv_1}{dt}}{v_p + i_p \frac{df_i(i_p)}{di_p} - r_p \cdot \frac{df_p(v_p)}{dv_p}} \quad (3-35)$$

$$\text{où : } v_1 = v_{1ref} = \sqrt{\frac{2 \cdot y_{1ref}}{C_1}}, v_p = v_1 + V_D + r_p \cdot i$$

et où le courant i_p est solution de l'équation :

$$\left(\frac{f_i(i_p) - v_1 - V_D}{r_p} \right) \cdot f_i(i_p) - r_p \cdot i_p^2 = P_{ch}$$

La valeur de la dérivée (3-35) doit toujours être inférieure à la valeur critique de variation que peut supporter la source principale et ceci dans le pire des cas (démarrage à vide, $P_{ch} = P_{chmax}$).

L'algorithme utilisé pour calculer la tension de référence v_{1ref}^* est détaillé sur la figure 3.22. L'algorithme proposé est basé sur les travaux de A. Payman [Pay09_2, Zan10]. La grandeur v_{1ref}^* est définie dans le but de garantir que, dans le cas idéal et en régime permanent, la source principale fournit la totalité de la puissance de charge, les pertes dans le convertisseur d'interface comprises. Un terme correctif permettant d'assurer la charge ou la décharge des deux éléments de stockage est ajouté à cette tension. La saturation de la grandeur de référence v_{1ref}^* permet de prendre en compte les contraintes en puissance de la source principale. La limitation de puissance minimale et maximale correspond aux limitations en tension (respectivement v_{fmin} et $v_{fmin} - r_p \cdot i_{fmax}$). Lorsque l'erreur est inférieure à $|\Delta V|$, le contrôleur de tension se comporte comme un régulateur linéaire par morceaux. Le système de stockage d'énergie étant constitué de deux organes (batteries, supercondensateurs), l'erreur utilisée

dans le régulateur est une pondération de l'erreur de tension des deux organes de stockage. Les coefficients de pondération sont K_{SC} pour le banc de supercondensateurs et K_b pour le banc de batteries.

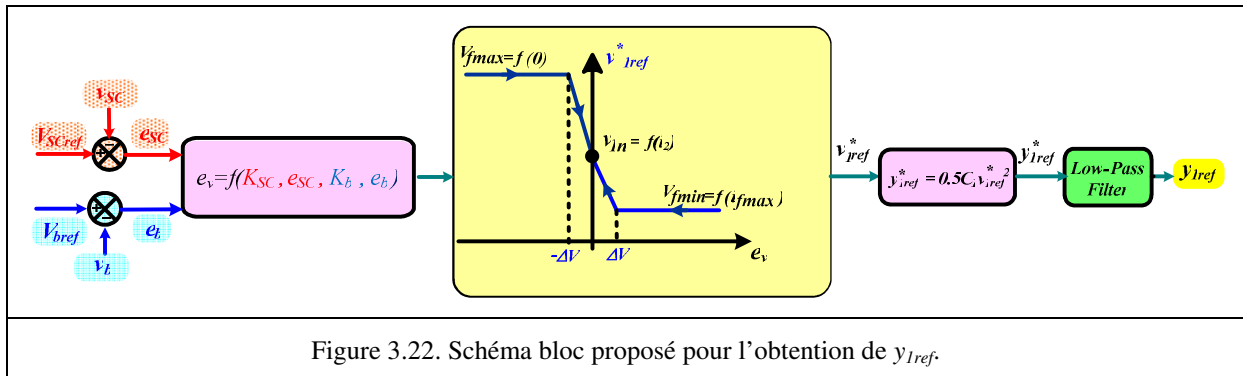


Figure 3.22. Schéma bloc proposé pour l'obtention de y_{1ref} .

3.7.2. Schéma global de contrôle du système multi-sources

Sur la figure ci-dessous est représentée la structure globale de contrôle du système multi-sources. Les trois grandeurs d'entrée sont les trois tensions de références (V_{2ref} , V_{SCref} et V_{bref}). Les régulateurs d'énergie et de puissance sont réalisés comme dans le chapitre 2.

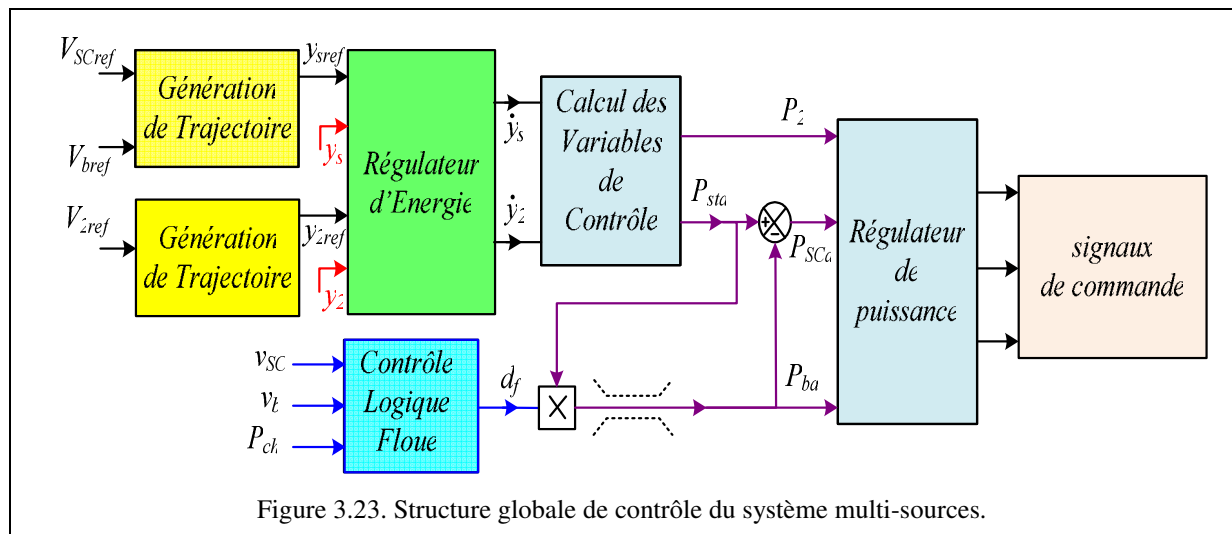


Figure 3.23. Structure globale de contrôle du système multi-sources.

3.8. Comportement du système multi-sources, résultats de simulation

Dans cette partie, le comportement du système multi-sources est représenté pour différents modes de fonctionnement. Les résultats de simulation, obtenus par Matlab-Simulink, permettent de confirmer la validité du modèle proposé ainsi que de la loi de commande proposée pour la gestion du transfert d'énergie dans un système multi-sources.

Les valeurs des paramètres utilisés dans la simulation sont indiquées dans le tableau 3.4.

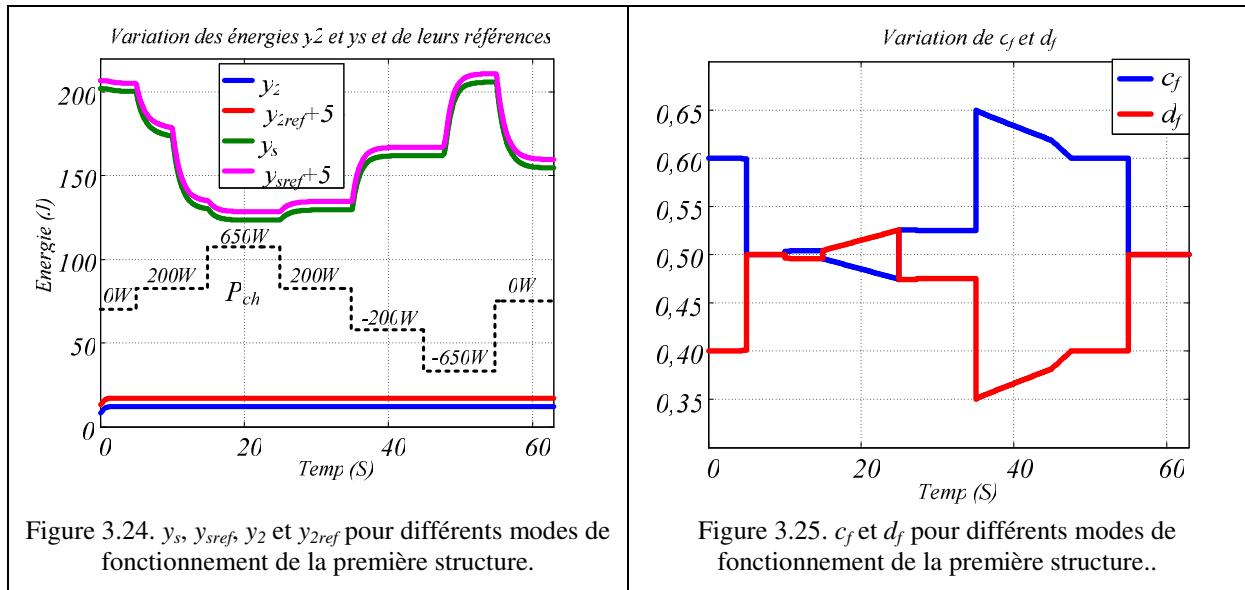
<i>Paramètres du système multi-sources :</i>			
<i>Puissance maximale de la source principale (P_{pmax})</i>	<i>0,3 kW</i>	<i>Tension maximale du banc de supercondensateurs (V_{scmax})</i>	<i>20 V</i>
<i>Intensité maximale de la PAC (i_{pmax})</i>	<i>11,5 A</i>	<i>Tension minimale du banc de supercondensateurs (V_{scmin})</i>	<i>11 V</i>
<i>Tension nominale de la PAC (v_p)</i>	<i>35 V</i>	<i>Tension de référence du banc de supercondensateurs (V_{SCref})</i>	<i>16V</i>
<i>Tension minimale de la PAC (v_{pmax})</i>	<i>26 V</i>	<i>Courant maximal du banc de supercondensateurs (i_{SCmax})</i>	<i>50 A</i>
<i>Résistance de ligne (r_p)</i>	<i>0,1 Ω</i>	<i>Tension maximale du banc de batteries (V_{bmax})</i>	<i>26,5 V</i>
<i>Inductance de ligne (l_p)</i>	<i>0,01 mH</i>	<i>Tension minimale du banc de batteries (V_{bmin})</i>	<i>23,5 V</i>
<i>Capacité C_1</i>	<i>330 mF</i>	<i>Tension de référence du banc de batteries (V_{bref})</i>	<i>25V</i>
<i>Capacité C_2</i>	<i>13,6 mF</i>	<i>Courant maximal du banc de batteries (i_{bmax})</i>	<i>100 A</i>
<i>Capacité du banc de supercondensateurs (CSC)</i>	<i>291,6 F</i>	<i>Courant minimal du banc de batteries (i_{bmin})</i>	<i>20 A</i>
<i>Inductance l_b</i>	<i>0,3 mH</i>	<i>Resistance série r_{sb}</i>	<i>10 mΩ</i>
<i>Inductance l_{SC}</i>	<i>0,1 mH</i>	<i>Résistance série r_{sSC}</i>	<i>0,1 Ω</i>
<i>Inductance l_2</i>	<i>0,08 mH</i>	<i>Résistance série r_{s2}</i>	<i>0,4 Ω</i>

Tableau 3.4. Paramètres du système multi-sources.

