



HAL
open science

Contribution à la gestion d'énergie dans les systèmes hybrides multi-sources multi-charges

Alireza Payman

► **To cite this version:**

Alireza Payman. Contribution à la gestion d'énergie dans les systèmes hybrides multi-sources multi-charges. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009. Français. NNT : 2009INPL038N . tel-01748763

HAL Id: tel-01748763

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01748763v1>

Submitted on 29 Mar 2018

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

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



AVERTISSEMENT

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

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

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

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

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>

Institut National Polytechnique de Lorraine
École Doctorale « Informatique – Automatique – Électrotechnique – Mathématiques »
Département de Formation Doctorale « Électrotechnique – Électronique »

THÈSE

Présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

En vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR de l'I.N.P.L.

Spécialité : Génie Électrique

Par :

Alireza PAYMAN

Ingénieur de "Université de Téhéran, Téhéran, IRAN"

**Contribution à la Gestion de l'Énergie dans les Systèmes
Hybrides Multi-sources Multi-charges**

Soutenue publiquement le 15 juillet 2009 devant la commission d'Examen

Membres du Jury :

Président :	ROBOAM Xavier
Rapporteurs :	MACHMOUM Mohamed MONMASSON Eric
Examineurs :	DAVAT Bernard MEIBODY-TABAR Farid PIERFEDERICI Serge

Thèse préparée au Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy

AVANT-PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN). Le laboratoire est implanté sur les sites de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique et de l'Université Henri Poincaré.

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

Je tiens tout d'abord à remercier sincèrement mon Directeur de thèse, le Professeur **Farid MEIBODY – TABAR** et mon codirecteur de thèse, le Professeur **Serge PIERFEDERICI** pour avoir dirigé mes travaux de recherche ainsi que pour leurs disponibilités, leur patience et leurs précieux conseils.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur **X. ROBOAM**, le Directeur de recherche de CNRS, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury.

Je tiens à remercier également Messieurs **M. MACHMOUM**, Professeur à l'Université de Nantes, et **E. MONMASSON**, Professeur de l'Université de Cergy-Pontosis, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant d'en être les rapporteurs. Je remercie aussi Monsieur **B. DAVAT**, Professeur à l'INPL, pour l'honneur qu'il m'a fait d'avoir accepté de siéger dans ce jury et pour ses précieux conseils.

Je suis reconnaissant à Monsieur **D. ARAB-KHABOURI**, mon professeur à l'IUST en IRAN, qui m'a donné l'opportunité d'une candidature au diplôme de doctorat.

J'ai sincèrement apprécié durant ces années la chaleureuse ambiance entretenue par les doctorants du laboratoire que je remercie vivement. Je tiens à saisir cette occasion pour remercier les membres du laboratoire **GREEN**, les enseignant-chercheurs ainsi que les personnels administratifs et techniques.

Finalement je me permis de remercier mes parents, *Azameh NASROLLAH-ZADE* et *Yousef PAYMAN*, et mes frères, *Mohammadreza* et *Hamidreza* pour leur soutien, leur patience et leur tolérance.

A mes parents :

Madame *Azameh NASROLLAH-ZADE*

Monsieur *Yousef PAYMAN,*

et mes frères :

Mohammadreza et Hamidreza

Table des matières

Table des matières.....	i
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : Généralités sur les sources hybrides : source et élément stockage électrochimique, hybridation, architectures et des commandes associées.....	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 La pile à combustible	5
1.2.1 Principes de fonctionnement	6
1.2.2 Différentes technologies de piles à combustible	7
1.2.2.1 Pile alcaline (AFC)	8
1.2.2.2 Pile à membrane à électrolyte polymère (PEMFC)	8
1.2.2.3 Pile à méthanol direct (DMFC)	9
1.2.2.4 Pile à acide phosphorique (PAFC).....	9
1.2.2.5 Pile à carbonate fondu (MCFC).....	9
1.2.2.6 Pile à oxyde solide (SOFC)	10
1.2.3 Caractéristique tension-courant des piles à combustible	10
1.2.3.1 Pertes d'activation	10
1.2.3.2 Pertes ohmiques	11
1.2.3.3 Pertes de concentration	12
1.3 Les batteries et accumulateurs électrochimiques.....	12
1.4 Supercondensateur	16
1.4.1 Principe de fonctionnement	16
1.4.2 Modélisation des supercondensateurs à couche double électrique.....	18
1.4.2.1 Modèle théorique	18
1.4.2.2 Modèle énergétique à deux branches	18
1.4.2.3 Modèle énergétique distribué	19
1.5 Comparaison et application des dispositifs électrochimiques	20
1.6 Hybridation des dispositifs électrochimiques.....	23
1.6.1 Concept d'hybridation	23
1.6.2 Structures et stratégies de contrôle des systèmes hybrides	24
1.7 Conclusion.....	35
Chapitre 2 : Outils nécessaires à la mise en œuvre de commandes non linéaires.....	37
2.1 Introduction.....	37
2.2 La notion de système différentiellement plat	37
2.2.1 Platitude des systèmes dynamiques	38

2.2.2	Contrôle par platitude.....	41
2.2.2.1	Planification de trajectoire	41
2.2.2.1.1	Planification sans contraintes	42
2.2.2.1.2	Planification sous contraintes	45
2.2.2.2	Suivi de trajectoire	48
2.3	Linéarisation entrée/sortie	49
2.3.1	Principe	49
2.3.2	Limitations de ce type de transformation	52
2.4	Conclusion.....	55

Chapitre 3 : Contrôle d’une source hybride d’énergie basée sur la notion de platitude des systèmes : application et comparaison des différentes architectures de puissance envisageables..... 57

3.1	Introduction	57
3.2	Description et modélisation de la source hybride.....	59
3.2.1	Description du système	59
3.2.2	Modélisation du système- variante 1	60
3.2.3	Modélisation du système- variante 2.....	62
3.3	Stratégie de contrôle des sources hybrides	62
3.3.1	Etude de la platitude des systèmes étudiés	62
3.3.2	Stratégie de contrôle.....	67
3.3.2.1	Planification de trajectoire	67
3.3.2.1.1	Génération de la trajectoire liée à la composante y_2 de la sortie plate	67
3.3.2.1.2	Génération de la trajectoire liée à la composante y_1 de la sortie plate	68
3.3.2.2	Dimensionnement du filtre.....	70
3.3.2.3	Contrôle des convertisseurs	73
3.3.2.3.1	Asservissement des trajectoires à leur référence	73
3.3.2.3.2	Protection en tension du pack de supercondensateurs	76
3.3.2.3.3	Asservissement des courants inductifs	77
3.3.3	Calcul des valeurs minimales des capacités c_1 et c_2	79
3.3.3.1	Calcul des condensateurs pour l’architecture correspondant à la variante 1	79
3.3.3.1.1	Dimensionnement de la capacité c_2	79
3.3.3.1.2	Dimensionnement de la capacité c_1	81
3.3.3.2	Calcul des condensateurs pour l’architecture correspondant à la variante2.....	83
3.4	Résultats de simulation et la validation expérimentale.....	84
3.4.1	Résultats de simulation.....	85
3.4.1.1	Valeur minimale des condensateurs c_1 et c_2	86
3.4.1.2	Comportement de la source hybride – résultats de simulation	90
3.4.2	Validation expérimentale	93

3.5	Conclusion.....	99
Chapitre 4 : Gestion de l'énergie dans les systèmes multi-sources / multi-charges.....		101
4.1	Introduction.....	101
4.2	Description du système hybride	103
4.2.1	Introduction.....	103
4.2.2	Choix et description de l'architecture électrique.....	103
4.2.3	Description de la pile à combustible	104
4.2.4	Description de la carte dSPACE	105
4.3	Architecture électrique, modélisation du système hybride et contrôle.....	106
4.3.1	Introduction.....	106
4.3.2	Modélisation du système.....	106
4.3.3	Description de la méthode proposée pour contrôler le système	107
4.3.3.1	Introduction	107
4.3.3.2	Analyse de la platitude du système d'ordre réduit.....	108
4.3.4	Stratégie de contrôle du système.....	109
4.3.4.1	Planification des trajectoires.....	109
4.3.4.2	Contrôle des convertisseurs et synthèse de la commande par mode glissement.....	113
4.3.4.3	Protection de pack de supercondensateurs.....	117
4.3.5	Observateur de caractéristique statique de sortie de la pile à combustible (CSPAC)	117
4.3.5.1	Conception de l'observateur	120
4.3.5.2	Analyse de stabilité de l'observateur	121
4.3.6	Résultats expérimentaux	122
4.4	Prise en compte partielle des énergies magnétiques.....	129
4.4.1	Introduction.....	129
4.4.2	Contrôle des convertisseurs abaisseurs	130
4.4.3	Résultat de simulation.....	132
4.5	Conclusion.....	129
Conclusion Générale		137
Annexe : Analyse théorique et comparaison des pertes dans les convertisseurs pour les deux variantes.....		139
Références Bibliographiques.....		151

Introduction Générale

Aujourd'hui, les dispositifs électrochimiques trouvent de nouvelles applications aussi bien dans l'industrie que chez le particulier notamment dans les systèmes embarqués où une source autonome d'énergie est nécessaire pour alimenter les charges électriques. Parmi les dispositifs électrochimiques (batteries, supercondensateurs et condensateurs), les piles à combustible sont les sources électrochimiques ayant les énergies spécifiques les plus élevées. Elles sont reconnues comme une des technologies les plus prometteuses pour répondre aux futurs besoins de production d'électricité, par l'attention portée à la réduction de la consommation de pétrole mais aussi des émissions de gaz dangereux. Par rapport aux batteries, elles ont des propriétés physiques distinctes bien qu'elles fonctionnent généralement de façon similaire aux batteries. La différence principale entre les deux est qu'une pile à combustible nécessite des réactifs externes pour fournir de l'énergie contrairement à une batterie. De ce fait, alors qu'une batterie peut être déchargée, une pile à combustible n'a jamais à faire face à une telle situation. Un autre avantage des piles à combustible est leur modularité. Elles sont intrinsèquement modulaires, ce qui signifie qu'elles peuvent être configurées pour fonctionner dans une large gamme de puissance, de 0.025-50 MW pour des piles à combustible utilisant du gaz naturel, et plus pour celles utilisant du gaz de charbon. L'un des autres avantages lié à l'utilisation de la pile à combustible est son carburant à savoir l'hydrogène, abondant et facilement synthétisable à partir du gaz naturel, de la houille ou du méthanol. Néanmoins, leur puissance spécifique reste très limitée (quelques dizaines de $W.Kg^{-1}$), et leur irréversibilité en courant interdit la récupération d'énergie. Les piles à combustible se prêtent donc particulièrement bien à l'hybridation avec des dispositifs de stockage de puissance.

L'hybridation des dispositifs électrochimique consiste à combiner deux ou plus de deux dispositifs (qui contiennent au moins un élément de stockage) de manière à cumuler les avantages de chacun d'entre eux tout en tenant compte des spécifications de chacun. Ces sources hybrides combinent donc par principe les avantages d'une énergie spécifique très élevée et d'une puissance spécifique importante disponible sur des durées appréciables. Elles permettent également de dissocier le dimensionnement en puissance moyenne et du dimensionnement en puissance transitoire.

Un supercondensateur peut être un bon choix comme source auxiliaire (source de puissance instantanée) par rapport aux autres choix comme la batterie ou un condensateur classique grâce à leur puissance spécifique élevée. Rappelant que la densité d'énergie de supercondensateurs est inférieure de celle des batteries avec un facteur moyen de dix. Leur densité d'énergie est compatible avec une large gamme d'applications qui ont besoin de haute puissance instantanée pendant de courtes périodes de temps. Un autre avantage à l'utilisation des supercondensateurs par rapport aux batteries, est leur durée de vie et leur nombre de cycles de charge - décharge qui est au moins 500 fois supérieur à celui des batteries. Dans ce mémoire, nous choisirons cet élément de stockage comme source auxiliaire de puissance eu égard aux applications traitées

Il existe de nombreux travaux sur la gestion d'énergie des systèmes hybrides à une ou plusieurs sources et organes de stockage. La plus simple de ces structures consiste en une connexion directe des sources principale et auxiliaire telle que l'association batterie supercondensateur ou encore pile à combustible batterie. Bien que cette hybridation soit très simple, la gestion énergétique du système n'est pas optimale. L'utilisation de convertisseurs d'interface augmente les degrés de liberté et rend possible l'optimisation de la gestion énergétique du système hybride en fonction du

profil de charge. Différentes architectures de puissance et stratégie de commande ont été élaborés pour gérer les flots d'énergie dans de tels systèmes.

Dans le premier chapitre, nous présentons dans un premier lieu les principaux dispositifs électrochimiques utilisés dans les systèmes hybrides, notamment les piles à combustible, les batteries et les supercondensateurs en s'appuyant sur plusieurs références bibliographiques. Après avoir justifié l'intérêt des sources hybrides d'énergies, combinant plusieurs sources électrochimiques de nature différente, nous introduisons et analysons différentes architectures de puissance et stratégies de commande associée, utilisées actuellement pour gérer les flots d'énergie dans des systèmes multi-sources hybrides.

Le second chapitre est consacré quant à lui, aux méthodes de contrôle que nous allons utiliser pour contrôler les systèmes hybrides étudiés dans cette thèse. Ce chapitre s'appuie également sur les références bibliographiques dédiées notamment aux systèmes plats et leurs propriétés. Nous commencerons par détailler la notion de platitude des systèmes différentiels puis nous traiterons de son application en génie électrique et notamment dans le contrôle des convertisseurs statiques. Le chapitre se termine par des explications sur la linéarisation entrée sortie qui permettent suite à une transformation en boucle ouverte, de transformer le système non linéaire initial en un système linéaire découplé. Ses principaux avantages et inconvénients seront présentés et illustrés à l'aide d'exemples issus du génie électrique. Les méthodes présentées dans ce chapitre trouvent leurs applications aux troisième et quatrième chapitres qui constituent l'essentiel de nos travaux concernant la gestion d'énergie des systèmes hybrides.

Dans le chapitre III, nous allons développer la modélisation d'une source hybride d'énergie, constituée d'une pile à combustible et d'un pack de supercondensateurs connectés via des convertisseurs d'interface. Un modèle réduit du système sera présenté. Nous montrerons que ce modèle réduit peut être considéré comme "différentiellement plat" et qu'il est alors possible de gérer les flots d'énergie sans commutation d'algorithmes à l'aide de trajectoires prédéfinies liées à des grandeurs énergétiques. Deux variantes de sources hybrides seront étudiées et comparées en termes de performances dynamiques, de rendement et de dimensionnement. Des essais expérimentaux permettent de valider la modélisation et les commandes proposées.

Finalement, dans le chapitre IV, nous étendrons les structures de contrôle développées au chapitre III au cas des systèmes hybrides multi-sources multi-charges via l'analyse et le contrôle d'un système à multiple sorties. L'application visée a fait l'objet du contrat ANR PACBI portant sur l'alimentation autonome à l'aide de pile à combustible pour des bornes interactives de stationnement. Dans cette application basse puissance, la pile à combustible fonctionne sans auxiliaire supplémentaire permettant de contrôler son environnement. Sa caractéristique statique est donc fortement sensible aux conditions de fonctionnement du système (température, pression, humidité...). Bien que la connaissance de la caractéristique tension-puissance ($V-P$) de la pile à combustible soit nécessaire pour implanter la commande, il va être prouvé que cette variation peut être prise ne compte par le contrôle qui devient alors non dépendant des fluctuations de caractéristique statique de la PAC. Ce système hybride a été réalisé et testé au laboratoire ce qui a permis de valider la stratégie de contrôle de ce système multi-sources multi-charges.

Enfin, une conclusion générale permet de faire le bilan sur les stratégies de contrôle sans commutation d'algorithmes constituant l'un des principaux objectifs de ces travaux et d'évoquer les perspectives des travaux menés pour les systèmes hybrides à plus fortes puissances.

Chapitre 1 : Généralités sur les sources hybrides : source et élément stockage électrochimique, hybridation, architectures et des commandes associées

1.1 Introduction

Les sources hybrides, combinaison de deux ou plus des sources d'énergie et de puissance, a été un sujet de recherche depuis les années 90. Différentes structures et méthodes de contrôle de systèmes hybrides utilisant des dispositifs électrochimiques comme source ou organe de stockage ont été élaborées. Ce chapitre commence par présenter brièvement les dispositifs électrochimiques que sont les piles à combustibles, les batteries/accumulateurs et les supercondensateurs. Les piles à combustibles et les batteries sont des générateurs électrochimiques capables de restituer sous forme électrique une énergie stockée chimiquement. Nous distinguons usuellement la pile à combustible, pour laquelle les réactions mises en jeu sont irréversibles, de l'accumulateur qui, à l'inverse, est rechargeable. Le terme de batterie désigne quant à lui une association série et/ou parallèle de générateurs élémentaires. Les supercondensateurs quant à eux, sont des organes de stockage d'énergie électrique avec une puissance spécifique très élevée.

Nous effectuerons tout d'abord un rappel chronologique de l'évolution des dispositifs. Ensuite nous présenterons leurs principes de fonctionnement ainsi que les modèles électriques de chacun. Puis nous présenterons les applications des dispositifs électrochimiques en comparant leurs énergies et puissances spécifiques. Nous étudierons enfin les structures et les méthodes de commandes usuelles des systèmes hybrides d'énergie électrique.

1.2 La pile à combustible

Il y a 150 ans, en 1839, la première pile à combustible a été inventée par Sir William Robert Grove. 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 (Fig.1-1) – 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. 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", le précurseur de la pile à combustible moderne [Tho04c].

La pile à combustible a connu une renaissance au début des années 60 lorsqu'un nouvel organisme gouvernemental des USA - the National Aeronautics and Space Administration (NASA) - recherchait 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 source trop chère et l'énergie nucléaire car trop risquée, et cherchait une source alternative. La pile à combustible est apparue comme une solution possible, et la NASA a 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].

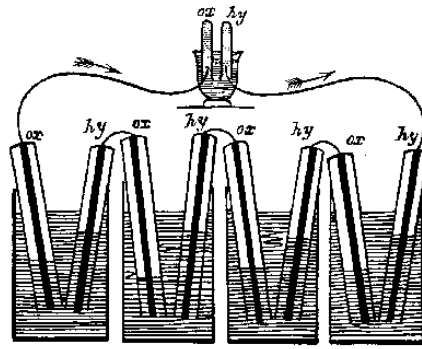


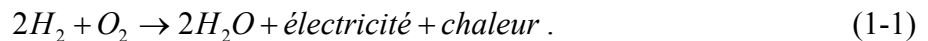
Figure 1-1 : Expérience de Sir W. Grove en 1839 [Omn00].