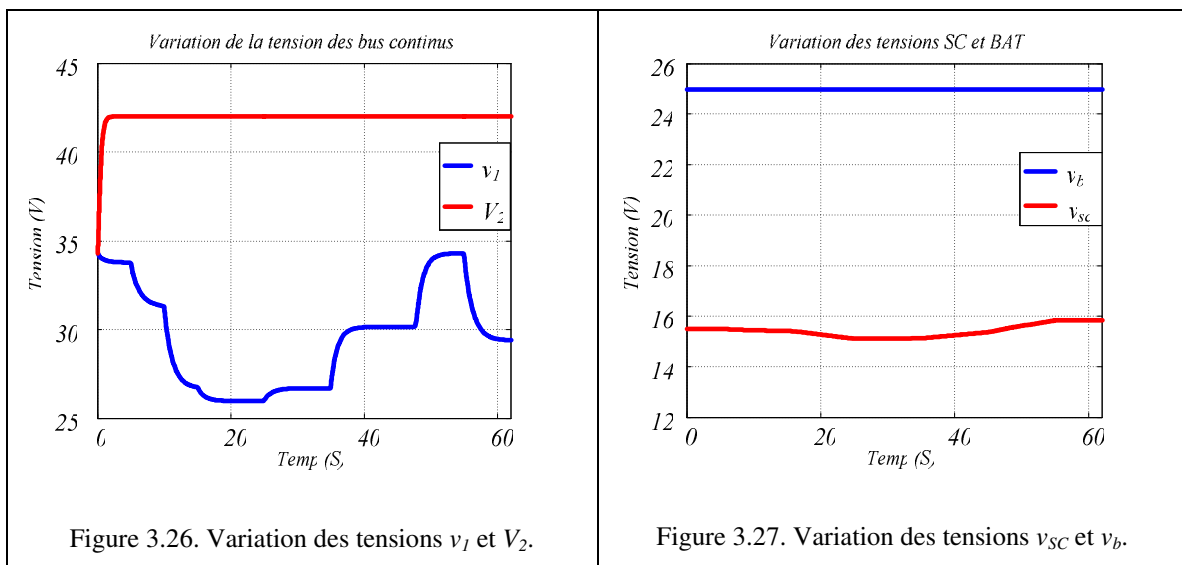
Le comportement du système multi-sources est simulé pour différentes puissances de charge. Cette puissance peut être négative (mode de récupération), inférieur à la puissance de la source principale (mode normal) ou supérieure à la puissance de la source principale (mode de surcharge).

Sur la figure 3.24 est représentée l'évolution des sorties plates y_2 et y_s ainsi que leur référence pour différentes puissances de charge et pour des variations d'un mode de fonctionnement à un autre. La puissance de charge étant indiquée en pointillé. Il peut être mis en évidence que les sorties plates suivent parfaitement leurs références, ce qui permet de valider le dimensionnement des paramètres de la commande par platitude.

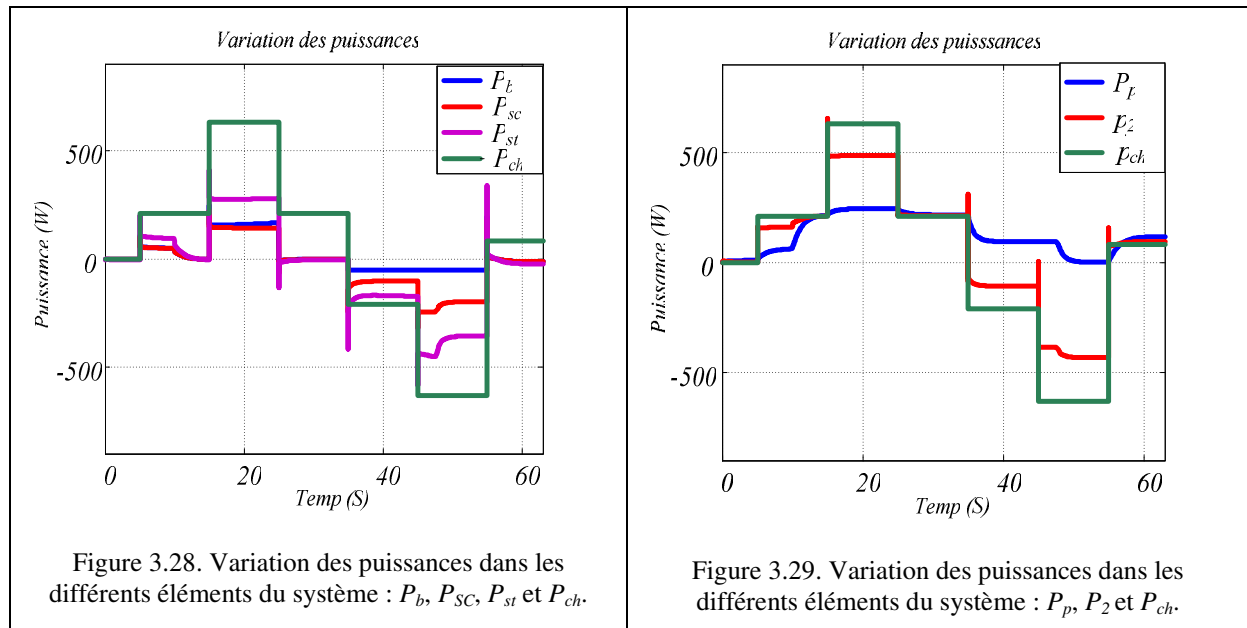
Sur la figure 3.25 est représentée l'évolution de la grandeur de sortie du régulateur flou (d_f). La grandeur c_f étant obtenue par $c_f = 1 - d_f$.



Sur les figures 3.26 et 3.27 sont représentées les variations de la tension des bus continus (v_1 et V_2) ainsi que les tensions des organes de stockage (v_b et v_{SC}) pour les mêmes variations de charge. La stratégie de contrôle proposée permet donc de garantir une tension V_2 constante (tension de charge = 42 V) quel que soit le niveau de la puissance de charge. Dans le mode de fonctionnement normal, la source principale fournit la totalité de la puissance absorbée par la charge, tout en permettant de recharger les différents organes de stockage à leur tension de référence. En mode de surcharge, la source principale fournit sa puissance maximale et les organes de stockage fournissent le reste de la puissance.



Sur les figures 3-28 et 3-29 sont représentées les puissances dans les différents organes du système multi-sources (P_p , P_{SC} , P_b , P_{st} et P_2) pour les différents modes de fonctionnement. Sur ces figures, il est montré que le superviseur flou permet de répartir la puissance dans le système de stockage en fonction de l'état de charge (SOC) des différents éléments.