Ces piles à combustible utilisaient de l'oxygène pur et de l'hydrogène pur et étaient de petite taille, chères et non disponibles dans le commerce. L'intérêt de la NASA pour les piles à combustible et la crise l'énergie de 1973 ont relancé le développement de ce dispositif.

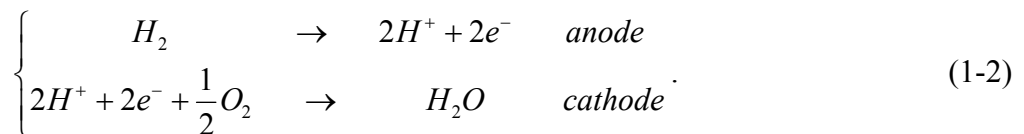
Depuis, la recherche sur les piles à combustible a continué et des piles à combustible ont été utilisées avec succès dans une grande variété d'applications [Cor04].

1.2.1. Principes de fonctionnement

Une pile à combustible est un dispositif de conversion d'énergie 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 relation chimique. Cette réaction chimique est une oxydoréduction électrochimique. Elle fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur, selon la réaction chimique globale suivante [Cor04] :



Cette réaction s'opère au sein d'une structure essentiellement composée de deux électrodes (l'anode et la cathode) qui seront les conducteurs électroniques, séparées par un électrolyte solide qui sera le conducteur protonique. Plus précisément, les réactions suivantes interviennent aux deux électrodes :



Ces réactions d'oxydation de l'hydrogène (à l'anode) et de réduction de l'oxygène (à la cathode) s'effectuent à l'interface électrolyte/électrode en présence d'un catalyseur (platine), en des points appelés "points triples" (Fig.1-2) [Lac04].

En ces points, nous trouvons, autour de la particule de catalyseur :

- Une continuité physique avec l'électrolyte pour assurer la conduction des protons H^+ .
- Une continuité physique avec le conducteur électronique qu'est l'électrode, pour assurer la conduction des électrons e^- .
- Une structure poreuse capable d'assurer la diffusion de l'hydrogène ou de l'oxygène moléculaire.
- Une structure hydrophobe pour assurer l'élimination de l'eau formée, dans le cas de la cathode.
- Une structure thermiquement conductrice pour assurer l'évacuation de la chaleur de réaction.

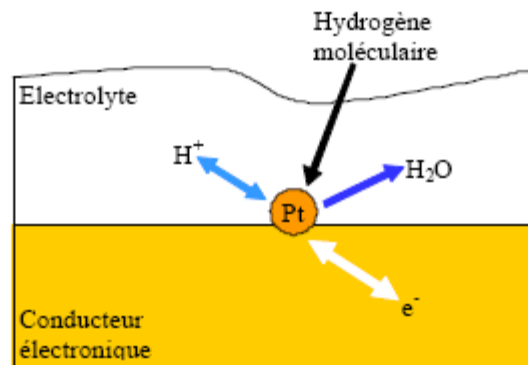


Figure 1-2 : principe de la réaction catalytique dans l'électrode volumique [Lac04].

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible peut être résumé par le schéma suivant.

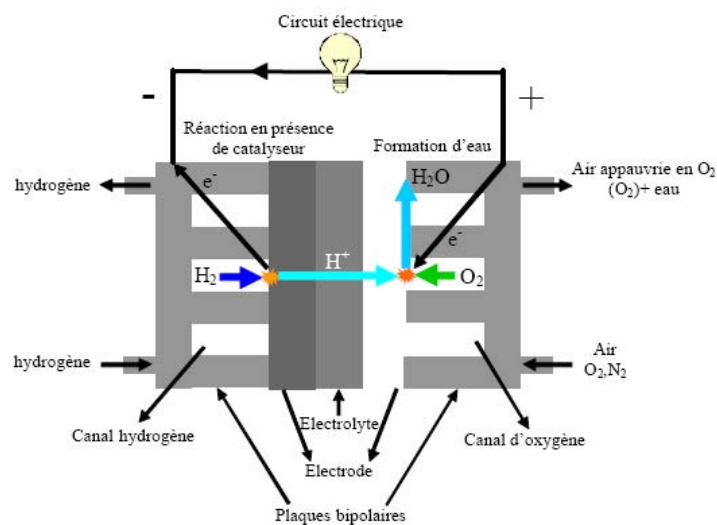


Figure 1-3 : schéma de principe d'une pile à combustible PEMFC [Lac04].

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.

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

1.2.2. Différentes technologies de piles à combustible

En règle générale, les piles à combustible sont classifiées selon le type d'électrolyte utilisé (Fig.1-4), à l'exception des piles de type DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) qui n'est autre qu'une pile PEM utilisant du méthanol comme carburant qui est directement envoyé à l'anode.

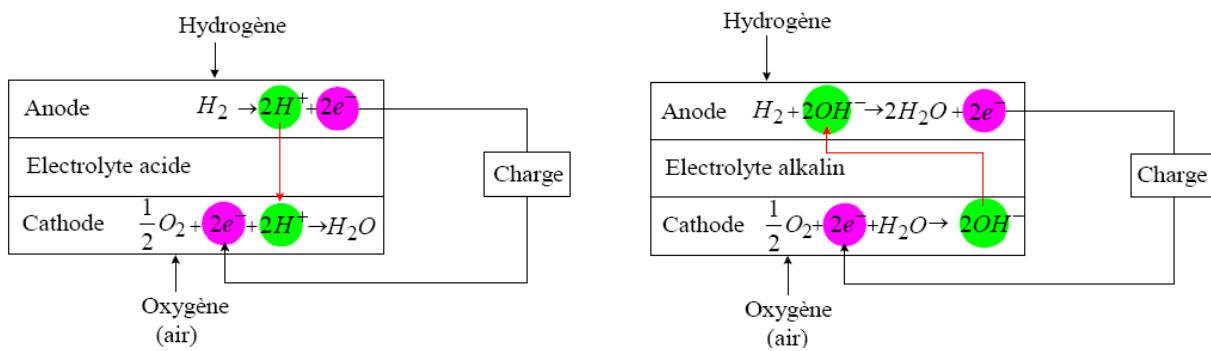


Figure 1-4 : Principe des piles à combustible à électrolyte acide (à gauche) ou alcalin (à droite) [Tho05].

La deuxième caractéristique utilisée pour classer les piles à combustible est leur température de fonctionnement. On distingue les piles à basse température qui englobent quatre technologies à savoir les piles alcalines ou AFC (Alkaline Fuel Cell), les piles à membrane échangeuse de protons ou PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell), les piles à méthanol direct ou DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) et les piles à acide phosphorique ou PAFC (Phosphoric Acid Fuel Cell). Les piles haute température fonctionnent entre 600 et 1000°C. Deux technologies ont été développées, les piles à carbonates fondus ou MCFC (Molten Carbonate Fuel Cell) et les piles à oxyde solide ou SOFC (Solid Oxide Fuel Cell) [Ful02].

Le tableau 1-1 présente les différentes technologies de piles à combustible et leurs principales caractéristiques.

1.2.2.1. Pile alcaline (AFC)

Les piles alcalines sont les piles à combustible développées au début des années 60 pour alimenter la navette spatiale Apollo. Elle utilise un électrolyte liquide, en général de l'hydroxyde de potassium (KOH) qui a l'avantage d'accélérer la réduction de l'oxygène. Cependant, elle ne travaille correctement que lorsqu'elle utilise de l'hydrogène et de l'oxygène purs. En effet, lors de l'utilisation d'air ou d'hydrogène réformé, le dioxyde de carbone contenu dans ces derniers réagit avec l'électrolyte KOH et forme du carbonate de potassium, ce qui réduit la mobilité des ions.

Cette pile a l'avantage d'utiliser une grande variété de catalyseurs et présente le meilleur rendement de toutes les piles à combustible. Les catalyseurs sont habituellement une combinaison de nickel et d'un métal inactif comme l'aluminium permettant de réduire le coût global de fabrication de cette technologie. Pour les plaques bipolaires, le magnésium métallique ou des composés de graphite sont utilisés.

1.2.2.2. Pile à membrane à électrolyte polymère (PEMFC)

C'est la technologie la plus prisée pour les applications dans les transports surtout après l'avènement des membranes Nafion au début des années 80. Ses atouts majeurs sont sa petite taille et son temps de démarrage court [Fri03]. Elle fonctionne à des températures basses (80°C) de façon à maintenir l'eau à l'état liquide dans la membrane. Cette dernière permet le passage des protons H^+ , un catalyseur à base de platine est utilisé aux électrodes, cependant, le monoxyde de carbone peut être absorbé sur ce catalyseur diminuant ainsi l'efficacité de la pile. Quant aux plaques bipolaires, elles peuvent être conçues de trois manières différentes à savoir en composite, en métal ou en graphite.

Tableau 1-1 : Différentes technologies de piles à combustibles [Ste01], [Gof99].

	PEMFC	DMFC	PAFC	AFC	SOFC	MCFC
	Basse Température			Haute Température		
Température	70 à 100°C	70 à 90°C	150 à 220°C	50 à 250°C	700 à 1050°C	600 à 800°C
Electrolyte	Membrane en polymère solide	Membrane en polymère solide	Acide phosphorique liquide	Potasse (KOH) liquide	Céramique solide	Sel de carbonate fondu liquide
Combustibles possibles	Hydrogène	Méthanol	Hydrogène, gaz naturel (reformage)	Hydrogène	Hydrogène, gaz naturel, méthanol...	Hydrogène, gaz naturel, méthanol...
Gamme de puissance	1W à 10MW	1W à plusieurs kW	200kW à 10MW	1W à 100kW	1kW à 100MW	500kW à 10MW
Rendement Electrique	30 – 45%	30 – 45%	35 – 45% 75% en cogénération	55 – 60%	50 – 55% 70% en cogénération	50 – 60%
Applications	Spatial, Transport, Stationnaire, Equipements portable	Transport, Equipements portable	Stationnaire, Cogénération, Transport	Spatial, Défense, Equipements portables	Stationnaire Cogénération	Stationnaire, Cogénération
Principaux constructeurs	Ballard Nuvera Axane* Helion* (*français)	Siemens Hitachi Sanyo	Siemens Ifc (onsi) Fuji	Siemens Fuji Zevco Ifc	Siemens- Westinghouse Sulzer	IFC Hitachi Fuji

1.2.2.3. Pile à méthanol direct (DMFC)

Le nom de cette pile prête à confusion. En effet, c'est une PEMFC utilisant du méthanol comme carburant qui est directement en contact avec l'anode et non comme on le croirait, une pile qui utilise du méthanol comme source d'hydrogène par un reformage externe. Elle utilise un électrolyte polymérique échangeur d'ions qui se présente sous forme de membrane. Le catalyseur à l'anode est composé d'un mélange de ruthénium et de platine qui empêche l'empoisonnement par le monoxyde de carbone. Les plaques bipolaires sont, quant à elles, faites de graphite, de métal ou de composite.

1.2.2.4. Pile à acide phosphorique (PAFC)

C'est une pile généralement réservée aux applications stationnaires, d'où un développement et une commercialisation plus importants comparés aux autres technologies de piles. Il existe déjà des centrales électriques installées dans le monde et qui fournissent des puissances entre 5 et 20 MW.

L'électrolyte est de l'acide phosphorique sous forme liquide. L'acide est généralement stabilisé dans une matrice à base de SiC. La forte concentration en acide augmente la conductivité de l'électrolyte et réduit la corrosion du support des électrodes en carbone. Le catalyseur est à base de platine. Les plaques bipolaires sont deux plaques poreuses séparées par une mince feuille de graphite pour former un substrat dans lequel l'électrolyte est stocké.

1.2.2.5. Pile à carbonate fondu (MCFC)

Le développement de ces piles a commencé plus récemment. Elles sont ainsi considérées comme des piles de seconde génération, car apparues bien après les piles fonctionnant à basses températures.

Ces piles fonctionnent à des températures élevées ce qui améliore la cinétique de la réaction de réduction de l'oxygène et rend inutile l'utilisation de métaux nobles comme catalyseurs. Les systèmes à base de piles MCFC peuvent atteindre des rendements électriques supérieurs à 50%. De plus, elles peuvent utiliser une large gamme de carburant, grâce au reformage interne et ne sont pas sensibles à la contamination par CO ou CO₂ comme c'est le cas pour les piles à basses températures.

L'électrolyte est constitué d'un mélange de carbonates de métaux alcalins (carbonates de lithium, de potassium et de sodium) retenu par une matrice céramique d'oxyde d'aluminium et de lithium (LiAlO₂). Les plaques bipolaires sont faites d'acier inoxydable recouvert de nickel. Le choix des matériaux est important, en raison de la température de fonctionnement élevée et de la nature hautement corrosive de l'électrolyte.

1.2.2.6. Pile à oxyde solide (SOFC)

La caractéristique principale de cette pile est qu'elle fonctionne à hautes températures. Pour cela, c'est une pile généralement exploitée en cogénération et destinée à la production d'électricité décentralisée pour des gammes de puissances allant de 1 kW à quelques dizaines de MW. L'utilisation directe d'hydrocarbures facilement reformés, en se passant de catalyseur à base de métaux nobles, est la conséquence du fonctionnement à hautes températures.

L'électrolyte est solide, habituellement du Zircon (Zr₂) dopé avec de l'ytterbium (Y³⁺), lequel joue le rôle de conducteur pour l'anion oxygène (O²⁻). Contrairement aux autres technologies, la pile à oxyde solide peut être de forme tubulaires ou planaires.

Fig.1-5 montre les réactions électrochimiques par chaque technologie de pile à combustible.

1.2.3. Caractéristique tension-courant des piles à combustible

De nombreux travaux comme par exemple [Sad04] et [Els04] proposent un modèle statique décrivant la courbe de polarisation de la pile PEM (Fig.1-6) 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} :

$$V_{pile} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc}, \quad (1-3)$$

1.2.3.1. Pertes d'activation [Lee98]

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 :

$$v_{act} = A \cdot \ln \left(\frac{I_{FC} + i_n}{i_0} \right), \quad (1-4)$$

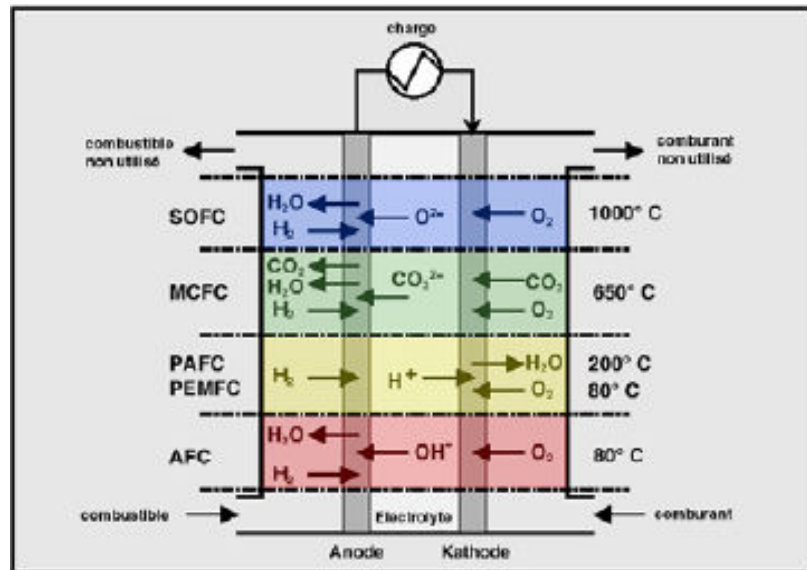


Figure 1-5 : réactions électrochimiques des piles à combustible.

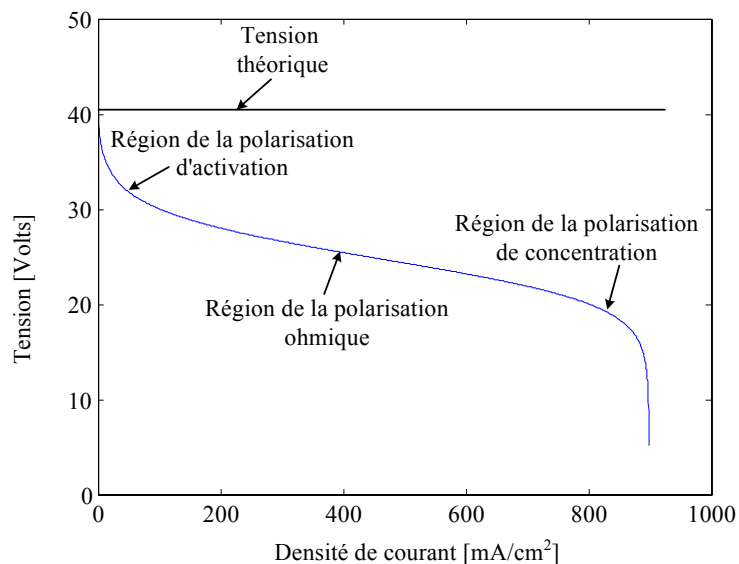


Figure 1-6 : Caractéristique tension-courant d'une pile PEM [Lac05].

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.

1.2.3.2. Pertes ohmiques [Iqb03]

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

$$v_{ohm} = R_m \cdot (I_{FC} + i_n), \quad (1-5)$$

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

1.2.3.3. Pertes de concentration [Cor04]

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 :

$$v_{conc} = -B \cdot \ln \left(1 - \frac{I_{FC} + i_n}{i_L} \right). \quad (1-6)$$

1.3 Les batteries et accumulateurs électrochimiques

Les batteries électrochimiques (et les accumulateurs), ou plus simplement, les "batteries", sont des dispositifs électrochimiques qui convertissent l'énergie électrique en énergie chimique pendant un chargement, et de convertir l'énergie chimique en énergie électrique au cours de déchargement. A noter que la terminologie anglo-saxonne regroupe sous le vocable "*battery*" les piles, les accumulateurs et les batteries. La distinction s'opère par un qualificatif, à savoir "*primary*" pour les piles, et "*secondary*" pour les accumulateurs [Urb09]. Une batterie est composée de plusieurs cellules empilées. Une cellule est une unité complète et qui possède toutes les propriétés électrochimiques d'une batterie. Fondamentalement, une cellule de batterie est constituée de trois éléments : deux électrodes (positives et négatives) immergées dans un électrolyte comme le montre la Fig.1-7.

Les batteries sont normalement classifiées en Ampères-Heure (Ah). Une batterie de $x Ah$ est alors capable de fournir une charge équivalente à la fourniture d'un courant de x ampères pendant une heure jusqu'à ce que la tension aux bornes de la batterie atteigne sa tension dite de "cut-off", comme le montre la Fig.1-8. La Fig.1-9 présente la caractéristique typique de batterie au plomb en décharge [Ehs05]. Un autre paramètre important de la batterie est l'état de charge (state of charge, en anglais, SOC). Le SOC est défini comme le ratio de la capacité restante par la capacité à pleine charge. Avec cette définition, une batterie entièrement chargée à un SOC de 100% et d'une batterie est complètement déchargée avec un SOC de 0%.

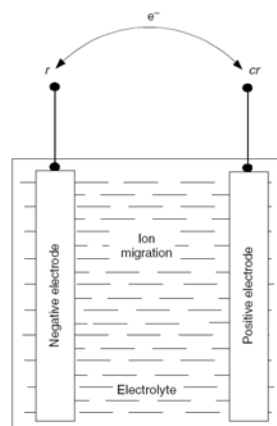


Figure 1-7 : une cellule typique d'une batterie électrochimique [Ehs05].

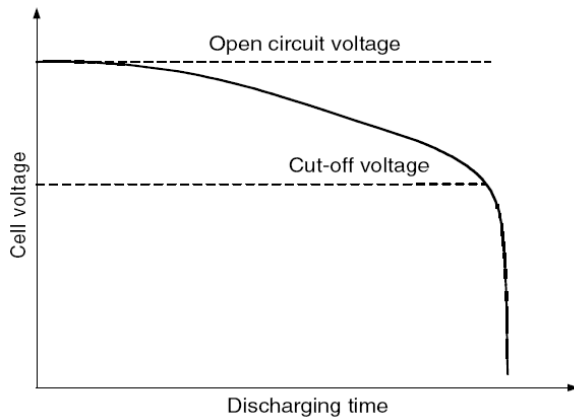


Figure 1-8 : La tension "cut-off" d'une batterie typique [Ehs05].

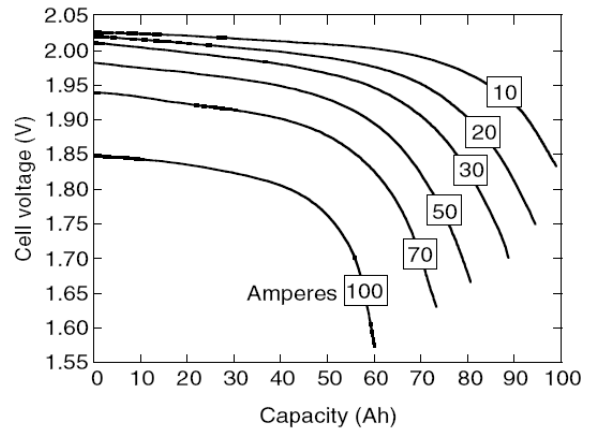


Figure 1-9 : la caractéristique de décharge d'une batterie Lead-Acide [Ehs05].

L'énergie massique d'une batterie 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 de la cellule réactive.

La puissance massique est définie par le ratio puissance maximale que peut produire la batterie sur son poids. La puissance massique est importante là où la réduction de poids est avantageuse, en particulier dans les applications transport comme les véhicules électriques. La puissance massique d'une batterie chimique dépend essentiellement de sa résistance interne. Avec le modèle statique de batterie montré dans la Fig.1-10, la puissance maximale qui peut être délivrée par la batterie est donnée par [Ehs05] :

$$P_{max} = \frac{V_0^2}{4(R_{ohm} + R_{int})}, \quad (1-10)$$

où R_{ohm} est la résistance de conducteur (la résistance ohmique) et R_{int} est la résistance interne causée par la réaction chimique. Résistance interne, R_{int} , représente la chute de tension, ΔV , qui est associé au courant de la batterie actuelle. La chute de tension ΔV , a deux parties : l'une est due à une réaction ΔV_A d'activation, et l'autre par la concentration d'électrolytes ΔV_C . Les expressions générales de ΔV_A et ΔV_C sont :

$$\begin{aligned} \Delta V_A &= a + b \log(I) \\ \Delta V_C &= -\frac{RT}{nF} \cdot \ln\left(1 - \frac{I}{I_L}\right), \end{aligned} \quad (1-11)$$

où a et b sont des constantes, R est la constante universelle des gaz égale à $8,314 \text{ (J/(mole.K))}$, I est la densité du courant, I_L est le courant limite, n est le nombre d'électrons participant à la réaction, F est la constante de Faraday et vaut $96487 \text{ (coulombs/mole)}$ et T est la température. 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 (Fig.1-9).

Les accumulateurs les plus répandus [Kan95] sont actuellement les accumulateurs au plomb. La technologie de ces accumulateurs est bien maîtrisée et elle est presque entièrement recyclable. Elle présente l'avantage non négligeable de présenter le prix de revient le plus faible parmi tous les types

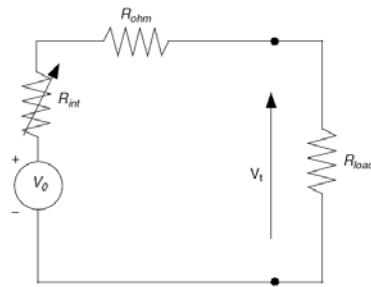


Figure 1-10 : modèle statique équivalent d'une batterie [Ehs05].

de batteries connus [Ran98]. Comme pour les piles à combustible, les batteries sont réalisées par l'association de cellules élémentaires. Afin d'obtenir la tension désirée, plusieurs cellules sont connectées en série à l'intérieur du module ; par contre, si l'on désire augmenter la capacité et le courant, il faut connecter ces cellules en parallèle ou augmenter la surface de réaction. La densité théorique d'énergie que l'on peut retirer de ce type de couple chimique est de 170 Wh.kg^{-1} [Ber03]. Cependant, le sulfate de plomb produit par les réactions aux deux électrodes est insoluble et non conducteur. Son accumulation sur les électrodes et, dans une moindre mesure, dans l'électrolyte limite par conséquent fortement l'énergie qui peut être extraite de cette batterie. De plus, les concentrations et les quantités de masses actives sont inférieures à celles conduisant à cette valeur. En pratique, on n'arrive qu'à des densités proches de 40 Wh.kg^{-1} , soit quatre fois moins que le maximum théorique [Ber03]. Le tableau 1-2 résume les caractéristiques principales d'un accumulateur plomb-acide. Dans ce tableau, la *densité d'énergie* est l'énergie massique réelle fournie par un accumulateur quand on rajoute la connectique ; "*DOD*" (Depth of Discharge, en anglais) est la profondeur de décharge de l'accumulateur. Aussi, le *coefficient de surcharge* est le coefficient de surcharge en tension de l'accumulateur et le *rendement énergétique* est le rendement entre l'énergie utile pour charger l'accumulateur et l'énergie récupérée lors de la décharge [Sai04].

Il est à noter que la durée de vie ainsi que les performances d'une batterie au plomb, dépendent fortement de la technologie et de l'utilisation que l'on en fait. Avec une structure à plaques planes, la durée de vie est de l'ordre de 800 ou 900 cycles, alors qu'elle peut atteindre jusqu'à 1200 ou 1500 cycles pour des structures à électrodes positives tubulaires. Les auteurs en [Sai04] estiment que dans un futur proche, les batteries au plomb peuvent développer les performances suivantes : 50 Wh.kg^{-1} d'énergie spécifique, 1000 cycles de durée de vie et un prix inférieur à 200 euros.kWh⁻¹.

Tableau 1-2 : caractéristiques des batteries au plomb [Sai04].

Couple	Pb / PbO ₂	
Température de fonctionnement	-40 à 60	[°C]
Energie massique théorique	170	[Wh/kg]
Densité d'énergie	30 à 40	[Wh/kg]
Puissance massique (à 80% DOD)	60 à 130	[W/kg]
Coefficient de surcharge admissible	5 à 20	[%]
Rendement énergétique	65 à 85	[%]
Tension par cellule chargée	2,1	[V]

Les batteries de type Litium-Ion dont la technologie a connu un essor rapide, et représente aujourd'hui de l'ordre de 60% du marché des applications électroniques portables. Ces nouveaux types de batteries sont diffusés depuis 10 ans et sont fort prometteurs. Leur énergie et puissance

massique sont très élevées par comparaison au Plomb-Acide, 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]. Il existe deux types de batterie au lithium : Les batteries "Lithium Carbone" ou "Lithium-Ion" et les batteries "Lithium-Métal". Mais, le principe de fonctionnement d'une batterie au lithium est le même selon qu'est utilisée une électrode négative de lithium métallique ou à base de carbone [Sai04] : En cours d'utilisation, donc lors de la décharge de la batterie, le lithium relâché par l'électrode négative sous forme ionique Li^+ migre à travers l'électrolyte conducteur ionique et vient s'insérer dans le réseau cristallin du matériau actif de l'électrode positive (composé d'insertion du lithium de type oxyde métallique). Le passage de chaque ion Li^+ dans le circuit interne de la batterie exactement compensé par le passage d'un électron dans le circuit externe, générant ainsi un courant électrique. Dans le cas du Lithium-Ion, appelé ainsi car le lithium n'est jamais sous forme métallique dans la batterie, le lithium fait "le va-et-vient" entre les deux composés d'insertion du lithium contenus dans les électrodes positive et négative à chaque charge ou décharge de la batterie. Pendant la recharge, des ions lithium viennent s'insérer dans la structure de l'électrode négative en carbone graphite, d'où le nom donné à ce type de batteries. Lors de la décharge, la structure en carbone de l'anode libère alors ces ions qui viennent se replacer dans la structure de la cathode. Il est à noter qu'une surcharge peut causer un emballement thermique et une destruction de l'enceinte totalement étanche de l'accumulateur Lithium-Ion [Tou]. Or le lithium étant effectivement 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. 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. La caractéristique des batteries Lithium-Ion est comparée avec les autres types des batteries dans le tableau 1-3, pour une application de véhicule électrique [Ehs05].

Tableau 1-3 : Caractéristiques des batteries pour application transport [Ehs05].

System	Specific Energy (Wh/kg)	Peak Power (W/kg)	Energy Efficiency (%)	Cycle Life	Self-Discharge (% per 48 h)
<i>Acidic aqueous solution</i>					
Lead/acid	35–50	150–400	>80	500–1000	0.6
<i>Alkaline aqueous solution</i>					
Nickel/cadmium	50–60	80–150	75	800	1
Nickel/iron	50–60	80–150	75	1500–2000	3
Nickel/zinc	55–75	170–260	65	300	1.6
Nickel/metal hydride	70–95	200–300	70	750–1200+	6
Aluminum/air	200–300	160	<50	?	?
Iron/air	80–120	90	60	500+	?
Zinc/air	100–220	30–80	60	600+	?
<i>Flow</i>					
Zinc/bromine	70–85	90–110	65–70	500–2000	?
Vanadium redox	20–30	110	75–85	—	—
<i>Molten salt</i>					
Sodium/sulfur	150–240	230	80	800+	0 ^a
Sodium/nickel chloride	90–120	130–160	80	1200+	0 ^a
Lithium/iron sulfide (FeS)	100–130	150–250	80	1000+	?
<i>Organic/lithium</i>					
Lithium-ion	80–130	200–300	>95	1000+	0.7

1.4. Supercondensateur

Le principe de la double couche électrochimique est découvert par le physicien Helmholtz dans les années 1850. 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 couches électriques voient le jour, soit vers la fin des années 1950 dans l'idée 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.

La nature du matériau utilisé pour les électrodes divise les supercondensateurs en deux familles [Gof99]:

1. Les supercondensateurs électrostatiques dans lesquels le stockage de l'électricité s'effectue par un simple déplacement de charges électroniques et ioniques. L'énergie est donc stockée dans la double couche électrique. Les électrodes sont à base de carbone activé et l'électrolyte doit être un conducteur ionique, organique ou aqueux par exemple acide sulfurique.
2. Les supercondensateurs électrochimiques dans lesquels interviennent, en plus des processus faradiques réversibles. Les électrodes seront donc organiques (oxydes de métaux), ou inorganiques (polymères conducteurs). Le tableau 1-4 compare les différents types des supercondensateurs.

Tableau 1-4 : Les différents types de supercondensateurs [Las01].

Electrode	Charbon actif		Matériau métallique	Polymère conducteur
Electrolyte	Acide sulfurique	Organique	Acide sulfurique	Organique
Moyen de stockage de l'énergie	Condensateur de double couche		Double couche + processus faradiques réversibles	
Energie massique (Wh/kg)	0.2 à 1.1	2 à 4.2	2.7 à 5.5	11
Puissance massique (kW/kg)	1 à 10	0.1 à 2	10 à 100	100
Capacité massique (F/g)	120 à 180	60 à 100	≈ 600	200 à 400
Tension (V)	0.8 à 1.2	2 à 3	0.8 à 1.2	2.5
Cyclabilité	> 100000	> 100000	> 100000	10000 à 100000

1.4.1. Principe de fonctionnement [Lac04]

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-electrolyte.

Le principe de fonctionnement peut être décomposé en fonction des 4 états différents du composant (déchargé, en charge, chargé, en décharge) :

Etat déchargé (Fig.1-11): A l'état déchargé et sans aucune alimentation, une accumulation de charge se crée spontanément à l'interface électrode/électrolyte aussi bien du côté de l'électrode (q_{el}) que du côté de l'électrolyte (q_{ion}). q_{el} et q_{ion} sont respectivement les charges de nature électronique et ionique par unité de surface. La condition d'électroneutralité impose $q_{el} = -q_{ion}$. Un potentiel, dit potentiel d'abandon apparaît alors à chaque interface, le signe et l'amplitude de ce potentiel est spécifique de chaque couple électrode/électrolyte. Cette accumulation de charges correspond à la double couche électrochimique (son épaisseur est de quelques nanomètres).

Etat en charge (Fig.1-12): Lors de l'application d'une différence de potentiel aux bornes du supercondensateur, la distribution des charges aux deux interfaces va être modifiée. L'une d'entre elles passant par son potentiel de charge nulle tandis que l'autre voit augmenter l'accumulation de charges. Il y a donc une augmentation du potentiel.

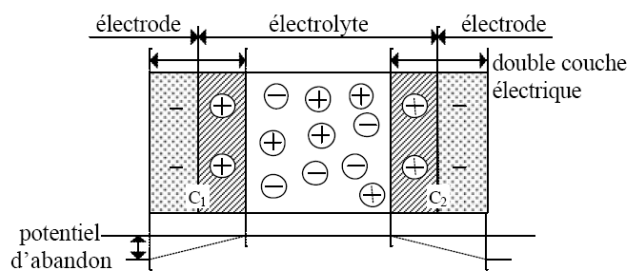


Figure 1-11 : etat déchargé.

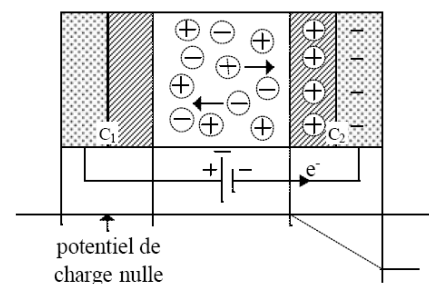


Figure 1-12 : etat en charge.

Etat chargé (Fig.1-13): si la charge est poursuivie jusqu'à la valeur maximale U_{max} du potentiel applicable, les deux doubles couches électrochimiques se comportent comme deux condensateurs et voient donc leurs charges augmentées selon une loi du type $Q = CU$. A l'état chargé, la capacité totale du dispositif résulte des capacités (C_1 et C_2) des deux interfaces en série et est donc donnée par :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}, \quad (1-13)$$

Etat en décharge (Fig.1-14) : lors de la décharge, les ions et les électrons suivent le chemin inverse et un courant électrique est utilisable dans le circuit extérieur. Nous remarquons par cette propriété que le supercondensateur développe dans sa structure interne deux capacités et non une comme le condensateur classique (qui se situe à l'anode). Pour utiliser au maximum la couche double électrique, les matériaux utilisés pour les électrodes doivent avoir de grande faculté à conduire les charges électroniques et donc possèdent des surfaces spécifiques élevées supérieures à $1000 \text{ m}^2/\text{g}$, telles que le carbone activé.

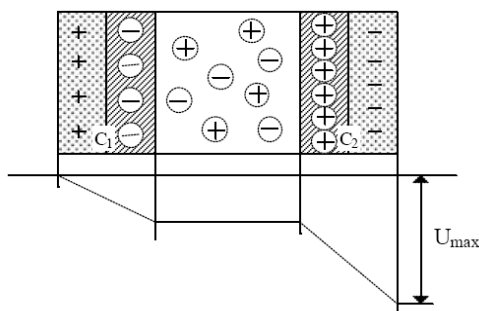


Figure 1-13 : état chargé au maximum.

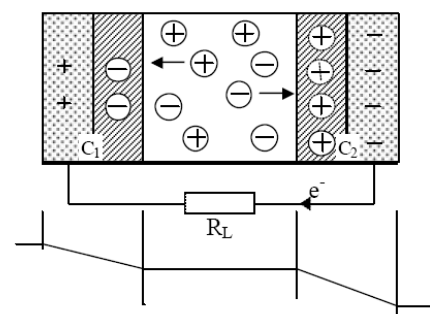


Figure 1-14 : état en décharge.

1.4.2. Modélisation des supercondensateurs à couche double électrique

1.4.2.1. Modèle théorique [Bel00]

De par leur fonctionnement essentiellement électrostatique, les supercondensateurs à couche double électrique sont des dispositifs capacitifs. A ce titre, nous pouvons, en première approximation, décrire leur comportement électrique par un simple circuit RC série, modèle généralement proposé, d'ailleurs, dans les spécifications "constructeurs". Cependant, la physique associée au stockage d'énergie dans les supercondensateurs à couche double électrique fait apparaître des phénomènes que le modèle RC série n'est guère à même de décrire.

En premier lieu, le stockage de charge dans la couche double électrique est un phénomène non-linéaire, avec pour conséquence macroscopique une dépendance théorique de la capacité du dispositif vis-à-vis de la tension appliquée. En pratique, les travaux de caractérisation menés par *F. Belhachemi* [Bel00] sur les supercondensateurs ont montré que cette nonlinéarité s'avérait très significative. Par exemple, l'augmentation de capacité d'un composant Maxwell PC7223 (2700 F, 2,3 V), entre 0 V et 2 V, est supérieure à 50 %.