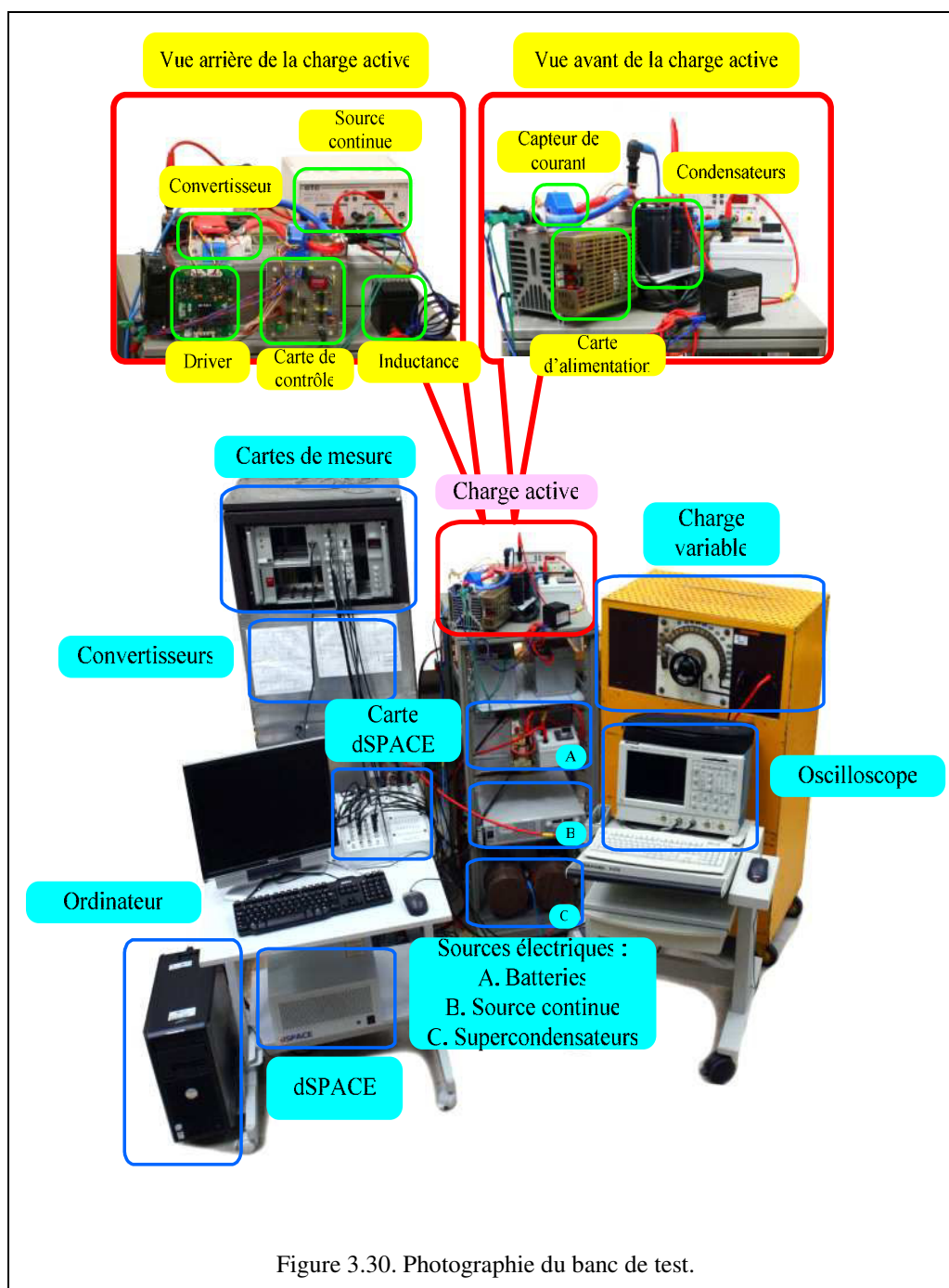
3.9. Comportement du système multi-sources, résultats expérimentaux

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus sur un banc expérimental réalisé au laboratoire *GREEN*. Une brève description du banc expérimental est donc effectuée avant de présenter les résultats expérimentaux proprement dit.

3.9.1. Description du banc expérimental

Pour valider les méthodes de contrôle proposées pour le contrôle des systèmes multi-sources, un banc de test expérimental a été réalisé au laboratoire. Ce banc de test est représenté sur la photographie de la figure 3.30. Sur ce banc de test, on peut identifier les éléments suivants :

- ✓ Une source principale, réalisée grâce à une alimentation continue programmable ;
- ✓ Des organes de stockage tels que des supercondensateurs et des batteries (SC et BAT) ;
- ✓ Des convertisseurs statiques ;
- ✓ Les capacités des bus continus (C_1 et C_2) ;
- ✓ Les instruments de mesure (oscilloscope et appareils de mesure) ;
- ✓ Une charge active associée à une charge variable ;
- ✓ Un système de développement temps réel (dSPACE-DS1005 avec PC).



Dans notre cas, la source principale considérée est une pile à combustible. Elle est émulée en programmant une caractéristique statique typique dans l'alimentation commandable. La puissance de sortie maximale est de 300 W et le courant maximal de la source est de 11,5A. Les tensions de sortie maximale et minimale, basées sur la caractéristique statique utilisée, sont respectivement d'environ 35 et 26 V.

Le banc de supercondensateurs est réalisé en associant deux bancs de six supercondensateurs *SAFT (3500F)* en série. Le courant maximal des supercondensateurs est de 400 A et la tension maximale de chaque élément est de 2,5 V. Pour résumer, la capacité totale du banc de supercondensateurs est de 291 F, la tension maximale est de 30 V et le courant maximal est de 400 A. Pour les conditions de test, la valeur de tension maximale est de 21 V, 16 V pour la référence et 11 V pour la tension minimale. La valeur de la résistance série r_{SC}

est de $0,1 \Omega$ et la valeur l'inductance est de $0,1 \text{ mH}$. Le banc de batteries est réalisé autour de deux batteries au plomb connectées en série. La tension nominale des batteries est de 25 V . L'inductance du convertisseur batterie (l_b) est égale à $0,3 \text{ mH}$ et la résistance série r_{sb} est de l'ordre de $10 \text{ m}\Omega$. Les tensions minimale, maximale et de référence sont respectivement de $23,5 \text{ V}$, $26,5 \text{ V}$ et 25 V . Les valeurs des résistances r_{s2} et de l'inductance l_2 représentées sur la figure 3.4 sont respectivement de $0,4 \Omega$ et $0,08 \text{ mH}$.

Les trois convertisseurs élévateurs utilisés permettent d'effectuer la régulation en tension des bus capacitifs. La tension de sortie du système multi-sources est fixée à 42 V . La capacité C_2 est de l'ordre de $13,6 \text{ mF}$. La capacité C_1 du bus DC variable est de 330 mF .

La charge est réalisée par une charge active permettant de valider le système de commande pour les trois modes de fonctionnement. La charge active comporte deux batteries en série permettant d'obtenir une tension de 25V , et un convertisseur deux quadrants bidirectionnel en courant effectue la liaison entre la capacité C_2 et le banc de batteries.

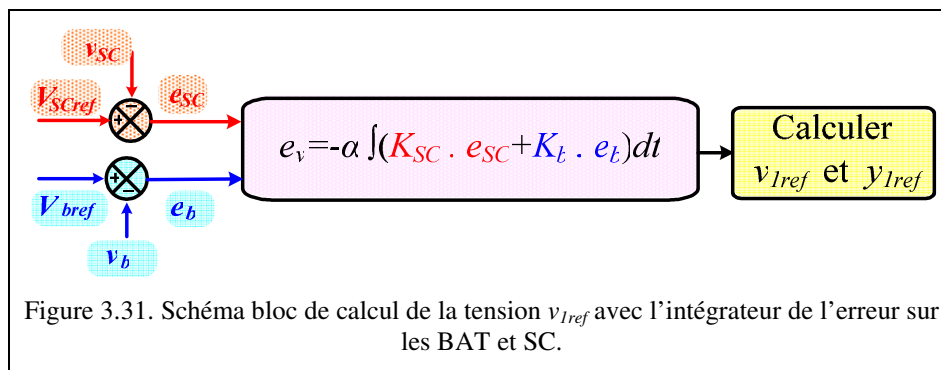
Le contrôle de l'ensemble est réalisé grâce à un système temps réel commercialisé par la société *dSPACE* de type *DS1005* avec l'ordinateur associé. Les mesures des différentes grandeurs sont réalisées grâce à des capteurs à effet Hall à flux compensé et les signaux mis en forme, sont connectés sur les convertisseurs analogiques-numériques présents dans le système de développement. Les algorithmes de contrôle sont mis au point dans le logiciel MATLAB/Simulink et compiler via la toolbox *RTW* de chez *MATHWORKS*. L'utilisateur pilote le banc de test via le logiciel ControlDesk fourni par la société *dSPACE*. Le système de développement utilisé permet de générer les signaux de commande qui sont connectés sur les organes de commande rapprochés, permettant de contrôler les composants semi-conducteurs présents sur le banc de test. La fréquence de commutation est fixée à 20 kHz .

3.9.2. Méthodologie proposée pour la prise en compte des incertitudes de la caractéristique statique de la source principale

La caractéristique statique d'une pile à combustible et plus généralement d'une source électrochimique ne reste pas constante et varie généralement en fonction des variations de pression, débit, température et niveau d'humidité du gaz en entrée [AnN10]. Il est donc nécessaire de pouvoir prendre en compte cette évolution dans le contrôle du système multi-sources. Des solutions ont été présentées dans la littérature [Pay09_01, Zan10], mais ces solutions ne sont pas transférables sur des systèmes multi-sources ayant plus d'un organe de stockage. Pour tenir compte des imprécisions sur la fonction $v_{In}=f(i_2)$, l'algorithme proposé permettant de calculer le terme e_v est défini par la relation suivante :

$$e_v = -\alpha \int (K_{SC} \cdot e_{SC} + K_b \cdot e_b) dt \quad (3-36)$$

Cet algorithme permet de garantir que l'erreur totale est nulle, par contre, il peut subsister une erreur sur chaque organe de stockage pris séparément. La figure 3.31 présente le schéma bloc permettant de calculer le terme e_v et ainsi obtenir la tension v_{Iref} pour calculer la valeur y_{Iref} .



3.9.3. Validation expérimentale

Dans un premier temps, les résultats expérimentaux sont présentés lors d'une connaissance parfaite de la caractéristique statique de la pile à combustible. Ces résultats permettent de valider les lois de contrôle aussi bien lors d'un fonctionnement normal, que lors d'un fonctionnement en surcharge ou en mode de récupération. Ensuite, une erreur est insérée sur la caractéristique statique et les résultats présentés valident le fonctionnement du système lors d'erreurs de modélisation.

3.9.3.1. Validation et régulation du niveau d'énergie dans les organes de stockage.

Pour valider la régulation de tension des organes de stockage (SC et BAT), un échelon de la référence de tension des supercondensateurs a été effectué pour une charge résistive constante. Lors d'un échelon de 16 à 12 V, l'évolution des trajectoires des sorties plates y_2 et y_3 est représentée sur la figure 3.32. L'évolution de la tension aux bornes du banc de supercondensateurs, du banc de batterie ainsi que les sorties du régulateur fluo est représentée sur la figure 3.34. Les mêmes grandeurs sont représentées sur les figures 3.33 et 3.35 pour un échelon inverse de 12 à 16 V.