En second lieu, la nature poreuse des électrodes conduit à une interface électrode électrolyte 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 (Fig.1-15). Ces différentes résistances dépendent de nombre de paramètres, tels que la résistivité des matériaux d'électrode, la résistivité de l'électrolyte, la taille des pores, la porosité de la membrane de séparation et la technologie d'assemblage (imprégnation des électrodes, qualité des contacts collecteur-électrode). Cette structure particulière confère aux supercondensateurs un comportement électrique de type ligne " RC " de transmission, observable dans les "temps courts" (typiquement inférieurs à la seconde) par une capacité dynamique progressivement accessible, et dans les "temps longs" (plusieurs centaines de secondes) par un phénomène de redistribution de l'énergie. Cependant, le nombre théoriquement élevé de branches rend impossible la détermination des différents paramètres et l'exploitation du modèle.

1.4.2.2. Modèle énergétique à deux branches

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,
- une énergie lentement stockée ou disponible,

Ce modèle comporte par conséquent deux cellules RC (Fig.1-16). 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. 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 sur-évaluation 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.

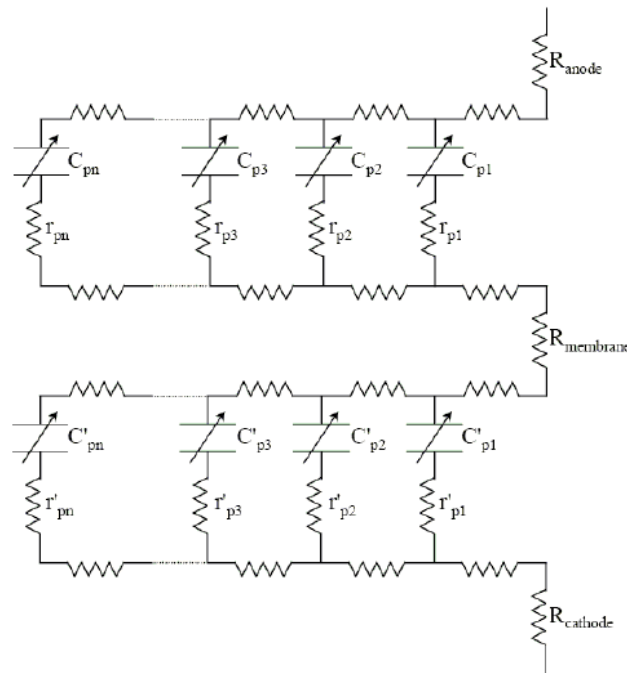


Figure 1-15 : modèle théorique d'un supercondensateur [Bel00].

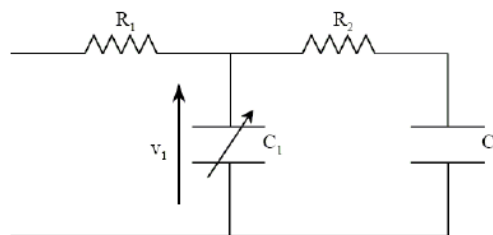


Figure 1-16 : modèle énergétique à deux branches de R. Bonert et L. Zubieta [Bel00].

1.4.2.3. Modèle énergétique distribué

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 électriques), 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 (Fig.1-17) [Bel01]. 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. Des tests de validation expérimentale ont montré que le modèle énergétique distribué de *F. Belhachemi* reproduisait de façon fidèle les pentes de variation de la tension aux bornes des supercondensateurs, point qui faisait défaut au modèle à deux branches de *R. Bonert* et *L. Zubieta*, dès lors que l'on s'écartait notablement des conditions expérimentales utilisées pour l'identification.

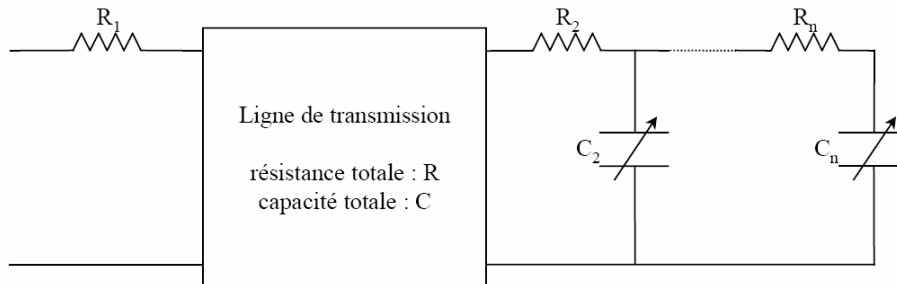


Figure 1-17 : modèle énergétique distribué de F. Belhachemi [Bel01].

1.5. Comparaison et application des dispositifs électrochimiques

Les piles à combustibles sont largement reconnues comme une des technologies les plus prometteuses pour répondre aux futurs besoins de production d'électricité, par l'attention portée pour réduire la consommation de pétrole mais aussi des émissions de gaz dangereux CO_2 [Raj05],[Eli01]. Par rapport aux batteries, elles ont des propriétés physiques distinctes bien qu'elles fonctionnent généralement de façon similaire aux batteries. La différence principale entre les deux est qu'une pile à combustible nécessite des réactifs externes pour fournir de l'énergie contrairement à une batterie [Ema04]. De ce fait, alors qu'une batterie peut être déchargée, une pile à combustible n'a jamais à faire face à une telle situation pendant qu'elle est fournie. Un autre avantage des piles à combustible est leur modularité. Elles sont intrinsèquement modulaires, ce qui signifie qu'elles peuvent être configurées pour fonctionner dans une large gamme de puissance, de 0,025-50 MW pour des piles à combustible utilisant du gaz naturel, et plus que ça pour celles utilisant du gaz de charbon [Ema04]. En plus, un autre avantage unique de la pile à combustible est l'hydrogène, qui est facilement acquirable à partir de gaz naturel, gaz de charbon, le méthanol ... Enfin, le gaspillage de chaleur (échappement) peut être utilisé pour la cogénération, le chauffage et le refroidissement. Cet échappement est utile dans le domaine résidentiel, commercial, industriel et des applications de co-génération. Nous allons présenter ci-dessous certaines applications des piles à combustible [Ful02]:

A. Applications portables : Celles-ci incluent le téléphone mobile d'une puissance moyenne de l'ordre de 400 mW et l'ordinateur portable d'une puissance moyenne de 10 W. Ces applications connaissent une très forte croissance et les recherches les plus importantes sont axées sur l'utilisation d'une pile à combustible chargeant une petite batterie qui assure mieux l'apport d'énergie lors des pics d'émission. L'autonomie n'est alors limitée que par la taille du réservoir d'hydrogène ou de méthanol. L'utilisateur recharge son portable comme on recharge un briquet ou un stylo à encre, en quelques secondes et chaque recharge donne 3 à 5 fois plus d'autonomie qu'une batterie actuelle, pour le même encombrement.

La technologie qui est utilisée est la pile PEM du fait de sa basse température de fonctionnement et de sa technologie tout solide alimentée soit directement en hydrogène, soit avec du méthanol.

B. Applications stationnaires : Compte tenu des tendances vers la décentralisation de la production d'énergie électrique, ce secteur intéresse de nombreux industriels. L'activité est centrée sur deux grands domaines d'applications : la production collective (les puissances sont dans la gamme de 200 kW à quelques MW) et la production domestique (les puissances sont dans la gamme de 2 à 7 kW).

De nombreux projets et démonstrations existent déjà dans le premier domaine. Ils sont généralement basés autour de la technologie PEMFC même si d'autres technologies (MCFC, SOFC) font également l'objet de tests mais ne sont pas encore au stade d'une commercialisation.

Dans le deuxième domaine, plusieurs projets sont également en cours de réalisation. Des tests sont actuellement réalisés avec plusieurs prototypes en situation réelle. Ces appareils basés sur une technologie de type PEMFC fournissent électricité et chaleur (chauffage et eau chaude). Ils sont alimentés par des piles à combustibles classiques : un reformeur transforme le combustible hydrocarbure (généralement du gaz naturel) en hydrogène. Ce sera probablement le premier marché de masse à être occupé par la technologie pile à combustible.

C. Applications embarquées : Le transport est le domaine d'application à l'origine du développement de la pile à combustible vers le début des années 90. Compte tenu de la contrainte de coût, particulièrement forte dans ce secteur, et de la concurrence de la technologie traditionnelle (moteur thermique), il faut distinguer deux sous-familles assez différentes suivant qu'il s'agit d'équiper un véhicule léger ou un véhicule lourd. Il est demandé au véhicule léger quelque 3000 h de fonctionnement pour une dizaine d'années de durée de vie alors qu'un véhicule lourd (transport de passagers ou marchandises) exige une durée de fonctionnement bien plus importante.

D. Véhicules légers : Tous les constructeurs américains, japonais ou européens ont déjà sorti des prototypes et prévoient des préséries dont l'échéance a tendance à reculer d'une année tous les ans.

Les constructeurs vendront probablement à perte pour ouvrir le marché et acquérir de l'expérience. La technologie ne devrait devenir financièrement rentable qu'à partir de 2010 voire 2020. A l'horizon de 2030, ce sera le marché mondial qui sera visé avec une production annuelle qui pourrait atteindre 10 à 20% du marché. La technologie utilisée dans ces applications sera essentiellement de type PEMFC, même si quelques expériences utilisent l'AFC ou la PAFC.

E. Véhicules lourds : Plusieurs prototypes de bus ont été construits à partir de 1993. La compagnie canadienne Ballard Power Systems a fait office de pionnier avec 6 autobus (pile PEM), qui ont aujourd'hui achevé leurs tests en service régulier à Vancouver et à Chicago. La compagnie allemande Daimler-Chrysler, sur la base de la même technologie que Ballard a annoncé le lancement d'une présérie de 30 bus, en vue d'une mise en service dans plusieurs villes européennes. Compte tenu de la durée de vie attendue pour ce type de véhicule, les systèmes développés se rapprochent des systèmes stationnaires.

Parmi les dispositifs électrochimiques, les piles à combustible sont celles qui présentent les énergies spécifiques les plus élevées. Il peut être constaté dans le plan appelé plan de Ragone (Fig.1-18), où les divers dispositifs électrochimiques de stockage ou de conversion sont représentés dans le même plan. Ce plan représente l'énergie massique en fonction de la puissance massique. Néanmoins, leur puissance spécifique reste très limitée (quelques dizaines de $W.Kg^{-1}$), et leur irréversibilité en courant interdit la récupération d'énergie.

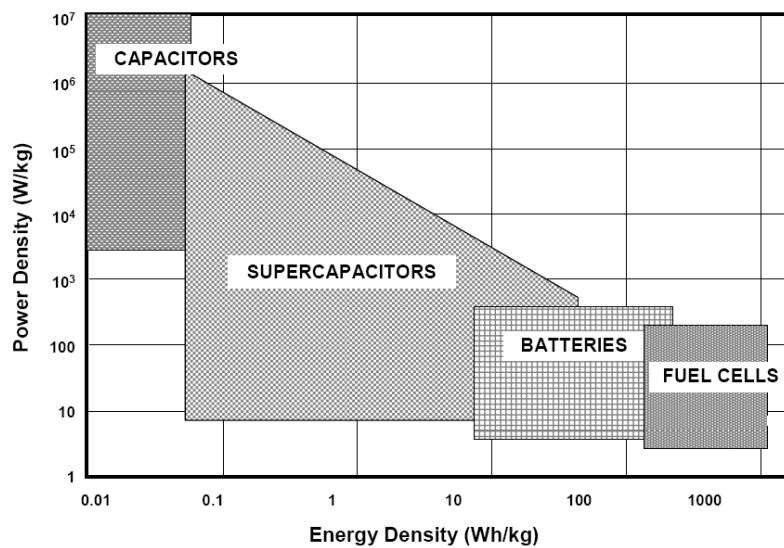


Figure 1-18 : plan de Ragone pour divers dispositifs de stockage ou conversion d'énergie [Köt00].

Quant aux supercondensateurs à couche double électrique, ils se positionnent, dans le plan de Ragone (Fig.1-18), entre les accumulateurs électrochimiques et les condensateurs classique : le stockage d'énergie y est essentiellement électrostatique, et ils présentent l'avantage de développer des capacités et des énergies spécifiques de loin supérieures à celles des condensateurs. Comparés aux accumulateurs qui favorisent la quantité d'énergie stockée, de 10 à 100 Wh.kg⁻¹, au détriment de la puissance, les supercondensateurs sont capables de fournir cent fois plus de puissance, avec bien sûr une énergie stockée moindre. Un autre avantage à l'utilisation des supercondensateurs par rapport aux accumulateurs, est leur durée de vie et leur nombre de cycles de charge/décharge qui est au moins 500 fois supérieur à celui des accumulateurs [Des04]. En plus de posséder une capacitance de plusieurs centaines de farads, ils ont une résistance série de moins de un milli-ohm ce qui peut être considéré comme un autre de leur avantage [Bel00].

Dans les applications potentielles, deux fonctions principales peuvent être attribuées à ces composants :

A. la fonction source d'énergie : pour laquelle ces dispositifs viennent en remplacement des accumulateurs électrochimiques. Vu leur énergie spécifique élevée, les supercondensateurs peuvent être utilisés comme source secondaire d'énergie, en remplacement des actuels accumulateurs électrochimiques, dès lors bien sûr que l'énergie spécifique requise est de l'ordre de 10 Wh.kg⁻¹. L'intérêt principal réside dans une sûreté de fonctionnement accrue [Has91] : les accumulateurs classiques au plomb présentent en effet une faible durée de vie (de deux à quatre ans), et une certaine propension à la défaillance brutale, d'autant que le diagnostic de leur état reste délicat. En outre, le coût de maintenance est relativement élevé.

Un premier exemple d'application est celui des alimentations de secours de faible ou moyenne puissance (inférieure à 10Kw) [Hal96], schématiquement constituées d'un chargeur, d'un élément de stockage, d'un onduleur et d'un dispositif de commutation automatique sur l'alimentation de secours en cas de défaillance du réseau. Dans de nombreux cas, en particulier dans le domaine de l'informatique "grand public", l'autonomie nécessaire n'excède pas une dizaine de minutes, ce qui requiert une énergie spécifique, pour l'élément de stockage, voisine de celle des meilleurs supercondensateurs actuels. L'utilisation de ce type de composants, en remplacement de

l'accumulateur électrochimique habituellement choisi comme élément de stockage, est donc en principe techniquement envisageable [Aya04].

B. la fonction source de puissance : pour laquelle les supercondensateurs viennent en complément des accumulateurs, ou tout autre source d'énergie électrique limitée en puissance. La puissance spécifique élevée des supercondensateurs peut être mise à profit pour la conception de sources hybrides d'énergie électrique. Les supercondensateurs sont alors utilisés comme source de puissance instantanée, en associant avec une source principale d'énergie.

Un secteur particulièrement porteur, en matière de sources hybrides, est celui des systèmes alimentés de façon autonome, généralement par une batterie, et/ou par une pile à combustible. Pour de tel système, les supercondensateurs contribueraient assurément à une meilleure gestion de l'énergie électrique embarquée.

Parmi les domaines concernés, nous pouvons mentionner des équipements électroniques portables, et notamment la radiotéléphonie qui nécessite des impulsions brèves (quelques millisecondes) de courant d'une dizaine d'ampères [Mil95].

Bien d'autres applications, utilisant les supercondensateurs comme source de puissance instantanée, sont envisageables. Citons, dans le domaine des transports publics urbains, les supercondensateurs sont utilisés comme source principale d'énergie dans le véhicule électrique (autobus et tramway), et comme tampon de puissance pour la recharge de cette source principale dans les stations d'arrêt du véhicule [Per00],[Bar01]. Une autre application originale, relative à l'alimentation des ascenseurs, est décrite en référence [Ruf02].

1.6 Hybridation des dispositifs électrochimiques

1.6.1. Concept d'hybridation

L'hybridation des dispositifs électrochimique consiste à combiner deux ou plus dispositifs (qui contient au moins un élément stockage) de manière à combiner les avantages respectifs de chacun tout en minimisant leurs inconvénients. Par exemple, l'hybridation d'une batterie électrochimique (ou une pile à combustible) avec un supercondensateur peut surmonter les problèmes de la faible puissance spécifique des batteries (ou des piles à combustible) et de la faible énergie spécifique des supercondensateurs. Les auteurs en [Akl07] ont utilisé les avantages des batteries et supercondensateurs en les associant avec un diesel générateur. Quant aux piles à combustible, nous pouvons non seulement compenser la faiblesse de la puissance spécifique, mais aussi surmonter les constantes de temps élevées des piles à combustible [Gop02] (plusieurs centaines de millisecondes). Cette limitation dynamique est due principalement au système d'alimentation en carburant, (pompes, valves, et dans certains cas, un réformateur de l'hydrogène) [Ner02]. Une augmentation instantanée de l'énergie consommée impliquera une forte chute de tension de la pile à combustible sur un temps très court, dite de "sous-alimentation" ("fuel starvation" en anglais) [Tho07] qui peut éventuellement être destructif pour un stack et dans le cas d'un contrôle en flux adapté. La Fig.1-19 montre ce phénomène qui est causé suite à une variation du courant de charge de 5 à 40A. La chute de tension est bien marquée sur cette figure.

L'hybridation, qui par principe, combinent les avantages de deux technologies (énergie spécifique élevée pour la première, puissance spécifique importante et disponible sur des durées appréciables pour la seconde), permet en particulier de dissocier les dimensionnements en puissance moyenne et en puissance transitoire, l'intérêt principale résidant ici dans un gain substantiel en termes de volume et de masse.

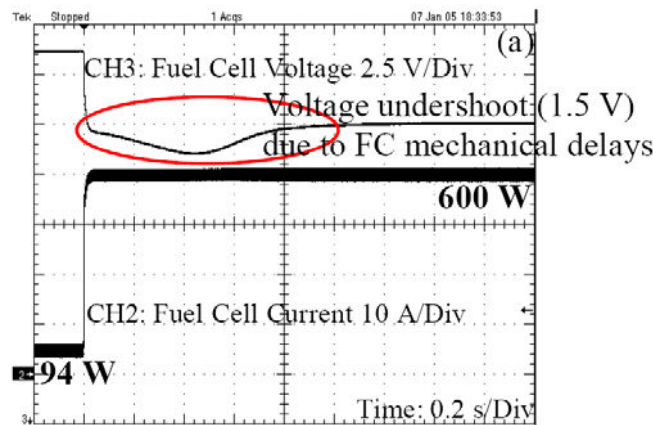


Figure 1-19 : réponse d'une pile à combustible à un échelon rapide du courant de charge [Tho07].