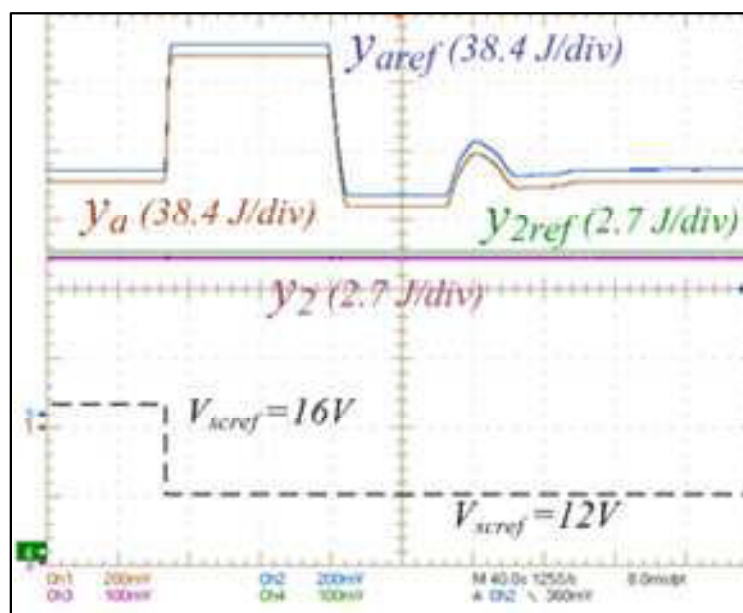


Figure 3.32. Evolution des sorties plates et de leurs références pour un échelon de V_{SCref} de 16 à 12 V.

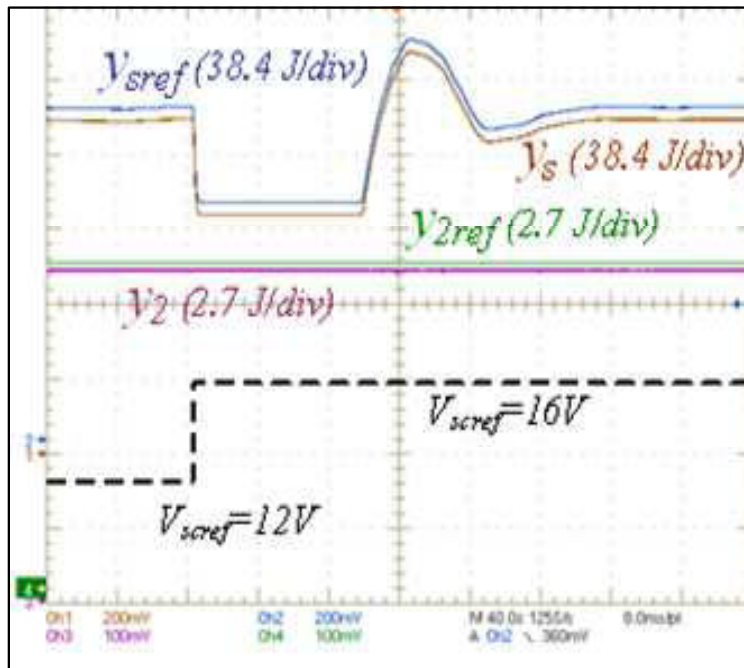


Figure 3.33. Evolution des sorties plates et de leur référence pour un échelon de V_{scref} de 12 à 16 V.

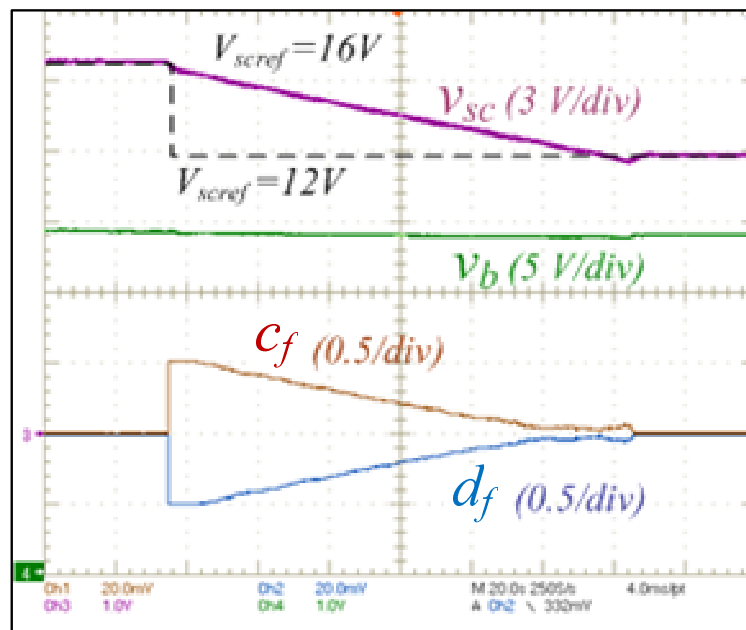


Figure 3.34. Evolution de la tension aux bornes des supercondensateurs, de la tension batterie et des sorties du régulateur flou pour un échelon de V_{scref} de 16 à 12 V.

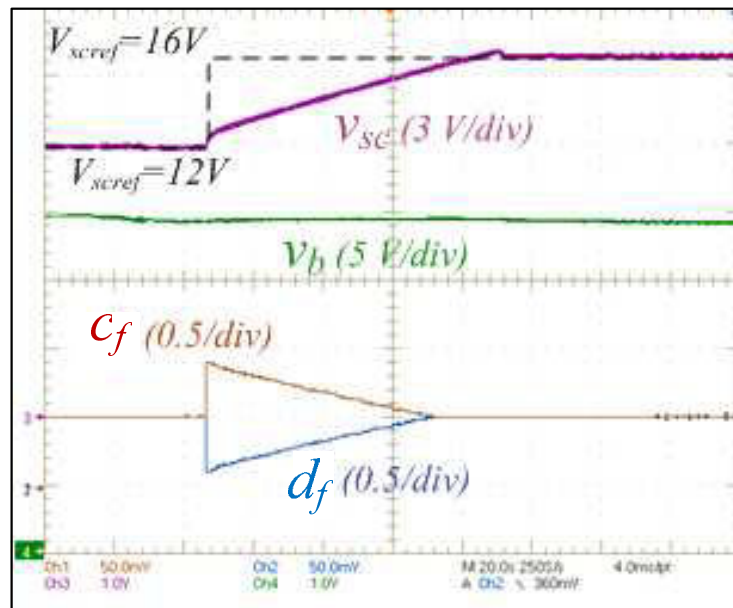


Figure 3.35. Evolution de la tension aux bornes des supercondensateurs, de la tension batterie et des sorties du régulateur flou pour un échelon de V_{SCref} de 12 à 16 V.

Le comportement du système valide donc le principe de contrôle proposé. Lors d'un échelon de 16 à 12V, la source principale ne délivre plus de puissance jusqu'à ce que la tension des supercondensateurs soit égale à sa référence. De plus, les sorties du régulateur flou permettent de décharger principalement le banc de supercondensateurs puisqu'au moment de l'échelon, c_f passe à 1 et d_f à 0 pour revenir vers 0,5 lorsque la tension SC atteint sa référence. On observe également que les sorties plates suivent parfaitement leur référence, et pas conséquent, la tension de sortie du système multi-sources est parfaitement asservie à sa valeur de référence, quel que soit le transfert de puissance dans la source hybride.

3.9.3.2. Validation de la régulation de la tension de sortie.

Pour valider l'asservissement de la tension de sortie du système multi-sources, l'évolution des énergies électrostatiques est représentée sur la figure 3.36 pour un échelon de V_{2ref} de 42 à 48V puis de 48 à 42 V. Pour cet essai, on considère une charge résistive constante. On observe que les sorties plates suivent parfaitement leur référence, ce qui garantit que la tension de sortie suit sa référence, le temps de réponse étant défini par la constante de temps des filtres sur les trajectoires de référence. Le dépassement observé sur la trajectoire de la sortie plate y_s est dû au terme intégral présent dans la génération de la tension v_{1ref}^* (figure 3.31).

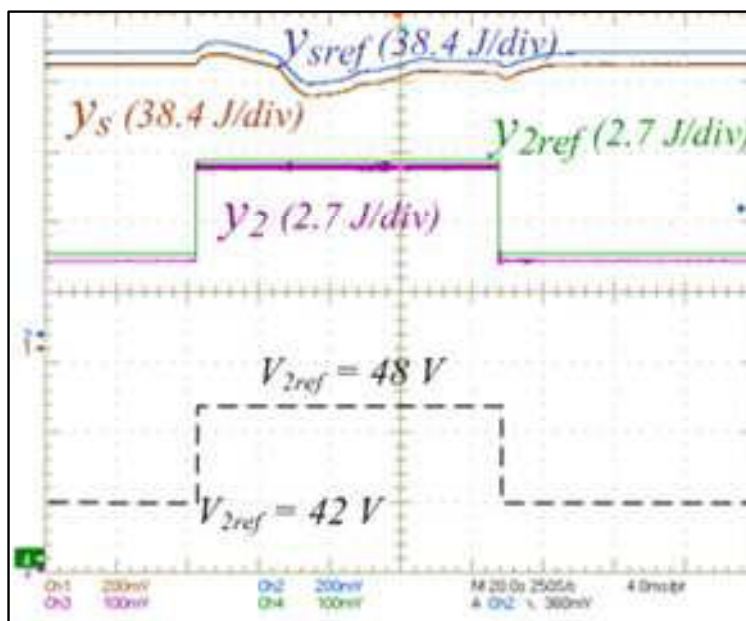


Figure 3.36. Evolution des énergies électrostatiques et de leurs références lors d'un échelon de tension de sortie.

3.9.3.3. Validation du contrôle en mode normal et de surcharge.

Le comportement du système vis-à-vis de perturbations de charge est étudié via les essais expérimentaux présentés sur les figures 3.37 à 3.42. L'évolution de la puissance de charge est représentée sur la figure 3.38. A $t = t_1$, la puissance de charge passe de 60 à 250 W, à $t = t_2$, la puissance de charge passe de 250 à 750 W, ensuite à $t = t_3$, la puissance de charge passe à 150 W et enfin, à $t = t_4$, la puissance de charge revient à 60 W. La figure 3.37 représente l'évolution des sorties plates y_2 et y_s ainsi que leurs références. On observe que les trajectoires des énergies électrostatiques y_2 et y_s suivent parfaitement leurs trajectoires de références y_{2ref} et y_{sref} .