Dans un système hybride, trois régimes de fonctionnement peuvent être définis :

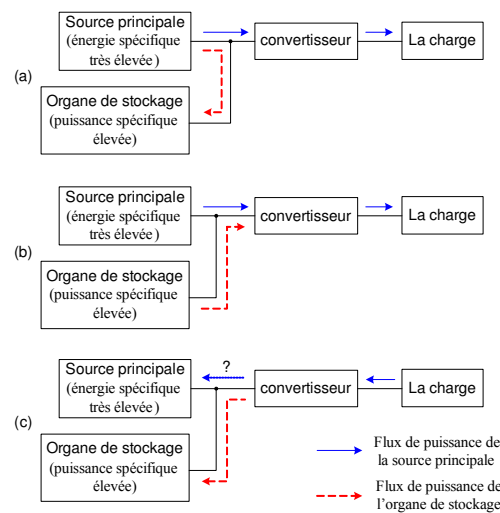
- un régime dit "normal", pour lequel la puissance de la charge est inférieure à la puissance maximale de la source principale. La source principale fournit alors de l'énergie à l'organe de stockage et à la charge,
- un régime dit "décharge", pour lequel la puissance de la charge est supérieure à la puissance maximale de la source principale. Par conséquent, la source principale et l'organe de stockage fournissent de l'énergie à la charge,
- un régime dit "récupération", pour lequel l'utilisation fournit de l'énergie à l'organe de stockage (et peut être à la source principale, si elle est rechargeable).

Figure 1-20 illustre la conception basique d'hybridation et les trois régimes de fonctionnement.

1.6.2. Structures et stratégies de contrôle des systèmes hybrides

La configuration hybride la plus simple est construite en connectant à la fois une source principale et une source auxiliaire directement sur le bus continu d'alimentation. En [Ehs05], cette configuration est étudiée pour une batterie et un supercondensateur (Fig.1-21), dans l'application un véhicule électrique. Les auteurs en [Jon99] ont aussi employé cette structure avec une pile à combustible et une batterie. Ce système hybride passif a l'avantage de la simplicité et de la robustesse mais présente un certain nombre d'inconvénients : premièrement, il est nécessaire de faire correspondre la tension nominale de la source principale à celle de l'organe de stockage, ce qui élimine beaucoup de souplesse dans la conception du système hybride. De plus, la puissance ne peut pas être contrôlée activement et l'énergie de l'organe de stockage ne sera pas utilisée complètement. Autrement dit, la puissance est répartie passivement entre la source principale et l'organe de stockage (en fonction des caractéristiques de chacun) [Jia05],[Gao04].

Les courants et les tensions du système de la Fig.1-21 sont illustrés dans la Fig.1-22 où le supercondensateur agit simplement comme un filtre, ce qui peut aplanir le pique de courant de batterie et réduire sa chute de tension.



(a) régime normal, (b) régime décharge, (c) régime récupération,
Figure 1-20 : conception d'hybridation, et les régimes du fonctionnement.

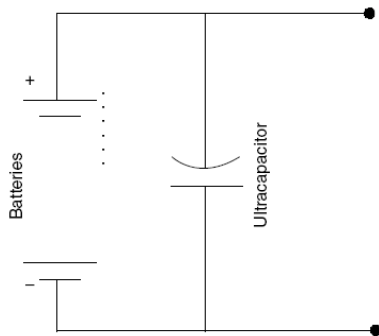


Figure 1-21 : connexion directe d'une batterie et d'un supercondensateur [Ehs05].

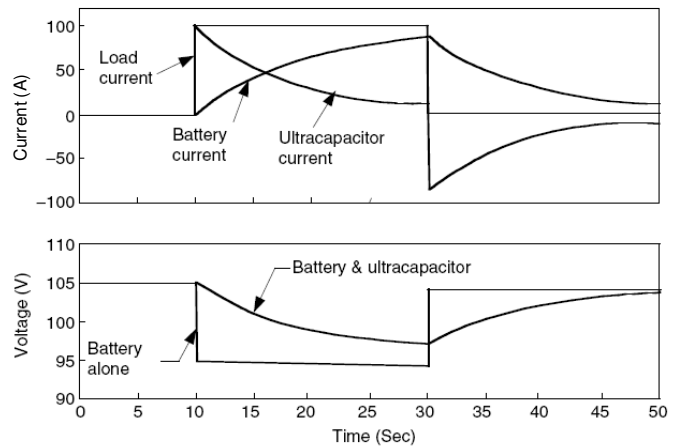


Figure 1-22 : variation des courants et tensions de batterie et supercondensateur pendant un échelon de courant de charge [Ehs05].

Contrairement au choix fait pour cette structure passive, nous pouvons placer un convertisseur continu-continu entre la source principale et l'organe de stockage. Cette conception permet à la source principale et l'organe de stockage d'avoir une tension différente, les flux de puissance entre eux peuvent être activement contrôlés, et l'énergie dans l'organe de stockage peut être pleinement utilisée. Les auteurs en [Gao04], [Jia05] et [Nad96] ont utilisé deux configurations actives avec une pile à combustible et une batterie (Fig.1-23 et Fig.1-24). La charge est une fois connectée à la batterie (Fig.1-23) et l'autre fois à la pile à combustible (Fig.1-24). La puissance et la tension nominale de pile à combustible sont 35W et 18V, respectivement alors que la tension à vide est 24V. La tension nominale de la batterie, construite en associant en série 8 cellules lithium-ion, est de 14,4V. Les valeurs des condensateurs d'entrée/sortie et d'inductance sont respectivement de 110 μ F et 470 μ H.

La stratégie de contrôle repose sur des commutations d'algorithme lors d'un changement du mode de fonctionnement du système. Plus précisément, une machine d'état du système est proposée

afin de contrôler ces configurations grâce à trois modes de régulations (Fig.1-25): courant constant de pile (CFCC), courant constant de batterie (CBC), tension constante de batterie (CBV).

Quelque soit la configuration du système, la tension de la batterie est un paramètre important du mode de régulation. Si la tension de la batterie est supérieure à la tension de référence, qui correspond à la condition d'absence de charge ou d'une petite charge associée à haut niveau de charge de la batterie, le mode CBV va être appliqué. Dans ce mode, les courants de sortie de la pile à combustible et de charge de la batterie devraient être inférieurs aux courants nominaux.

Si la tension de la batterie est inférieure à la tension de référence, ce qui correspond à la condition d'une charge importante ou une charge légère associée à un faible niveau de charge de batterie, un des modes CFCC ou CBC va être appliqué, en fonction de la charge. Si la puissance de charge est inférieure à la puissance nominale de pile à combustible, le courant de charge de la batterie ayant besoin d'être contrôlé afin de protéger la batterie, le mode CBC va être appliqué. Dans ce cas, le courant de la pile à combustible est non régulé, mais reste toujours au-dessous de son courant nominal. Si la charge est très élevée, le courant fourni par la pile à combustible peut atteindre sa valeur maximale et alors, le mode CFCC va être imposé.

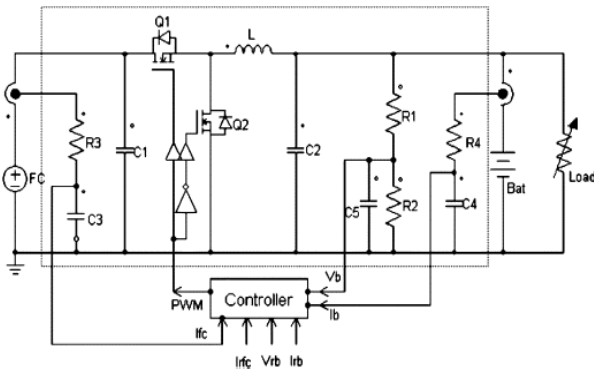


Figure 1-23 : première configuration d'un système hybride actif utilisant une pile à combustible et une batterie, [Gao04], [Jia05].

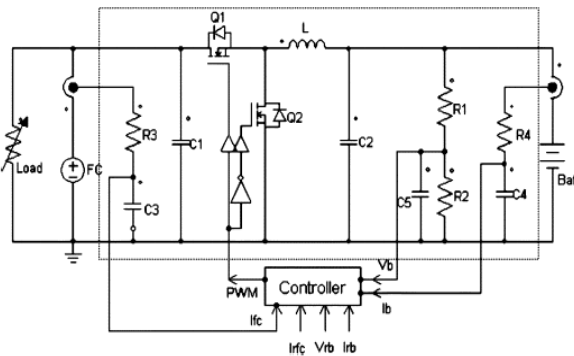
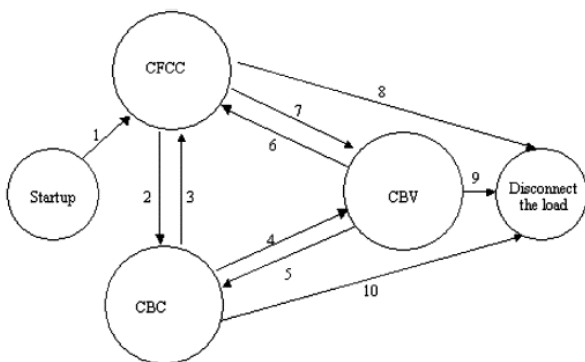


Figure 1-24 : deuxième configuration d'un système hybride actif utilisant une pile à combustible et une batterie, [Gao04], [Jia05].



States:
 CFCC: Constant Fuel Cell Current mode
 CBC: Constant Battery Current mode
 CBV: Constant Battery Voltage mode
 DISC: Disconnection of the load

Conditions of Events:

- 1: Power on
- 2: $I_b > I_{ref}$
- 3: $I_{fc} > I_{rated}$
- 4: $V_b > V_{ref}$
- 5: $V_b < V_{ref}$, $I_b > I_{ref}$ (This rarely happens)
- 6: $I_{fc} > I_{rated}$
- 7: $V_b > V_{ref}$
- 8, 9, 10: $|I_b| > I_{disc}$ (for instance, $I_{disc} = 4 \times I_{ref}$)

This happens under very heavy load)

Figure 1-25: machine d'état utilisée pour le contrôle d'une source hybride pile à combustible/batterie [Gao04], [Jia05].

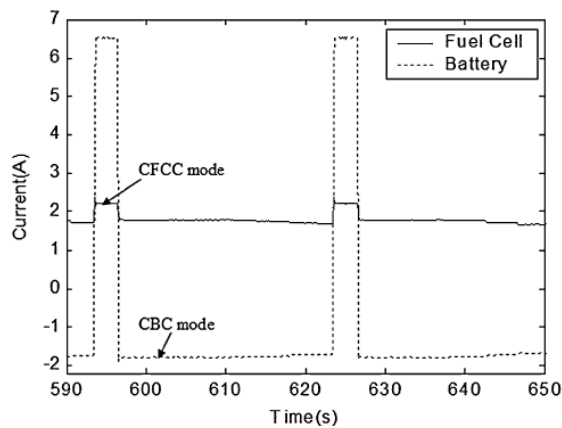


Figure 1-25: courant de pile à combustible et batterie [Gao04], [Jia05].

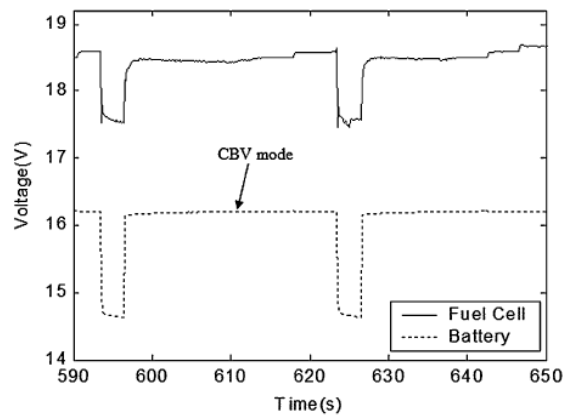


Figure 1-26: tension de pile à combustible et batterie [Gao04], [Jia05].

Les figures 1-25 et 1-26 montrent le courant et la tension de la pile à combustible et de la batterie pendant le fonctionnement dans les modes CFCC, CBC et CBV.

En [Aya03], une autre méthode de contrôle est proposée pour un système hybride en utilisant une batterie et un pack de supercondensateur. Fig.1-27 montre la structure de ce système. La source principale est constituée de quatre batteries en série pour une tension totale de 50V. L'organe de stockage est composé de six supercondensateurs 3500F, 2,5V. L'inductance de couplage a une valeur de 175μH pour un courant maximale de 250A. Le principe de contrôle est basé sur la régulation du courant fourni par la batterie, I_B (Fig.1-28). La référence du courant de la batterie, I_B^* , est égale à 0 pour le mode récupération et I_{Bn} (courant nominale de la batterie) pour les modes normale et décharge. La sortie I_{L1}^* de cette boucle (Fig.1-28) sert de référence au contrôle du courant I_L dans l'inductance et l'organe de stockage, lequel contrôle est assuré, par un correcteur à hystérésis.

Il obtient de la sorte, côté source principale, un fonctionnement à puissance sensiblement constante (nulle en régime de récupération, $E \cdot I_{Bn}$ pour les deux autres régimes). Le signal de référence V_C^* (la référence de la tension de l'organe de stockage) pourra à l'instar de I_B^* , prendre deux valeurs, suivant le régime de fonctionnement dans lequel le système se trouve :

$V_C^* = V_{C_{MAX}}$ pour les régimes de charge et de récupération, et $V_C^* = V_{C_{MIN}}$ pour le régime de décharge.

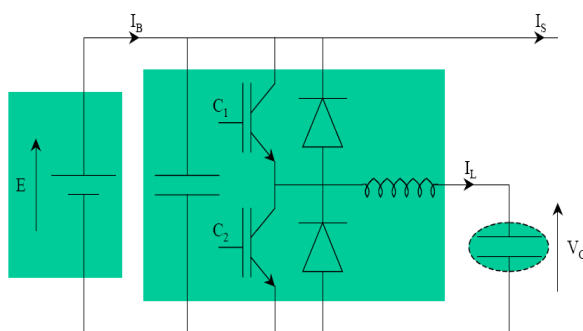


Figure 1-27 : structure de la source hybride [Aya04].

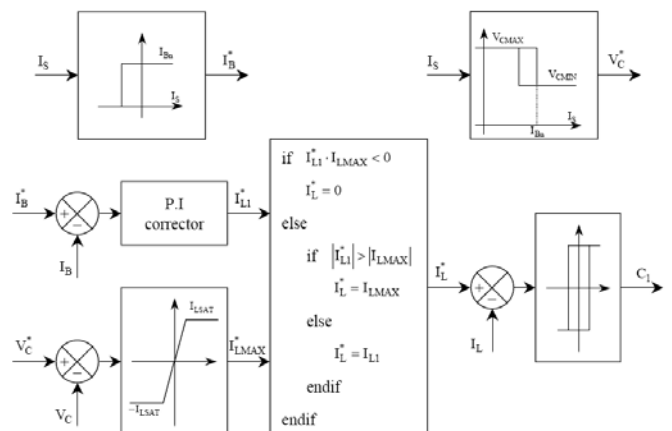


Figure 1-28 : principe de contrôle du convertisseur d'interface [Aya04].

Les figures 1-29 et 1-30 illustrent le comportement des courants fournis par la batterie et le pack de supercondensateurs pendant un changement de mode de fonctionnement : du mode normal au mode de décharge (Fig.1-29) alors que la tension de l'organe de stockage est 14V, et du mode normal au mode de récupération (Fig.1-30) avec une tension initiale de l'organe de stockage égale à 10V. Les courants de la source principale et de l'organe de stockage oscillent fortement avant d'arriver à leurs valeurs finales. Ces oscillations s'expliquent par le fait qu'en régime transitoire, la trajectoire d'état n'est pas contrôlée (contrairement aux méthodes qui vont être proposées aux chapitres III et IV).

P. Thounthong *et al.* ont proposé en [Tho04a], [Tho04b] un système associant une pile à combustible et un pack de supercondensateurs régulé en tension. Un convertisseur élévateur continu-continu connecte la pile à combustible au bus continu (Fig.1-31) alors que le pack des supercondensateurs est relié à ce bus par un convertisseur deux quadrants (Fig.1-32). La valeur de condensateur du bus continu (C1) est 0,7F et l'inductance L1 est 72 μ H. La tension du bus continu est régulée à 42V alors que la tension de pile à combustible est de 12,5V lorsqu'elle délivre sa puissance maximale.

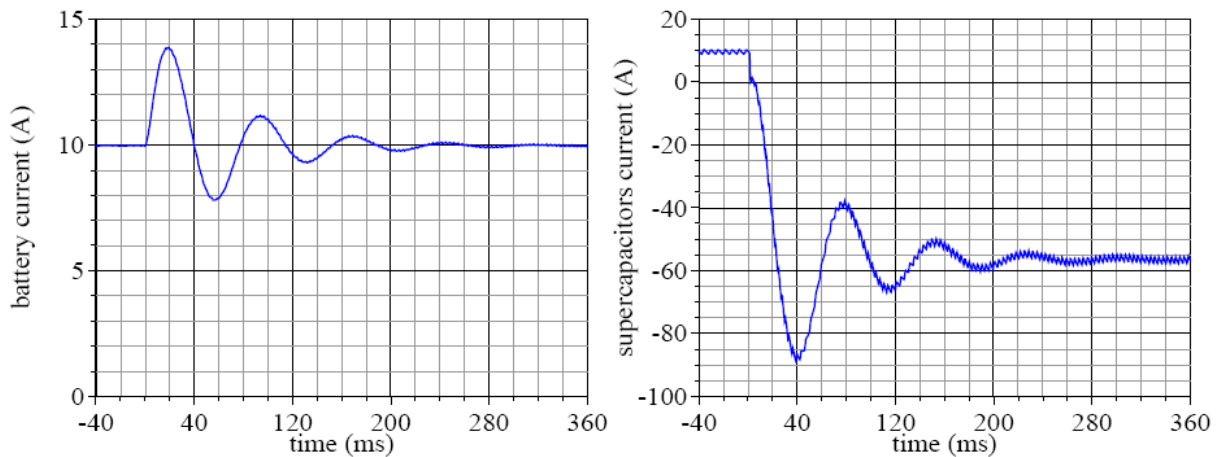


Figure 1-29: courants fournis par la batterie et le pack de supercondensateurs pendant un changement de mode fonctionnement : mode normal à mode de décharge (tension de l'organe de stockage : 14V) [Aya04].

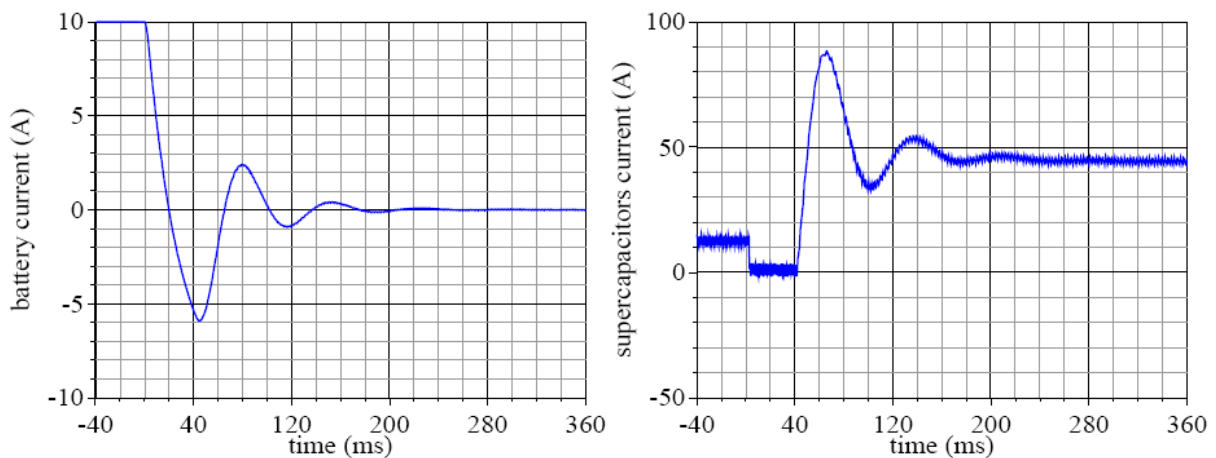


Figure 1-30: courants fournis par la batterie et le pack de supercondensateurs pendant un changement de mode fonctionnement : mode normal à mode de récupération (tension de l'organe de stockage : 10V) [Aya04].

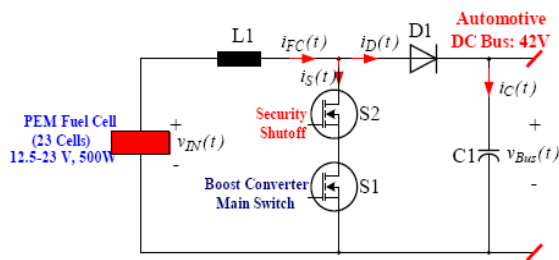


Figure 1-31 : pile à combustible et son convertisseur d'interface [Tho04a], [Tho04b].

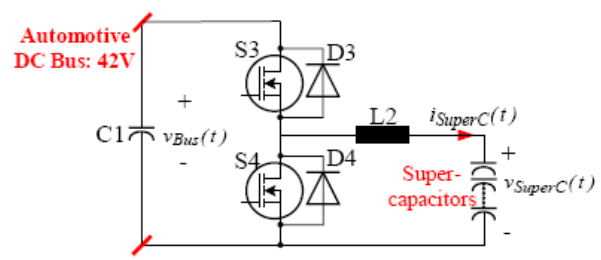


Figure 1-32 : pack de supercondensateurs et son convertisseur d'interface [Tho04a], [Tho04b].

La Fig.1-33 montre la stratégie de contrôle de ce système. Elle se compose, outre des deux boucles de courant de pile, d'une boucle de régulation de la tension du bus continu, d'une boucle de régulation de la tension de l'organe de stockage, d'une boucle de régulation du courant de l'organe de stockage, et d'un algorithme de gestion. Quant à l'algorithme de contrôle, il a pour rôle de sélectionner, selon le régime de fonctionnement, le signal de référence $i_{SuperCREF}$ à appliquer en l'entrée du régulateur de courant supercapacitif, ainsi que les valeurs à donner aux références de tension supercapacitive et de courant de pile, $V_{SuperCREF}$ et $i_{FCREFbis}$ respectivement. Par exemple, en régime de fonctionnement normal, régime obtenu pour une utilisation lentement variable ne prélevant sur la pile qu'une puissance appartenant à l'intervalle $[P_{FCMin}, P_{FCMax}]$, la tension aux bornes de l'organe de stockage est régulée à un niveau $V_{SuperCNormal}$, lequel est bien sûr compris entre $V_{SuperCMin}$ et $V_{SuperCMax}$. Pour ce faire, il a été tenté de réguler le courant de pile à son niveau nominal, niveau supérieur à celui nécessaire au fonctionnement en régime établi du système, avec pour conséquence la génération d'un signal $i_{SuperC1}$ positif. Le choix consiste dès lors à prendre, en guise de référence $i_{SuperCREF}$ de courant supercapacitif, la valeur minimale entre $i_{SuperC1}$ et $i_{SuperC2}$ si l'organe de stockage n'est pas suffisamment chargé (tension inférieure à $V_{SuperCNormal}$), zéro sinon. La Fig.1-34 présente le comportement de la tension du bus continu, de la tension et du courant de pile à combustible après un échelon de charge.

Les stratégies utilisées précédemment, sont basées explicitement sur l'état du système. Le problème d'une telle stratégie de commande est bien connu : à un état du système, défini en fonction de ses grandeurs physiques (courants, tensions), correspond un algorithme de contrôle, et toute transition entre deux états donne lieu à une permutation d'algorithme [Tho05]. D'où un risque de phénomène dit de "chattering" (permutations intempestives d'algorithme), lorsque le système fonctionne au voisinage d'une frontière entre deux états.

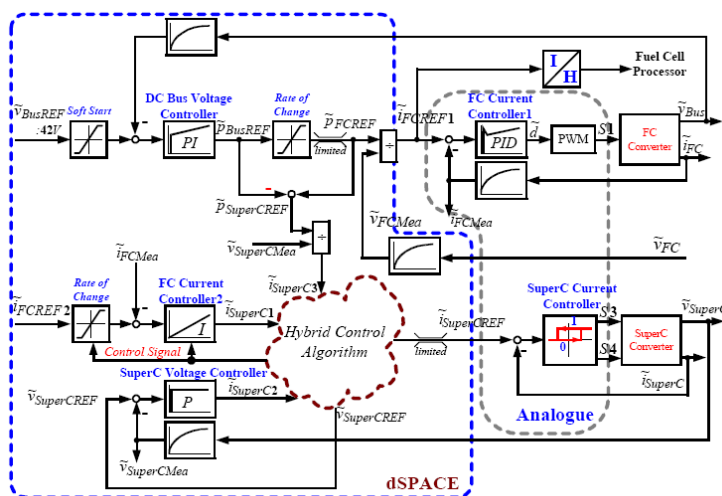


Figure 1-33 : architecture de contrôle du système hybride proposé en [Tho04a], [Tho04b].

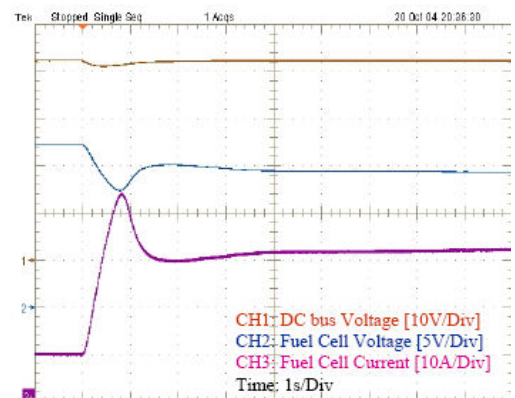


Figure 1-34 : réponse du convertisseur de pile à un échelon de charge [Tho04a], [Tho04b].

Une autre approche, visant à une commutation naturelle, et non pas commandée, entre régimes de fonctionnement est aussi étudiée et testée en [Tho05]. Le contrôle résultant ne reposera pas explicitement sur la définition des états du système. Il ne fera en conséquence appel à aucune grandeur pour commuter d'un état à un autre, et n'aura donc naturellement aucun problème de "chattering". La structure de système hybride est présentée sur la Fig.1-35. Comme pour la structure donnée sur la Fig.1-31, un convertisseur unidirectionnel en tension et courant est connecté à la pile à combustible de manière à contrôler la dynamique de variation du courant de pile et éviter le phénomène de sous-alimentation de la pile à combustible.

Le contrôle de la source hybride (figures 1-36 et 1-37) est fait par le biais d'une régulation classique en tension du bus délivrant la référence de courant du convertisseur d'interface "deux quadrants" entre le bus continu et l'organe de stockage, et d'une régulation de tension du pack de supercondensateur fournissant la référence de courant du convertisseur DC-DC élévateur connecté à la pile à combustible. Le contrôle des courants se fait via l'utilisation d'un régulateur à hystérésis pour le courant supercapacitif et d'un régulateur MLI de type PID pour le courant délivré par la pile à combustible, après limitation d'amplitude et de pente.

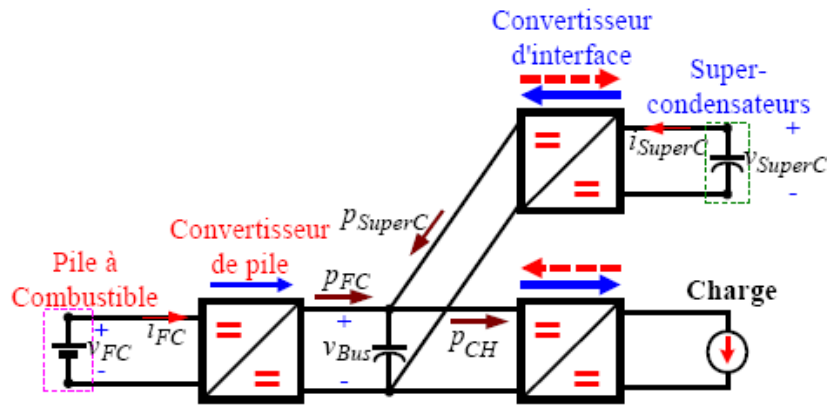


Figure 1-35 : structure d'une source hybride utilisant une pile à combustible et un pack de supercondensateurs [Tho05].

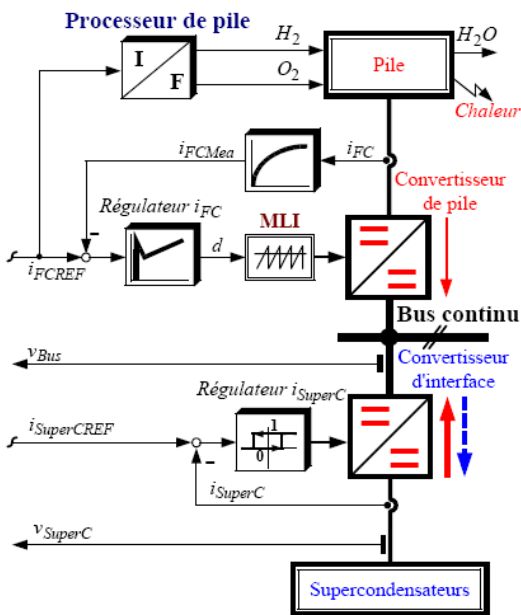


Figure 1-36 : contrôles en courant de la source hybride [Tho05].

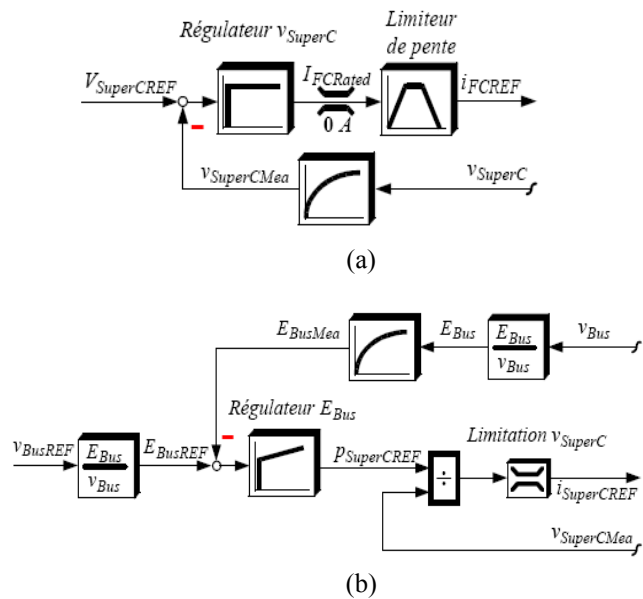


Figure 1-37 : boucle de régulation de la tension (a) supercapacitive, (b) de bus [Tho05].

La Fig.1-38 montre les formes d'onde obtenues lors d'un échelon de charge. Durant la surcharge, la puissance absorbée est de 1,5 kW, ce qui est trois fois supérieures à la puissance nominale de la pile. Une brusque augmentation du courant supercapacitif, induite par la régulation de tension de bus, est observée de sorte que la dite tension est perturbée de 7% suite à la surcharge (la valeur de condensateur de bus est 700mF). Le courant de pile augmente lentement jusqu'à $i_{FCRated}$, puis reste constant. L'organe de stockage se décharge à puissance sensiblement constante, de sorte que, la tension diminuant, le courant augmente. A l'issue de la surcharge, le courant de pile reste à sa valeur nominale, de façon à produire l'énergie requise en sortie, et à recharger l'organe de stockage à 25 V.

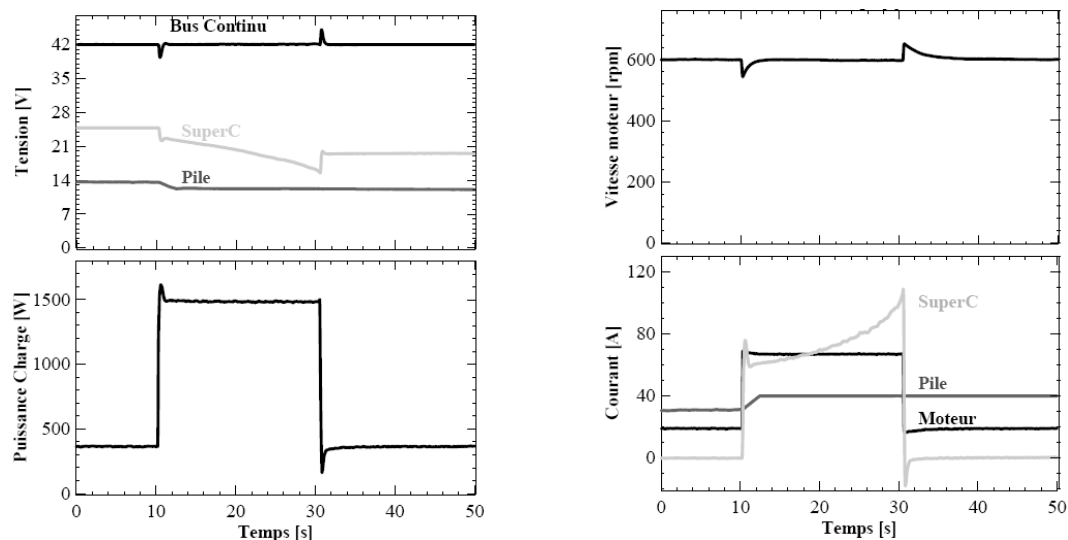


Figure 1-38 : réponse de la source hybride à un échelon de la charge [Tho05].

Une stratégie de contrôle non linéaire basée sur la passivité a été proposée pour assurer le contrôle d'une source hybride présentée sur la Fig.1-39. Le modèle et les notations de la source hybride y sont présentés. Cette méthode est testée par simulation et les résultats ont été présentés en [Beh06]. Le tableau 1-5 liste les paramètres de ce système. Le vecteur d'état a été choisie comme suit : $X=[x_1; x_2; x_3; x_4; x_5; x_6; x_7]^T=[V_s; i_{FC}; V_{DC}; i_{DC}; V_{SC}; i_{SC}; i_L]^T$.

L'objectif de ce travail est de contrôler la tension du bus continu (DC Bus), maintenir l'énergie moyenne délivrée par la pile à combustible à une valeur constante sans avoir de pic important, et finalement charger le pack de supercondensateurs. La Fig.1-40 montre les allures du courant et de la tension de la PAC. Les allures de la tension du bus continu et du courant de charge sont présentées sur la Fig.1-41, et les allures des puissances fournis par la pile à combustible, le pack de supercondensateurs et consommée par la charge sont données sur la Fig.1-42. L'avantage de cette méthode est de ne mesurer que deux variables (V_{FC} et i_{FC}) pour contrôler tout le système [Beh06].

En revanche, non seulement la tension de sortie a une surtension trop élevée lors d'une variation de charge, mais également la faible dynamique de la pile à combustible n'a pas été bien compensée par la source auxiliaire. De plus les incertitudes paramétriques ne sont pas pris en compte dans le contrôle proposée et il n'est pas sur que cette stratégie de commande puisse fonctionner en pratique.

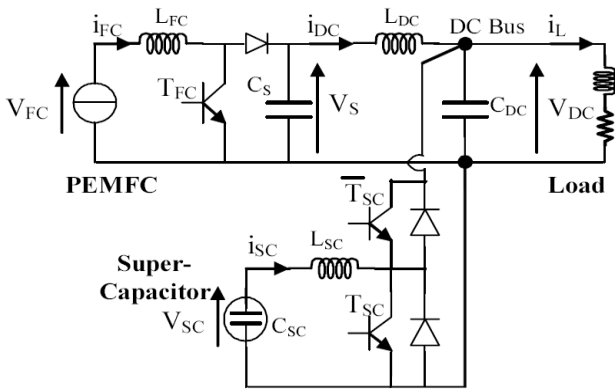


Figure 1-39 : modèle de la source hybride [Beh06].

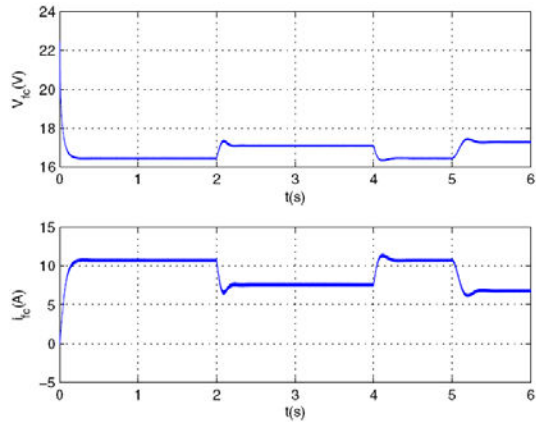


Figure 1-40 : tension et courant de pile à combustible [Beh06].

Tableau 1-5 : liste des paramètres de la source hybride de la figure 1-39 [Beh06].