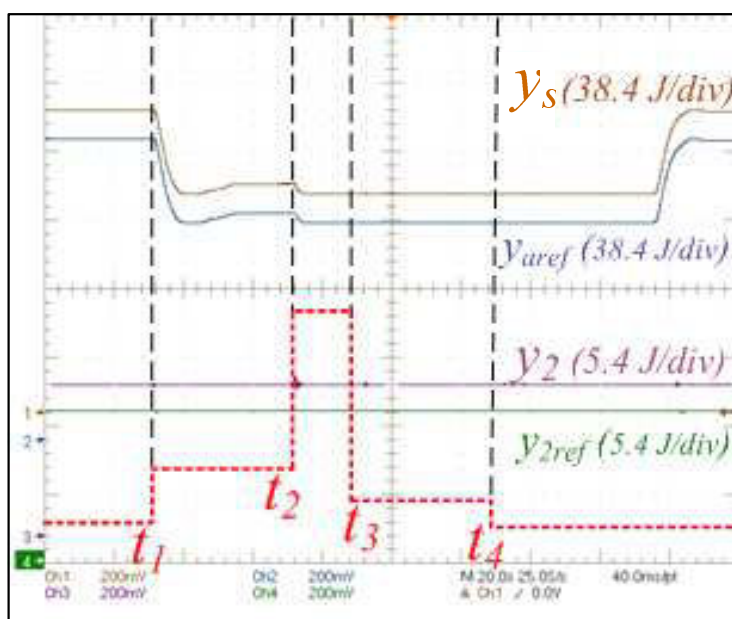


Figure 3.37. Evolution des énergies électrostatiques y_2 et y_s de leurs références lors de variation de charge.

La figure 3.38 représente l'évolution de la puissance des organes de stockage (P_{sta}), de la puissance de charge (P_{ch}), et de la sortie de l'algorithme flou (d_f). La répartition de la puissance des organes de stockage est faite par l'algorithme flou en fonction de la tension des organes de stockage et de la puissance de la charge. Cette fonction est définie sur la figure 3.21. Lorsque la puissance de charge est supérieure à 300 W, la source hybride fonctionne en mode de surcharge et lorsque la puissance de charge est inférieure à 300 W tout en restant positive, la source hybride fonctionne en mode normal. On observe bien que la valeur des sorties du régulateur flou est définie en fonction des états de charge des différents organes de stockage et du niveau de puissance de la charge.

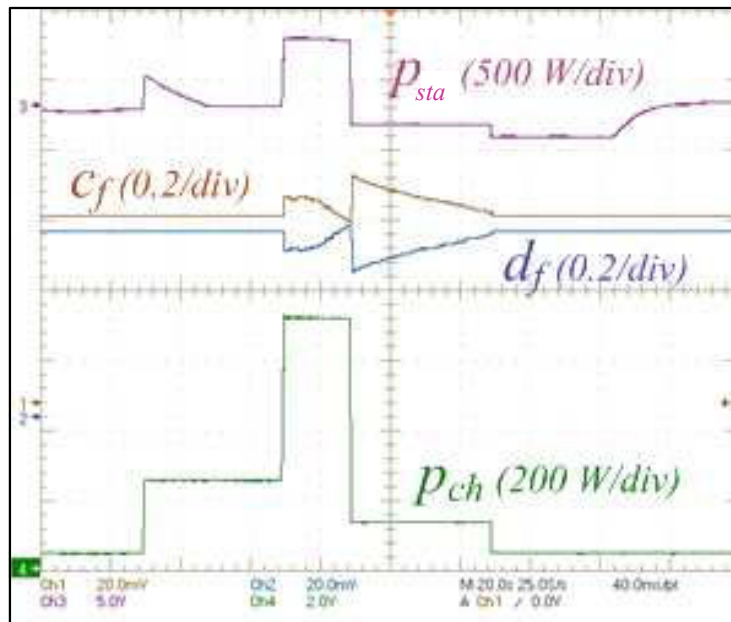


Figure 3.38. Evolution des puissances des organes de stockage (p_{sta}), de la charge (p_{ch}) et des sorties du superviseur flou.

Les figures 3.39 et 3.40 montrent l'évolution des puissances dans les différents organes de stockage (P_{sta} , P_b et P_{SC}) définies par l'algorithme flou (d_f) ainsi que les puissances dans les différentes branches du système multi-sources (P_p et P_2). Comme on l'a expliqué dans la section 3.6.3, la dynamique des organes de stockage a été aussi considérée pour définir les règles de l'algorithme flou. En effet, la dynamique des supercondensateurs est plus rapide que celle des batteries. Par conséquent, le pourcentage de la puissance fournie par le banc de SC est plus important que celui de la BAT lors des échelons de puissance (figures 3.39 et 3.40). Donc, la valeur de c_f est plus grande que d_f ($c_f = 1 - d_f$). Celui conduit à une décharge plus rapide des SC.

Les résultats présentés sur ces figures valident le principe de fonctionnement du système de commande.

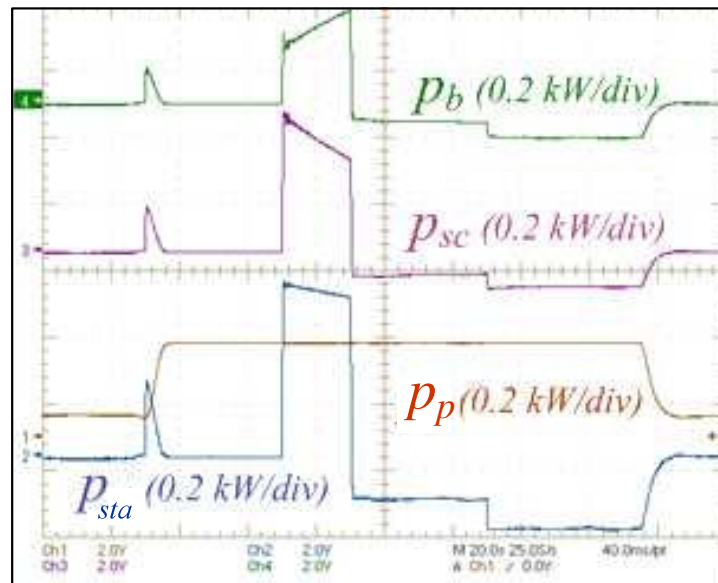


Figure 3.39. Evolution des puissances de la pile à combustible (p_p), de la SC (p_{sc}), de la batterie (p_b) et des organes de stockage (p_{sta}).

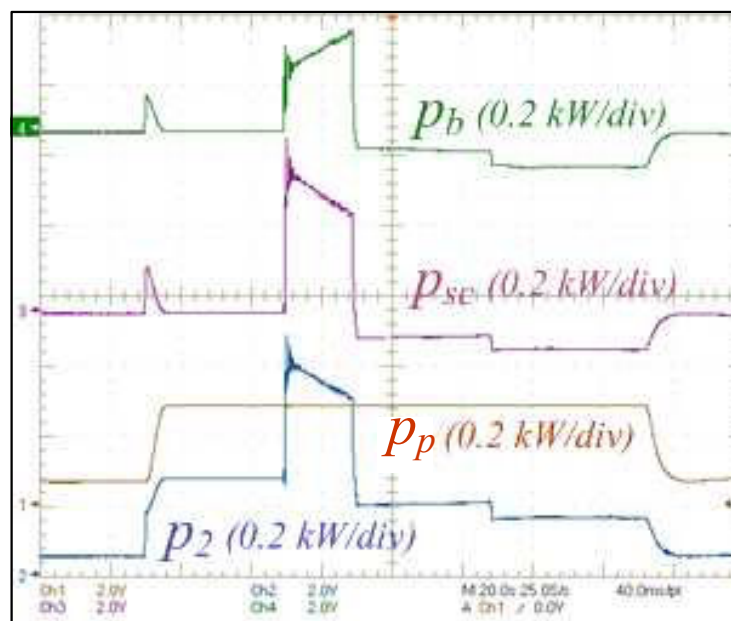


Figure 3.40. Evolution des puissances de la pile à combustible (p_p), de la SC (p_{sc}), de la batterie (p_b) et de la puissance d'entrée du convertisseur 2.

La figure 3.41 représente l'évolution des différentes tensions du système multi-sources (v_1 , V_2 , v_{SC} , v_b) lorsque la puissance de charge évolue comme indiquée sur la figure 3.38. Initialement, les tensions des organes de stockage sont égales à leur référence (16 V pour les supercondensateurs et 25 V pour les batteries). La dynamique de variation de v_1 est définie par les constantes de temps du filtre sur les trajectoires permettant de prendre en compte les contraintes de la pile à combustible. On observe qu'en mode de surcharge (t entre t_2 et t_3) la tension des organes de stockage diminue, ce qui est représentatif de la décharge de ces éléments. Ensuite, pour t entre t_3 et t_4 , la tension v_1 reste à sa valeur minimale pour que la pile à combustible fournisse sa puissance maximale permettant d'assurer la recharge des organes de stockage.