FC parameters		SC and DC Bus parameters			Initialization, RL Load and controller parameters				
$P[W]$	$E[V]$	$C_{SC}[F]$	$C_{DC}[mF]$	$C_s[\mu F]$	$V_{sc}[V]$	$V_{DC}(t=0)[V]$	$R_L[\Omega]$	$L_L[mH]$	r
500	27.1	584	15	300	12	36	$10 \leftrightarrow 15$	10	0.01

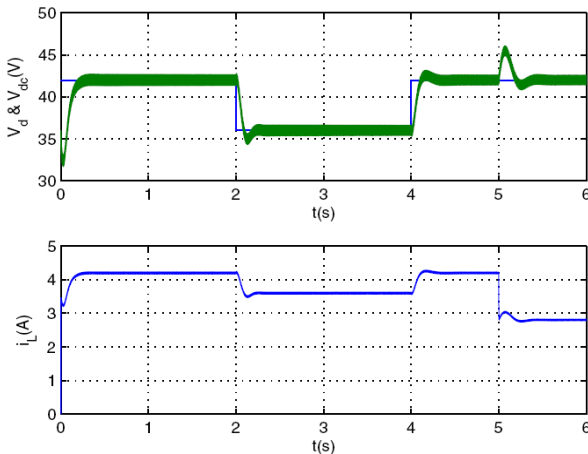


Figure 1-41 : tension du bus continu et du courant de charge [Beh06].

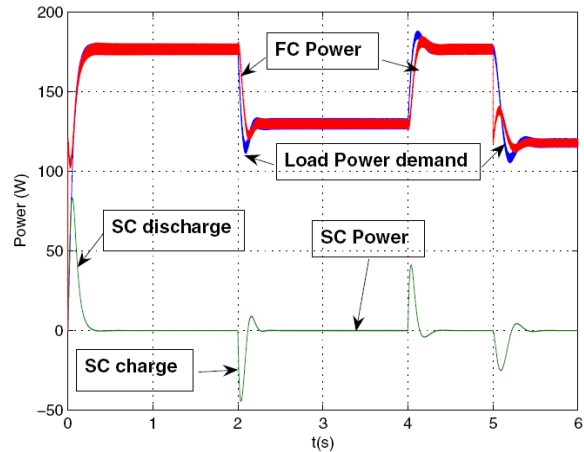


Figure 1-42 : puissance de pile à combustible, supercondensateur et charge [Beh06].

L'hybridation avec trois dispositifs électrochimiques peut être intéressante dans certaines applications où nous profitons des avantages de chacun d'eux. En [Ami06], une hybridation d'une pile à combustible, d'une batterie et d'un supercondensateur a été proposée en utilisant la logique floue pour contrôler l'énergie dans le système. La Fig.1-43 montre la structure du système hybride. Les tensions nominales de la pile à combustible et de la batterie sont de 42V et la tension sortie du système est régulée à 180V. La valeur du pack de supercondensateurs est de 145F et il peut être chargé jusqu'à 42V. La batterie et le pack de supercondensateurs sont connectés à la charge par des convertisseurs bidirectionnels en courant. Le tableau 1-6 présente les règles floues utilisées pour la synthèse des régulateurs en mode boost (en haut) et en mode buck (en bas) [Ami06] générant la commande des cinq interrupteurs commandables.

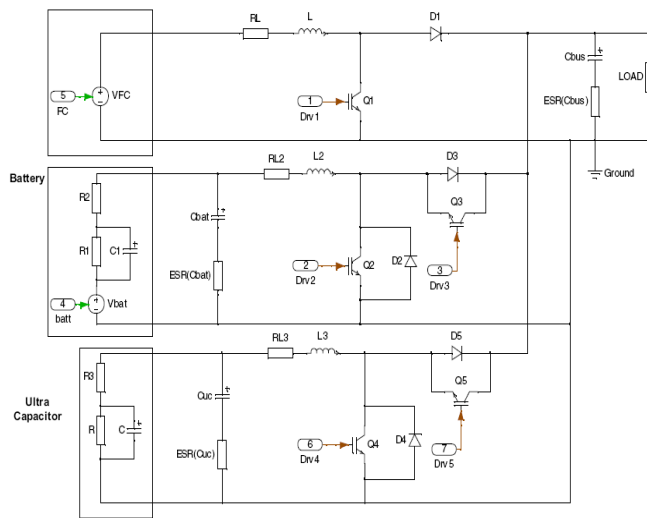


Figure 1-43 : modèle de la source hybride construite avec une pile à combustible, une batterie et un pack de supercondensateurs [Ami06].

Tableau 1-6 : règles floues utilisées en mode boost (en haut) et buck (en bas) [Ami06].

eV_{BUS}		$d(V_{BUS})/dt$				
		NB	NS	Z	PS	PB
eI_L	NB	PB	PB	PB	PB	PB
	NS	PS	PS	PS	PS	PS
Z	NB	PB	PB	PS	PS	Z
	NS	PB	PS	PS	Z	NS
	Z	PS	PS	Z	NS	NS
	PS	PS	Z	NS	NS	NB
PB	NB	Z	NS	NS	NB	NB
	NS	NS	NS	NS	NS	NS
PB	NB	NB	NB	NB	NB	NB
	NS	NB	NB	NB	NB	NB

NB=negative big; NS=negative small; Z=zero; PS=positive small; PB=positive big

eV_{BUS}		$d(I_{charge})/dt$		
		N	Z	P
N	N	N	N	N
	Z	N	P	Z
Z	Z	P	Z	NS
	P	Z	N	N
P	P	P	P	P
	Z	P	P	P

N=negative; P=positive; Z=zero

Les entrées du contrôleur flou en mode éleveur sont l'erreur de tension sur la valeur du bus DC, son taux de variation (dV_{BUS}/dt) et l'erreur de courant dans l'inductance par rapport à la valeur désirée (eI_L) [Ami06]. Les entrées du contrôleur en mode abaisseur sont l'erreur du courant de charge par rapport à la valeur désirée (eI_{charge}), la dérivée du courant de charge (dI_{charge}/dt) et l'erreur de tension sur la valeur du bus DC.

La sortie de chaque contrôleur est un changement sur l'entrée du modulateur MLI, qui est modifié d'un incrément Δm à chaque pas de calcul.

La Fig.1-44 montre l'évolution de la tension sortie du système. Les allures de puissance délivrées par la pile, le pack de supercondensateurs et la batterie sont présentées sur les figures 1-45, 1-46 et 1-47, respectivement. La puissance de charge pendant les périodes T_1 , T_2 , T_3 et T_4 est fixée à 12Kw, et à 6 kW dans les intervalles T_6 , T_7 et T_8 . La période T_5 correspond à un passage en mode de récupération. Comme on peut le constater, de fortes oscillations apparaissent sur la tension de sortie qui de plus présente une erreur statique visible lors des variations de charge.

Dans les applications pour laquelle la source hybride doit fournir une charge de quelque kW, d'autres structures, notamment isolées, permettant grâce à des commutations douces de diminuer les pertes dans les structures de conversion. La Fig.1-48 montre un système hybride utilisant une pile à combustible et une batterie comme source principale et auxiliaire. Cette topologie utilise une piles à combustible 25-39V, 500W de type PEM et une batterie au plomb de 48V-12A. En outre elle offre la possibilité de connecter un onduleur à sa sortie (ratio d'élévation de tension élevé avec ce type de convertisseur).

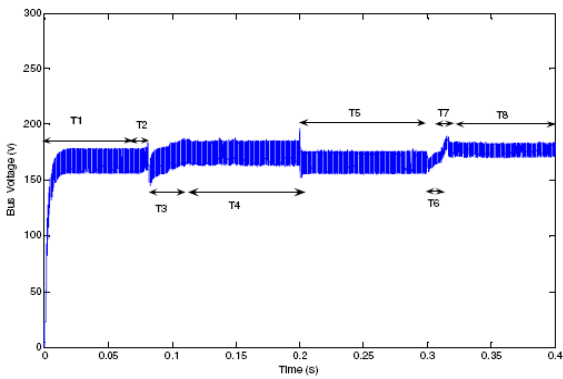


Figure 1-44 : tension du bus DC [Ami06].

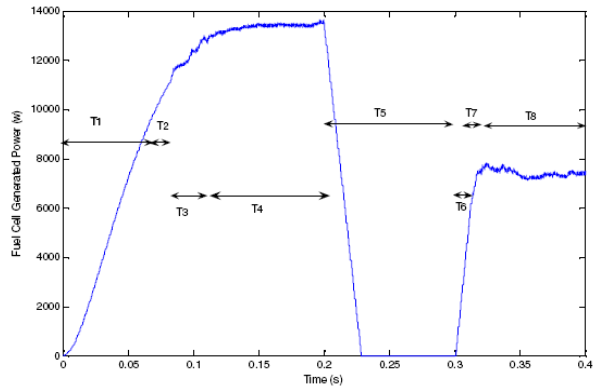


Figure 1-45 : puissance délivrée par la pile à combustible [Ami06].

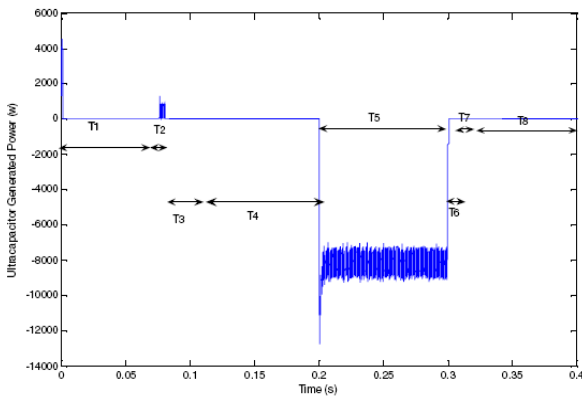


Figure 1-46 : puissance délivrée par la pack de supercondensateurs [Ami06].

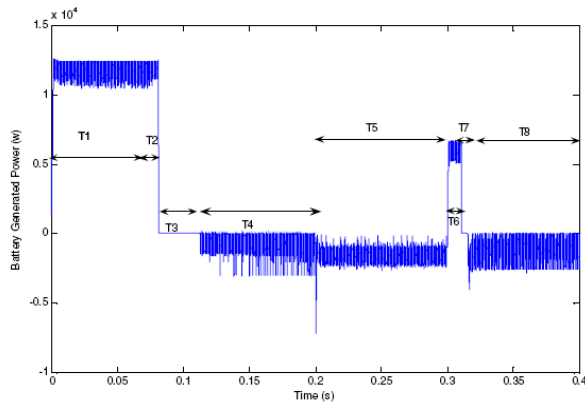


Figure 1-47 : puissance délivrée par la batterie [Ami06].

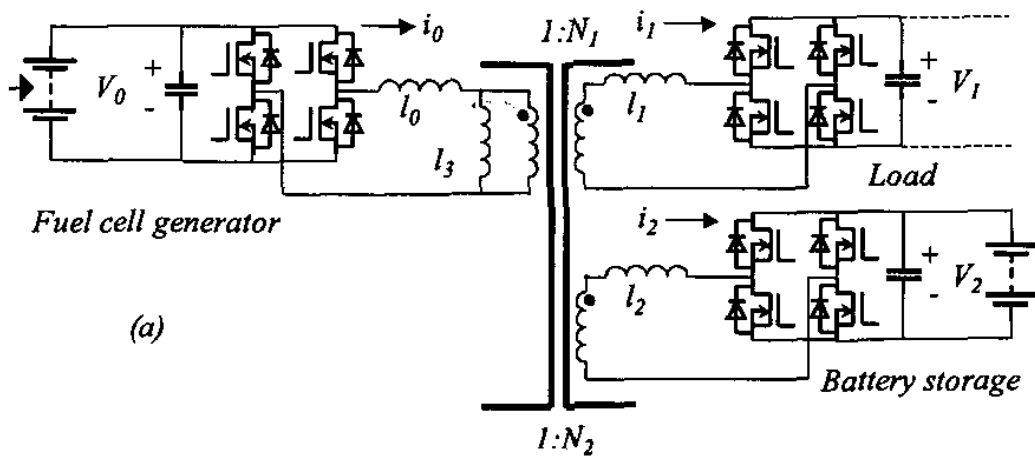


Figure 1-48: Topologie de convertisseur DC/AC/DC à trois ports proposée en [Mic04] pour un système hybride.

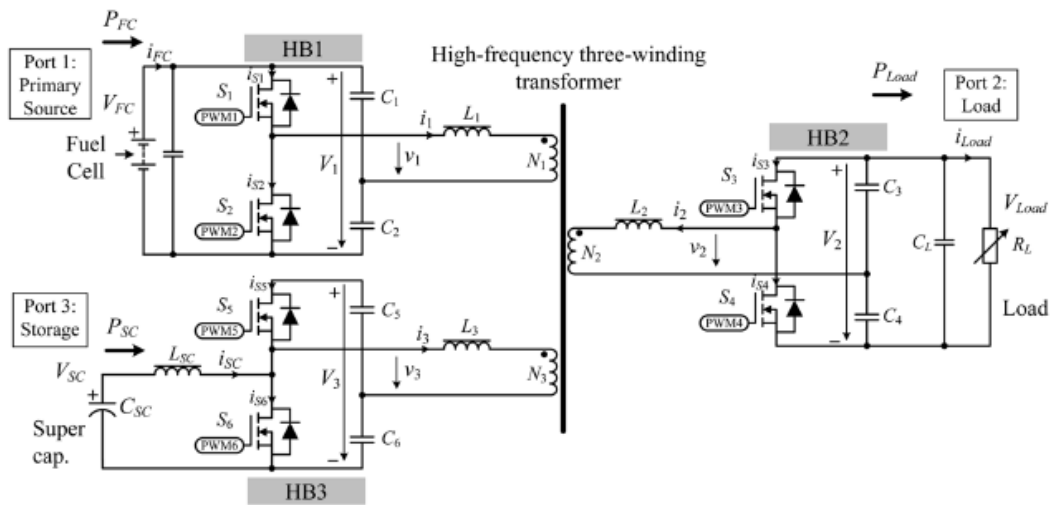


Figure 1-49 : Topologie de convertisseur DC/DC bidirectionnel à trois ports en demi-pont proposée en [Tao08] pour un système hybride.

Une topologie de convertisseur continu-continu bidirectionnel à trois ports en demi-pont figure 1-49, proposée en [Tao08] peut être utilisée et permet de diminuer significativement le nombre de composants commandables du système hybride. Cette diminution se traduit alors par une augmentation de la fiabilité du système mais le contrôle doit alors assurer l'équilibrage des tensions dans le système ce qui diminuera ses performances dynamiques.

1.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les dispositifs électrochimiques que sont les piles à combustible, les batteries et les supercondensateurs. Nous avons ensuite détaillé les stratégies usuelles d'hybridation associant ces différentes sources et expliqué la raison de telles associations. Nous avons ensuite exposé les différentes stratégies de commande utilisées actuellement dans le contrôle des sources hybrides d'énergie électrique en exposant les points forts et les faiblesses de chaque approche.

Dans ce mémoire, nous allons proposer une structure simple d'hybridation constituée d'une pile à combustible (source principale) et d'un pack de supercondensateurs (source auxiliaire), association pertinente puisque dans le plan de Ragone, pile à combustible et supercondensateur ont respectivement une énergie spécifique et une puissance spécifique élevée. Nous allons développer une stratégie de commande sans commutation d'algorithme. Cette stratégie confère des propriétés dynamiques élevées aussi bien en asservissement qu'en régulation. Le lecteur pourra comparer les résultats expérimentaux obtenus à ceux donnés dans ce chapitre avec d'autres stratégies de contrôle.

Chapitre 2 : Outils nécessaires à la mise en œuvre de commandes non linéaires

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les stratégies commande applicable au contrôle des sources hybrides pouvant être appliquées à différentes architectures de système hybride. Dans ce chapitre, nous introduisons des méthodes de commande non linéaires permettant de développer des nouvelles stratégies assurant la gestion des flux d'énergie dans un système hybride. Ces méthodes seront utilisées au chapitre III pour contrôler une source hybride et au chapitre IV pour un système multi sources multi charges.

Au début de ce chapitre, nous commencerons par présenter le concept de système différentiellement plat. Un système plat est un système pour lequel toutes les variables d'état et les variables de commande du système peuvent s'exprimer en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées sans intégration des équations différentielles [Fli92]. Il faut noter que dans un système plat, il est souvent possible de trouver des sorties plates possédant une interprétation physique [Sir06]. Bien que le comportement des systèmes plats est déterminé par leurs sorties, il est possible de planifier les trajectoires désirées des sorties du système, et d'en déduire ensuite les commandes à imposer au système. Le contrôle basé sur la notion de platitude est utile dans les situations où la génération de trajectoire explicite est nécessaire [Nie94],[Gen04b]. Grâce à cette méthode, nous pouvons de surcroît découpler les commandes du système. Après une présentation du concept de platitude, nous étudierons la notion de planification des trajectoires sur les sorties.

Nous allons ensuite détailler le principe de la linéarisation entrée/sortie d'un système non linéaire. Cette technique est en fait 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. Les principaux avantages et inconvénients de cette transformation seront discutés dans cette partie et notamment le problème lié aux systèmes physiques possédant des "zéros dynamiques instables". Ces derniers seront mis en évidence à travers différents exemples. L'asservissement des grandeurs de sortie à leur référence se fait via l'utilisation d'asservissements appliqués après cette transformation, à un système linéaire. A noter que la transformation entrée/sortie proposée étant sensible aux erreurs paramétriques, il est préférable d'utiliser des commandes dites "robustes" pour assurer le contrôle en boucle fermée du système.

2.2 La notion de système différentiellement plat

Une méthode classique en commande consiste à inverser le modèle dynamique du système, afin de calculer les entrées nécessaires à l'accomplissement d'une tâche spécifique. Lors de cette inversion de modèle, il peut s'agir de trouver les entrées permettant de diriger le système d'un état à un autre, ou de suivre une trajectoire désirée pour un certain nombre ou toutes les variables d'état du système. En général, la solution à ce problème de contrôle, si elle existe, n'est pas unique [Fli95]. Il est donc nécessaire de rechercher un contrôle permettant d'assurer la stabilité du système tout en assurant les contraintes inhérentes au système. Souvent, le compromis trouvé va correspondre au contrôle optimal du système.

Cette inversion de système dynamique suppose que le système est parfaitement connu et que ses paramètres ne varient pas au cours du temps. En pratique, la connaissance du système est toujours imparfaite, et cette imperfection a souvent pour origine les incertitudes paramétriques ou le bruit de mesure. Cette connaissance imparfaite du système doit être prise en compte afin de réaliser un contrôle avec des performances acceptables du système. L'utilisation d'une commande en boucle fermée permettra de corriger les erreurs et de suivre l'évolution des conditions de fonctionnement en temps réel.