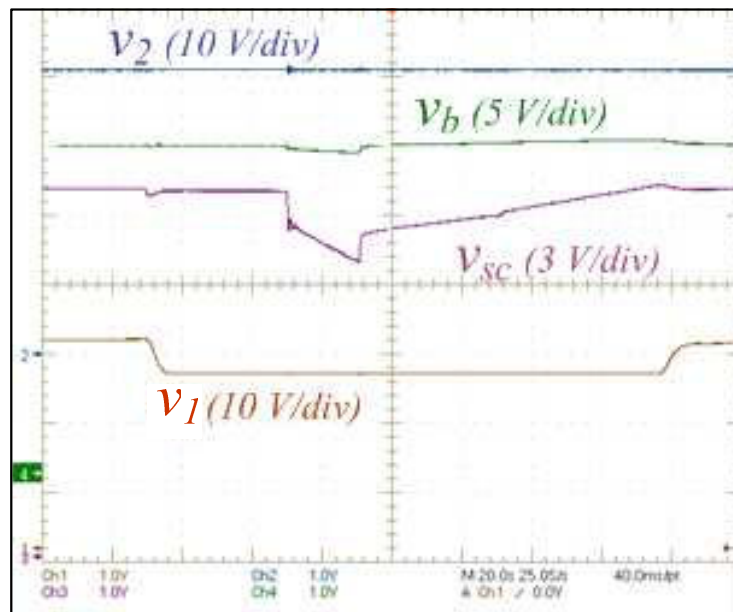


Figure 3.41. Evolution des tensions du bus continu (v_1 , V_2), supercondensateurs (v_{sc}), batteries (v_b).

Sur la figure 3.42 est représentée l'évolution des courants dans le système multi-sources.

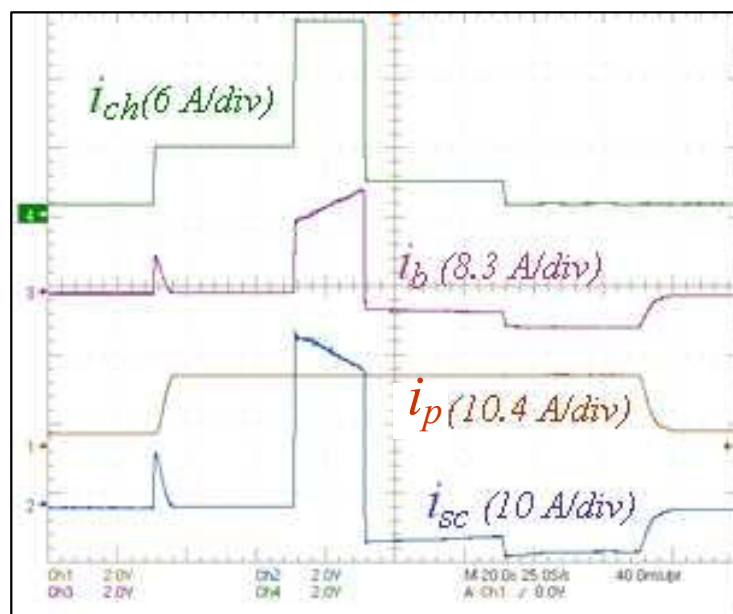


Figure 3.42. Evolution du courant de pile à combustible (i_p), de la SC (i_{sc}), de la BAT (i_b) et de la charge (i_{ch}).

Ces différents résultats valident le fonctionnement du système en mode normal et en mode de surcharge.

3.9.3.4. Mode de récupération

La figure 3.43 représente l'évolution des énergies électrostatiques y_2 , y_s et de leurs références lorsque la puissance de charge évolue. Le courant absorbé par la charge est représenté sur la figure 3.44. A $t = t_1$, le courant de charge passe à $-4,23$ A ($P_{ch} = -200$ W) puis revient à sa valeur initiale ($P_{ch} = 30$ W). A $t = t_2$, le courant de charge passe à $2,5$ A

($P_{ch} = 100W$). Les trajectoires des énergies suivent bien leurs trajectoires de références, y_{2ref} et y_{sref} . Lorsque le système opère en mode de récupération ($P_{ch} < 0$), v_{1ref}^* atteint sa valeur maximale telle que la puissance délivrée par la pile à combustible soit égale à zéro (figure 3.46). Pendant cette période, le courant de la pile est nul alors que les courants du banc de supercondensateurs et du banc de batteries (les organes de stockage) sont négatifs. L'énergie fournie par la charge est donc stockée dans les SC et les batteries.

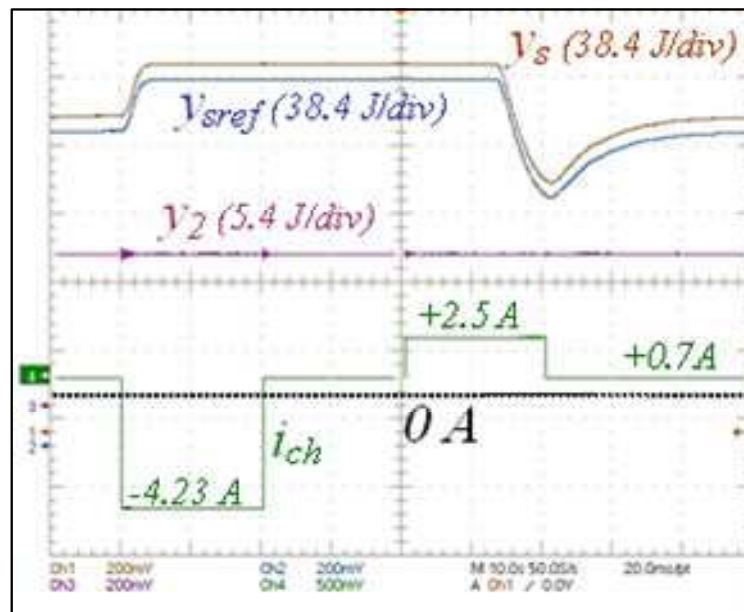


Figure 3.43. Evolution des énergies électrostatiques y_2 et y_s , de leurs références et du courant de charge.

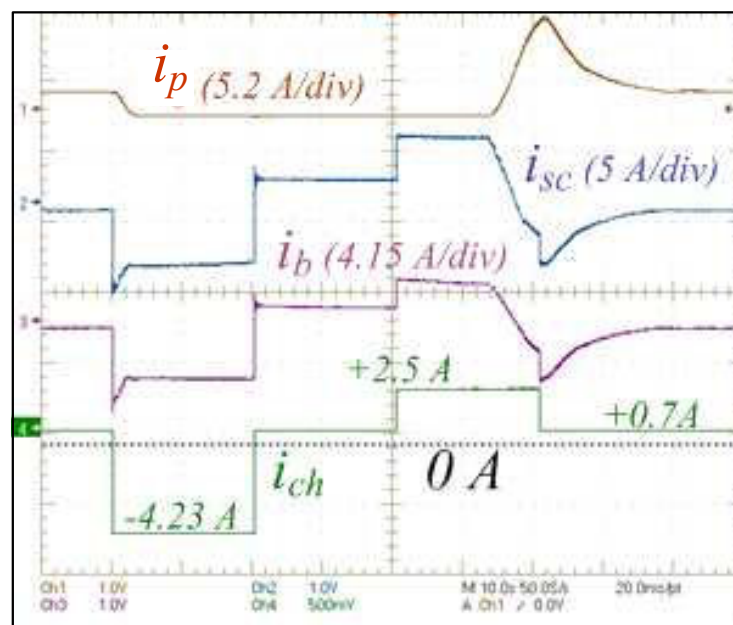


Figure 3.44. Allure des courants de la pile à combustible (i_p), du banc SC (i_{sc}), du banc BAT (i_b) et de la charge (i_{ch}).

La figure 3.45 représente l'évolution des tensions du bus continu variable, du banc de supercondensateurs, du banc de batteries et de la sortie. Comme il peut être constaté, la tension de sortie du système reste toujours constante même pendant une variation rapide de la

puissance de charge de +30 à -200 W (changement de mode normal au mode de récupération). La répartition des puissances entre les organes de stockage est définie par l'algorithme flou dont les règles sont définies dans le tableau 3.1.

L'évolution des différentes puissances est représentée sur la figure 3.46. On observe bien que la puissance fournie par la pile à combustible est forcée à 0 W pendant les phases de récupération.

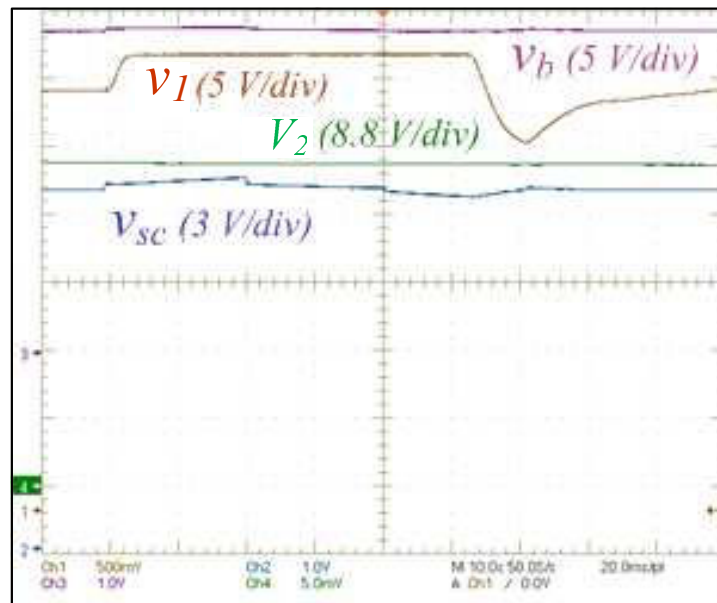


Figure 3.45. Allure des tensions du bus continu variable (v_1), du banc SC (v_{sc}), du banc BAT (v_b) et de la sortie (V_2).

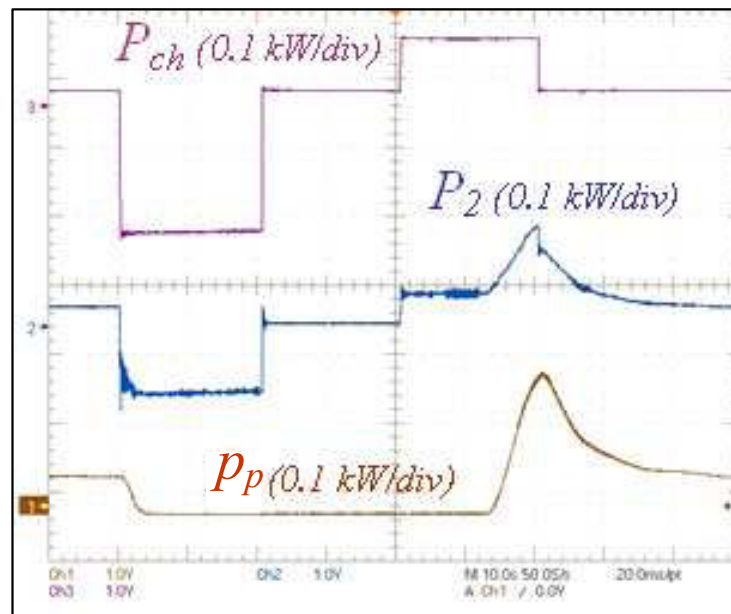


Figure 3.46. Allure des puissances de pile à combustible (p_p), charge (p_{ch}) et de la puissance d'entrée du convertisseur 2 (p_2) en mode récupération.

3.9.3.5. Erreur sur la caractéristique statique de la source principale

Pour valider l'efficacité de l'algorithme proposé permettant de compenser les erreurs de la caractéristique statique de la source principale, une erreur positive et négative de 10 % a été introduite sur la caractéristique statique de la pile à combustible, émulée à l'aide d'une alimentation stabilisée programmable. Les figures 3.47 et 3.48 montrent les résultats obtenus lors d'erreurs positive et négative. La valeur du coefficient α régissant la dynamique d'estimation (figure 3.31) est fixée à 0,05. Ces figures présentent l'évolution de l'erreur de tension aux bornes du pack de supercondensateurs, du banc de batteries et du condensateur C_1 lors de changements dans la caractéristique statique de la PAC. Comme prévue par l'approche théorique, l'effet de l'erreur statique sur la somme de la tension des organes de stockage est bien toujours nulle en régime permanent.

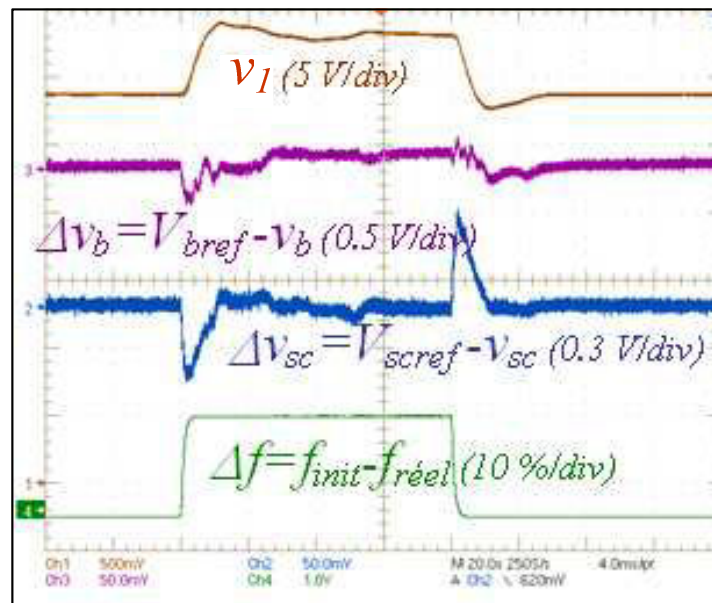


Figure 3.47. Comportement des tensions des organes de stockage après une variation positive de 10 % de la valeur de la caractéristique statique de la PAC.

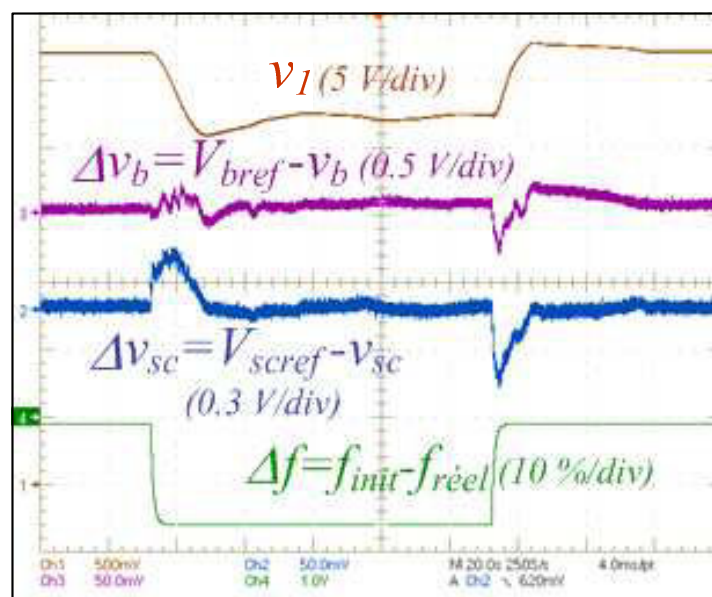


Figure 3.48. Comportement des tensions des organes de stockage après une variation négative de 10 % de la valeur de la caractéristique statique de la PAC.

Comme le montre ces résultats, la connaissance exacte de la caractéristique statique de la source principale n'est donc pas une condition nécessaire au bon fonctionnement de la stratégie de gestion des flux d'énergie proposée grâce à l'utilisation de la méthode proposée.

3.10. Conclusion

Ce chapitre présente une méthode de commande pour les systèmes hybrides électrique associant plus de deux sources. Cette commande associe le contrôle basé sur la platitude et un superviseur réalisé autour d'une commande flou. La gestion des flux d'énergie dans le système hybride électrique est réalisée par un contrôle basé sur la platitude du système considéré. La répartition des puissances entre les organes de stockage s'effectue grâce à un superviseur utilisant les propriétés de la commande floue.

Cette stratégie de contrôle permet la gestion d'énergie dans le système hybride sans commutations d'algorithmes. En utilisant cette stratégie, la prise en compte des contraintes de la source principale ou des organes de stockage peut être réalisée par un dimensionnement adéquat des paramètres du système de contrôle. L'architecture de la structure de conversion doit être optimisée en fonction du profil de puissance de la charge. Cependant, il a été justifié, dans ce chapitre l'utilité d'asservir la tension de la capacité du filtre d'entrée pour des raisons de stabilité.

Les résultats de simulations associés aux résultats expérimentaux permettent de valider l'efficacité de la commande avec les paramètres utilisés. Cette méthode de commande a été appliquée à un système associant une pile à combustible, des supercondensateurs et des batteries avec une topologie de convertisseur définie mais elle peut être appliquée à d'autres structures associant un plus grand nombre de source. En effet, il est facile d'associer d'autres sources fonctionnant avec un régulateur permettant de poursuivre le point de puissance maximale (MPPT), telles que des éoliennes ou des panneaux solaires.

3.11. Références

- [Ami06_1] M. Amirabadi, S. Farhangi, "Comparing of Conventional and Fuzzy Control Methods in Hybrid Fuel Cell Electric Vehicle", International Conference on Electrical Machines (ICEM), Sept. 2006.
- [Ami06_2] M. Amirabadi, S. Farhangi, "Fuzzy Control of a Hybrid Power Source for Fuel Cell Electric Vehicle using Regenerative Braking Ultracapacitor", International Power Electronics and Motion Control Conference EPE, 2006.
- [AnN10] D. An Nguyen, "Modélisation dynamique du coeur de pile à combustible de type PEM", thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 09 Juillet 2010.
- [Cam10] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, B. Dakyo, "DC/DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications-Polynomial Control Strategy", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 57, no 2, pp. 587-597, Feb. 2010.
- [Erd09] O. Erdinc, B. Vural, M. Uzunoglu, "A wavelet-fuzzy logic based energy management strategy for a fuel cell/battery/ultra-capacitor hybrid vehicular power system", Journal of Power Sources, vol.194, pp. 369-380, 2009.
- [Fer08] A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, L. de Araujo Silva, "Energy Management Fuzzy Logic Supervisory for Electric Vehicle Power Supplies System", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp. 107-115, Jan. 2008.
- [Gai09] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, M. Machmoum, "Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation", Journal of Renewable Energy, vol. 34, pp. 1545-1553, 2009.
- [Gao08] D. Gao, Z. Jin, Q. Lu, "Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus", Journal of Power Sources, vol. 185, pp. 311-317, 2008.
- [Hai08] Y. Haitao, Z. Yulan, S. Zechang, W. Gang, "Model-based power control strategy development of a fuel cell hybrid vehicle", Journal of Power Sources, vol. 180, pp. 821-829, 2008.
- [Hel01] M. Hellmann, "Fuzzy Logic Introduction", Laboratoire Antennes Radar Telecom, FRE CNRS 2272, Equipe Radar Polarimetrie, Université de Rennes 1, France, 2001.
- [Kis07] M. C. Kisacikoglu, M. Uzunoglu, M. S. Alam, "Fuzzy Logic Control of a Fuel Cell/Battery/Ultracapacitor Hybrid Vehicular Power System", IEEE Vehicular Power and Propulsion (VPP) Conference, Sept. 2007.
- [Kim07] M.-J. Kim, H. Peng, "Power management and design optimization of fuel cell/battery hybrid vehicles", Journal of Power Sources, vol. 165, pp. 819-832, 2007.
- [LiC09] C.-Y. Li, G.-P. Liu, "Optimal fuzzy power control and management of fuel cell/battery hybrid vehicles", Journal of Power Sources, vol. 192, pp. 525-533, 2009.

- [LiX09] X. Li, L. Xu, J. Hua, X. Lin, J. Li, M. Ouyang, “Power management strategy for vehicular-applied hybrid fuel cell/battery power system”, *Journal of Power Sources*, vol. 191, pp. 542-549, 2009.
- [Mac10] M. Machmoum, A. Hatoum, T. Bouaouiche, “Flicker Mitigation in a Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine System”, *Mathematics and Computers in Simulation*, Accepted date: 1-9-2010.
- [Mir06] J. V. Mierlo, Y. Cheng, J.-M. Timmermans, P. Van den Bossche, “Comparison of Fuel Cell Hybrid Propulsion Topology with Super-Capacitor”, *EPE-PEMC Conference*, pp. 501-505, 2006.
- [Pay07] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Performance Investigation and Comparison of Two Different Electrical Hybrid System Structures”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 412-417, Sept. 2007.
- [Pay08] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source”, *Energy Conversion and Management*, vol. 49, pp. 1637-1644, 2008.
- [Pay09_1] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Energy Management in a Fuel Cell/ Supercapacitor Multisource/Multiload Electrical Hybrid System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no12, pp. 2681-2691, Dec. 2009.
- [Pay09_2] A. Payman, “Contribution à la gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides multi-sources multi-charges”, thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 15 juillet 2009.
- [Sal99] S. Salleh, B. Sanugi, “Fuzzy Logic Model for Dynamic Multiprocessor Scheduling”, *Journal Matematika, UTM*, vol. 15, no 2, pp. 95-109, 1999.
- [Sha10] A. Shahin, B. Huang, J.P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, “New non-linear control strategy for non-isolated DC/DC converter with high voltage ratio”, *Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 56-63, 2010.
- [Sch08] E. Schaltz, A. Khaligh, P. O. Rasmussen, “Investigation of Battery/Ultracapacitor Energy Storage Rating for a Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle”, *IEEE, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Harbin, China, Sept. 2008.
- [Sik04] G. Sikha, B. N. Popov, “Performance Optimization of a Battery–Capacitor Hybrid System”, *Journal of Power Sources*, vol. 134, pp. 130-138, 2004.
- [Sol11] L. Solero, A. Lidozzi, V. Serrao, L. Martellucci, E. Rossi, “Ultracapacitors for fuel saving in small size hybrid vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp.587-595, 2011.
- [Tan08] A.M. Tankari, B. Dakyo, C. Nichita, “Improved sizing method of storage units for hybrid wind-diesel powered system”, *EPE-PEMC08*, pp. 1911-1917, 2008.
- [Tho09] P. Thounthong S. Rael, B. Davat, “Energy management of fuel cell/battery/ supercapacitor hybrid power source for vehicle applications”, *Journal of Power Sources*, vol. 193, pp. 376-385, 2009.

[Zad65] L.A. Zadeh, "Fuzzy Sets", *International and Control*, pp. 338-353, 1965.

[Zad68] L.A. Zadeh, "Probability Measures of Fuzzy Events", *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, vol. 23, pp. 421-427, 1968.

[Zad73] L. A. Zadeh, "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes", *IEEE Transactions on Systems*, vol. 3, pp. 22-44, 1973.

[Zha08] X. Zhang, C. C. Mi, A. Masrur, D. Daniszewski, "Wavelet-transform-based power management of hybrid vehicles with multiple on-board energy sources including fuel cell, battery and ultracapacitor", *Journal of Power Sources*, vol. 185, pp. 1533-1543, 2008.

[Zan10] M. Zandi, A. Payman, J. P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, F. Meibody-Tabar, "Flatness based control of a Hybrid Power Source with Fuel cell / Supercapacitor / Battery", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Atlanta (USA), pp. 1629-1634, 12-16 Sept. 2010.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté dans une première partie les différentes sources d'énergie et les dispositifs de stockage utilisés pour la réalisation d'une source hybride d'énergie électrique en expliquant leur mode de fonctionnement et leur modélisation usuelle. Nous avons ensuite détaillé une stratégie de contrôle des hacheurs basée sur le concept de platitude. Nous avons montré que deux stratégies de commande pouvaient être envisagées.

La première est basée sur le contrôle de l'énergie totale stockée dans le hacheur et mène à des performances dynamiques élevées en asservissement et en régulation. Son principal inconvénient est de générer dans certains cas, une erreur statique parfois importante qui est d'autant plus grande que les pertes sont importantes. Ce phénomène s'accroît lorsque le ratio énergie électrostatique stockée dans le condensateur de sortie sur énergie magnétique stockée dans l'inductance diminue. Pour corriger cet inconvénient, nous avons introduit une méthode basée sur l'estimation en ligne de deux paramètres qui permet d'assurer une erreur statique nulle en sortie mais au prix d'une diminution des performances dynamiques du système.

Une seconde alternative basée sur un contrôle à deux boucles a été présentée. Elle présente l'avantage d'être peu sensible aux erreurs de modélisation et aux pertes dans le convertisseur. Elle mène à des performances légèrement inférieures à la structure de commande précédente mais possède l'avantage de parfaitement maîtriser le comportement des variables du système même en régime transitoire, et ceci en présence d'erreurs de paramètre ou de modélisation. Ce mode de commande a donc été choisi pour contrôler les divers convertisseurs de la source hybride dont l'architecture et la commande ont été présentées au chapitre 3.

L'architecture de commande de la source hybride peut se décomposer en deux niveaux distincts de contrôle. Le premier niveau consiste à s'assurer que les sorties du système (puissance et énergie électrostatique) suivent bien leur référence respective. Pour ce faire nous avons utilisé l'approche par platitude détaillée au chapitre 2. Le second niveau quant à lui, peut être vu comme un superviseur dont la fonction est d'assurer la continuité d'approvisionnement en énergie électrique à la charge et d'assurer un état de charge nominale des organes de stockage en phase de fonctionnement normal. Pour réaliser ce superviseur, nous avons utilisé la logique floue dont le principe a été rappelé au chapitre 3. Dans la stratégie de contrôle proposée, les contraintes inhérentes au bon fonctionnement de la source hybride, comme par exemple les contraintes dynamiques sur le courant délivré par la pile à combustible, sont prises en compte dans les phases de planification des trajectoires de référence des régulateurs.

Les résultats obtenus par simulation et expérimentation confirment la validité des stratégies de commande et de supervision énergétique élaborées aux chapitres 2 et 3. La tension de sortie du système hybride électrique reste toujours constante même lors de variations de charge importante. Les stratégies de gestion d'énergie utilisées tout comme les algorithmes de commande basés sur le concept de platitude peuvent être appliqués à toute architecture de source hybride et à la plupart des topologies de convertisseurs d'interface.

A cours terme, la suite de ces travaux s'oriente naturellement vers l'optimisation de la structure du convertisseur et de ces composants passifs pour un profil de charge donné, correspondant, par exemple, à un profil de consommation d'un véhicule électrique. De plus une étude comparative de cette commande avec d'autres types de commande plus

traditionnelle permettra de mettre en avant les avantages et inconvénient de la commande proposée.

Cependant, les principales perspectives de ces travaux s'orientent vers la fiabilisation des systèmes multi-sources. Cette fiabilisation peut conduire à une répartition des sources électriques et des organes de stockage permettant de rendre cette structure modulaire et de généraliser le système de contrôle présenté. Mais cette fiabilisation peut aussi orienter le choix de la structure du convertisseur d'interface, isolé ou non, permettant d'assurer le traitement de l'énergie électrique en présence de certains types de défauts, comme par exemple, des défauts sur les composants semi-conducteurs.

Il est bien évident que cette fiabilisation passe par une étude permettant de garantir la stabilité du bus continu à la sortie de la source hybride quelle que soit l'évolution de la puissance absorbée par la charge.

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur Brayima DAKYO, Professeur, Université du Havre, Le Havre

Monsieur Mohamed MACHMOUM, Professeur, IREENA, Université de Nantes, St Nazaire

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur ZANDI Majid

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,
une thèse intitulée :

"Contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique"

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « **Génie Electrique** »

Fait à Vandoeuvre, le 03 novembre 2010

Le Président de l'I.N.P.L.,

F. LAURENT



NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 5 4 5 0 1
VANDŒUVRE CEDEX

Résumé en français

Contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique

Ce mémoire traite du pilotage de systèmes hybrides de puissance électrique. Les sources principales d'énergie sont un système photovoltaïque et une pile à combustible. Les sources secondaires sont un pack de batteries et un pack de supercondensateurs. Le dimensionnement des sources secondaires est réalisé afin de gérer les transitoires de puissances et de fournir l'appoint d'énergie lorsque celle issue des sources principales est insuffisante. Les sources principales, quant à elles, fournissent l'énergie à la charge en régime permanent. Le contrôle des flux d'énergies et les asservissements de puissance utilisés dans cette thèse sont basés sur le concept de platitude des systèmes différentiels. Ils permettent d'obtenir des propriétés dynamiques élevées en asservissement et en régulation. Le superviseur, permettant de répartir la puissance entre les différents organes de stockage, est réalisé à base de contrôleur flou et assure que les supercondensateurs avec leur convertisseur d'interface sont utilisés comme filtre de puissance et apportent l'énergie en régime transitoire. En revanche, les batteries fournissent ou absorbent l'énergie sur des durées plus longues notamment lors

Mots clés

Source hybride électrique, pile à combustible, panneau solaire, batterie, supercondensateur, convertisseur DC-DC, commande plate, logique floue, stabilité

Résumé en anglais

Control of hybrid electric energy sources

This thesis deals with the control of electrical hybrid system. The main sources consist in an association of photovoltaic and fuel cell system. The secondary sources are a bank of batteries and a bank of supercapacitors. The sizing of secondary sources is realized to manage the power during the transient state and provide extra energy when the power of main sources is insufficient in steady state. The main sources provide the essential energy of the electrical hybrid system during steady state. The control of energy flows and power tracking used in this thesis are based on the flatness technique. This control system allows obtaining high dynamic properties in the power tracking and the regulation of system. The supervisor for sharing the power between the different storage devices is realized thanks to a fuzzy logic controller. This controller ensures that the bank of supercapacitors with its interface converter is used as a power filter and provides the energy in transient states. However, the bank of batteries provides or absorbs the energy in longer periods especially during recovery or overload modes.

Key words

Hybrid electric source, fuel cell, solar panel, battery, supercapacitor, DC-DC converter, flatness control, fuzzy logic, stability