Un exemple basique utilisé dans la plupart des techniques de contrôle est d'exploiter le modèle mathématique du système pour obtenir des solutions pour l'inversion du système dynamique et concevoir le contrôle en boucle fermée. La méthode la plus commune est d'utiliser une approche locale en linéarisant le système autour d'un point de fonctionnement, et d'appliquer ensuite les méthodes de contrôle issues de l'automatique linéaire. En utilisant une linéarisation autour de points fonctionnement différents, il est possible d'obtenir de bons résultats pour les systèmes non linéaires grâce à une planification des gains qui dépendent alors du point fonctionnement courant du système.

Vue la complexité croissante des systèmes auxquels nous sommes confrontés, l'utilisation seule de la méthode de linéarisation n'est en général pas suffisante pour résoudre les problèmes de contrôle. Pour résoudre ce problème, une nouvelle classe du système dit "système plat", a été présentée en 1992 par *M. Fliess, J. Lévine, P. Martin et P. Rouchon* [Fli92], pour laquelle la trajectoire d'état d'un système non linéaire peut être complètement caractérisée via l'utilisation de sorties dites "plates" et de ces dérivées successives. Les systèmes plats sont une génération des systèmes linéaires contrôlable. Mais, les techniques utilisées pour contrôler ces systèmes sont différentes de celles utilisées pour contrôler les systèmes linéaires.

2.2.1 Platitude des systèmes dynamiques

La notion de système différentiellement plat (ou plus simplement plat) est apparue il y a quelques années en commande des systèmes non linéaires [Mar03]. Dans le cas d'une formulation explicite des équations du système (cas majoritaire en génie électrique), 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, $\varphi : (R^m)^{r+1} \rightarrow R^n$ 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]:

$$y = (y_1, y_2, \dots, y_m) = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}), \quad (2-1)$$

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

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}). \quad (2-3)$$

Cela revient à dire que nous avons résumé tout le comportement dynamique du système par le comportement de sa sortie plate.

Prenons à titre d'exemple, un convertisseur élévateur fonctionnant en mode de conduction continue présenté sur la Fig.2-1. Ce dispositif idéal peut alors se modéliser au sens des grandeurs moyennes par les deux équations différentielles suivantes:

$$\begin{aligned} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= V_e - (1 - \bar{u}) \bar{v}_s \\ C_o \frac{d\bar{v}_s}{dt} &= (1 - \bar{u}) \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_s}{R_{ch}} \end{aligned} \quad (2-4)$$

où les grandeurs \bar{i}_L et \bar{v}_s représentent l'évolution du courant moyen circulant dans l'inductance et de la tension moyenne aux bornes de la capacité de sortie. Ces deux grandeurs sont supposées positives ou nulles.

\bar{u} correspond à la valeur moyenne du signal de commande $u \in \{0, 1\}$. C'est donc la grandeur d'entrée du système. La valeur moyenne d'une variable notée z , calculée sur une période de découpage \bar{z} , peut être obtenue en calculant :

$$\bar{z} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t z(\tau) \cdot d\tau \quad (2-5)$$

Considérons l'énergie totale stockée dans le système comme la sortie plate candidate. On pose alors :

$$y = \frac{1}{2} (L \bar{i}_L^2 + C_o \bar{v}_s^2) \quad (2-6)$$

La dérivée de cette sortie s'écrit alors :

$$\dot{y} = V_e \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_s^2}{R_{ch}} \quad (2-7)$$

Grâce aux équations (2-6) et (2-7), les variables d'état \bar{i}_L et \bar{v}_s peuvent être calculées en fonction de la sortie plate candidate et de sa dérivée. Il vient :

$$\begin{aligned} \bar{i}_L &= \varphi_1(y, \dot{y}) = \sqrt{\frac{(R_{ch} C_o V_e)^2}{4L^2} + \frac{R_{ch} C_o}{L} \dot{y} + \frac{2}{L} y - \frac{R_{ch} C_o V_e}{2L}} \\ \bar{v}_s &= \varphi_2(y, \dot{y}) = \sqrt{R_{ch} (V_e \varphi_1(y, \dot{y}) - \dot{y})} \end{aligned} \quad (2-8)$$

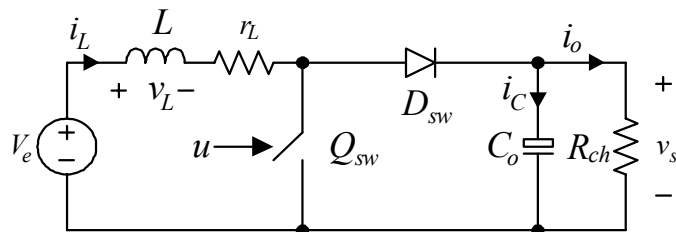


Figure 2-1 : Schéma d'un hacheur élévateur idéal.

L'expression de la commande du système va être obtenue en calculant la dérivée seconde de la sortie plate. On obtient alors :

$$\bar{u} = \psi_1(y, \dot{y}, \ddot{y}) = 1 - \frac{R_{ch}^2 C_o V_e^2 + 2L\varphi_2^2(y, \dot{y}) - LR_{ch}^2 \ddot{y}}{R_{ch} \varphi_2^2(y, \dot{y}) (2L\varphi_1(y, \dot{y}) + R_{ch} C_o V_e)}. \quad (2-9)$$

Comme on peut le constater en regardant les équations (2-6) à (2-9), la sortie plate candidate (énergie stockée) est une fonction des variables d'état du système. En outre, toutes les variables d'état peuvent être exprimées en fonction de y et de sa dérivée. La grandeur de commande peut elle aussi s'exprimer en fonction de y et de ses deux premières dérivées. Cela signifie que ce système est un système différentiellement plat où y est une sortie plate possible et \bar{u} sa grandeur de commande.

Lorsqu'un système est plat, il est donc toujours possible d'exprimer toutes les variables d'état du système en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées [Fli95],[Nie94]. Différentes propriétés associées à de tels systèmes vont être particulièrement utiles dans la synthèse d'un contrôle basé sur cette notion de platitude [Fli92]:

1. Etant donné un système plat, le nombre de composantes d'une sortie plate est égal au nombre d'entrées indépendantes,

2. Il n'y a pas unicité de la sortie plate. En effet, si (y_1, y_2) est une sortie plate d'un système à deux entrées, alors la sortie $(z_1, z_2) = (y_1 + y_2^{(k)}, y_2)$ pour k entier quelconque, est encore une sortie plate,

3. Il est souvent possible de trouver des sorties plates possédant une interprétation physique,

4. 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 soient donnés par:

$$x = \varphi(y_1, \dot{y}_1, \dots, y_1^{(r_1)}, \dots, y_m, \dot{y}_m, \dots, y_m^{(r_m)}), \quad (2-10)$$

$$u = \psi(y_1, \dot{y}_1, \dots, y_1^{(r_1+1)}, \dots, y_m, \dot{y}_m, \dots, y_m^{(r_m+1)}), \quad (2-11)$$

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

$$\begin{cases} y_1^{(r_1+1)} = u_1 \\ \vdots \\ y_m^{(r_m+1)} = u_m \end{cases} \quad (2-12)$$

2.2.2 Contrôle par platitude

Considérons le système explicite (f fonction régulière) à m entrées ($u \in R^m$) donné par l'équation :

$$\dot{x} = f(x,u), \quad x \in R^n, \quad u \in R^m. \quad (2-13)$$

On appelle trajectoire du système (2-13) toute fonction régulière $t \in I : t \rightarrow (x(t), u(t)) \in R^n \times R^m$ qui satisfait identiquement sur un intervalle d'intérieur non vide I de R les équations (2-13). Ce système est dit commandable en temps $T > 0$, si et seulement si, pour $p, q \in R^n$, il existe une loi horaire $t \in [0, T] : t \rightarrow u(t) \in R^m$, dite commande en boucle ouverte, qui amène le système de l'état $x(0) = p$ à l'état $x(T) = q$, c'est à dire, telle que la solution du problème de Cauchy :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u(t)) & \text{pour } t \in [0, T] \\ x(0) = p \end{cases}$$

vérifie $x(T) = q$ [Mar08]. Le système est dit commandable lorsqu'il est commandable pour au moins un temps $T > 0$. Comme l'illustre la Fig.2-2, la commandabilité est une propriété topologique très naturelle. En général, la commande en boucle ouverte $t \in [0, T], t \rightarrow u(t)$ n'est pas unique, il en existe une infinité. Cette étape s'appelle planification de trajectoire et constitue l'une des questions majeures de l'automatique.

2.2.2.1 Planification de trajectoire

De manière générale, il n'est pas facile de trouver des trajectoires d'un système donné. Pour la planification de trajectoires, les seules connaissances requises sont le modèle dynamique et le temps. La génération des trajectoires peut se faire en recherchant des trajectoires $y(t)$ se mettant sous la forme de polynôme de degré approprié [Mar03]. Considérons le système non linéaire défini par (2-13). Etant donné l'instant initial t_i et les conditions initiales $x(t_i) = x_i, u(t_i) = u_i$, et l'instant final t_f et les conditions finales $x(t_f) = x_f, u(t_f) = u_f$, le problème de la planification de trajectoires consiste à trouver une trajectoire $t \rightarrow (x(t), u(t))$ dans l'intervalle $[t_i, t_f]$ qui vérifie $\dot{x} = f(x, u)$ ainsi que les conditions initiales et finales. La planification de trajectoires peut être parfois sous contraintes où des contraintes sont ajoutées sur la trajectoire cherchée du type $(x(t), u(t)) \in C(t)$ pour $C(t)$ un sous-ensemble de $X \times U$.

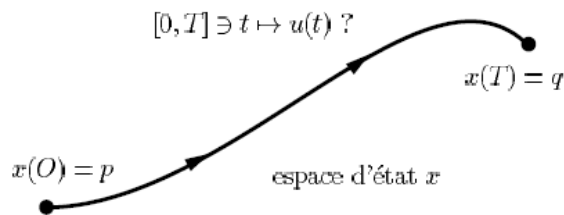


Figure 2-2 : Planification de trajectoire.

2.2.2.1.1 Planification sans contraintes [Lév03]

Les conditions de platitude reviennent à dire qu'il existe une sortie plate telle que toutes les variables du système puissent s'exprimer en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées et que les équations différentielles du système sont identiquement vérifiées. Il en résulte que si l'on veut construire des trajectoires dont les conditions initiales et finales sont spécifiées, il suffit de calculer la trajectoire de la sortie plate correspondante ce qui évite, en outre, d'intégrer les équations différentielles du système. D'après des équations (2-2) et (2-3) alors, toutes les trajectoires sont de la forme:

$$x(t) = \varphi(y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(r)}(t)) \quad (2-14)$$

$$u(t) = \psi(y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(r+1)}(t)). \quad (2-15)$$

Comme les valeurs initiales et finales de x et u sont données, la surjectivité de (φ, ψ) permet de déterminer des valeurs initiales et finales de $(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)})$. Il suffit ensuite de trouver une trajectoire $t \rightarrow y(t)$ au moins $(r+1)$ fois dérivable qui satisfait les conditions initiales et finales puisque x et u se déduisent de y et de ses dérivées jusqu'à l'ordre $(r+1)$ par (2-14) et (2-15). Comme, par ailleurs, la trajectoire $t \rightarrow y(t)$ ne doit vérifier aucune équation différentielle, nous pouvons simplement la construire par interpolation polynomiale de façon analogue. Maintenant la commande obtenue par (2-15) peut être imposée au système. Cette conception est dite "en boucle ouverte" car elle n'utilise pas d'information obtenue au fur et à mesure du fonctionnement du système.

Afin de construire une trajectoire dans le cas général, supposons alors que des données suivantes sont disposées à l'instant t_i (équation (2-16)) et à l'instant t_f (équation (2-17)) :

$$y_1(t_i), \dot{y}_1(t_i), \dots, y_1^{(r+1)}(t_i), \dots, y_m(t_i), \dot{y}_m(t_i), \dots, y_m^{(r+1)}(t_i), \quad (2-16)$$

$$y_1(t_f), \dot{y}_1(t_f), \dots, y_1^{(r+1)}(t_f), \dots, y_m(t_f), \dot{y}_m(t_f), \dots, y_m^{(r+1)}(t_f), \quad (2-17)$$

qui font en tout $2(r+2)$ conditions sur chacune des m composantes de y . Si l'on cherche (y_1, \dots, y_m) sous la forme de m polynômes par rapport au temps, chacun d'eux doit comporter au moins $2(r+2)$ coefficients pour satisfaire les conditions initiales et finales et doit donc être de degré au moins égal à $2r+3$. Posons alors $T = t_f - t_i$,

$$y_j(t) = \sum_{k=0}^{2r+3} a_{jk} \left(\frac{t-t_i}{T} \right)^k, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (2-18)$$

Les coefficients a_{jk} se calculent en égalant les dérivées successives de y_j prises aux instants initial et final aux données (2-16) et (2-17) :

$$y_j^{(k)}(t) = \frac{1}{T^k} \sum_{l=k}^{2r+3} \frac{l!}{(l-k)!} a_{jl} \left(\frac{t-t_i}{T} \right)^{l-k}, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (2-19)$$

A l'instant $t=t_i$:

$$y_j^{(k)}(t_i) = \frac{k!}{T^k} a_{jk}, \quad k = 0, 1, \dots, r+1, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (2-20)$$

et à l'instant $t=t_f$:

$$y_j^{(k)}(t_f) = \frac{1}{T^k} \sum_{l=k}^{2r+3} \frac{l!}{(l-k)!} a_{jl} \left(\frac{t-t_i}{T} \right)^{l-k}, \quad k = 0, 1, \dots, r+1, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (2-21)$$

ce qui fait au total $(2r+4)$ équations linéaires en les $(2r+4)$ coefficients $a_{j0}, \dots, a_{j(2r+3)}$, pour chaque $j=1, \dots, m$, qui peuvent en fait se ramener à $(r+2)$ équations linéaires en les $(r+2)$ coefficients inconnus $a_{j(r+2)}, \dots, a_{j(2r+3)}$, puisque les $(r+2)$ premières équations (2-16) sont résolues en $a_{j0}, \dots, a_{j(r+1)}$:

$$a_{jk} = \frac{T^k}{k!} y_j^{(k)}(t_i), \quad k = 0, 1, \dots, r+1. \quad (2-22)$$

Les $(r+2)$ coefficients restants sont alors donnés par :

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ r+2 & r+3 & \dots & 2r+3 \\ (r+1)(r+2) & (r+2)(r+3) & \dots & (2r+2)(2r+3) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ (r+2)! & \frac{(r+3)!}{2} & \dots & \frac{(2r+3)!}{(r+2)!} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{j(r+2)} \\ \vdots \\ a_{j(2r+3)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_j(t_f) - \sum_{l=0}^{r+1} \frac{T^l}{l!} y_j^{(l)}(t_i) \\ \vdots \\ T^k \left(y_j^{(k)}(t_f) - \sum_{l=k}^{r+1} \frac{T^{l-k}}{(l-k)!} y_j^{(l)}(t_i) \right) \\ \vdots \\ T^{r+1} (y_j^{(r+1)}(t_f) - y_j^{(r+1)}(t_i)) \end{pmatrix}. \quad (2-23)$$

En suivant la méthodologie précédente, la construction d'une trajectoire dans un cas particulier important à savoir les trajectoires dites "arrêt-arrêt" pour lequel le système est au repos au démarrage et à l'arrivée peut être obtenue.

Si les points de départ $(x(t_i), u(t_i))$ et d'arrivée $(x(t_f), u(t_f))$ sont des points d'équilibre, la dérivée de x et u aux instants t_i et t_f sont nul (ainsi que leurs dérivées successives). $y(t_i)$ et $y(t_f)$ sont aussi des points d'équilibre pour le système. D'après (2-14) et (2-15), nous avons :

$$x(t_i) = \varphi(y(t_i), 0, \dots, 0), \quad u(t_i) = \psi(y(t_i), 0, \dots, 0), \quad (2-24)$$

$$x(t_f) = \varphi(y(t_f), 0, \dots, 0), \quad u(t_f) = \psi(y(t_f), 0, \dots, 0). \quad (2-25)$$

La construction précédente s'adapte donc facilement en remplaçant toutes les dérivées de y par 0 en t_i et en t_f . Il obtient alors les trajectoires "arrêt-arrêt" de la forme suivante :

$$y_j(t) = y_j(t_i) + (y_j(t_f) - y_j(t_i)) \left(\frac{t-t_i}{T} \right)^{r+2} \sum_{k=0}^{r+1} a_{jk} \left(\frac{t-t_i}{T} \right)^k, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (2-26)$$

avec $a_{j0}, \dots, a_{j(r+1)}$, solution de :

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ r+2 & r+3 & \dots & 2r+3 \\ (r+1)(r+2) & (r+2)(r+3) & \dots & (2r+2)(2r+3) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ (r+2)! & \frac{(r+3)!}{2} & \dots & \frac{(2r+3)!}{(r+2)!} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{j0} \\ \vdots \\ a_{j(r+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (2-27)$$

Comme toutes les dérivées de y doivent être nulles à l'équilibre, nous pouvons ajouter un nombre fini arbitraire de conditions initiales et finales nulles sur les dérivées d'ordre supérieur à $(r+1)$ sans changer les points d'équilibre de départ et d'arrivée. De cette manière, nous pouvons augmenter la régularité de la trajectoire et ainsi rendre le démarrage et l'arrivée plus "calmes". Cette remarque peut être utile en pratique si l'on veut éviter, à l'arrivée, d'exciter des modes oscillants ou instables.

Nous allons donner un exemple de construction de trajectoire d'un système plat (convertisseur DC/DC de type élévateur) présenté en section 2.2.1. L'objectif de contrôle de ce système est d'asservir la tension de sortie v_s qui partant d'un point initial à l'équilibre à l'instant t_1 avec $v_s(t_1) = V_{d1}$ doit converger vers le point d'équilibre final à l'instant t_2 avec $v_s(t_2) = V_{d2}$ où $\Delta t = (t_2 - t_1) > 0$. La sortie plate du système évaluée au démarrage ($y(t_1)$) et à l'arrivée ($y(t_2)$) vérifie alors :

$$\begin{cases} y(t_1) = \frac{I}{2} L \left(\frac{V_{d1}^2}{R_{ch} V_e} \right)^2 + \frac{1}{2} C_0 V_{d1}^2 \\ y(t_2) = \frac{I}{2} L \left(\frac{V_{d2}^2}{R_{ch} V_e} \right)^2 + \frac{1}{2} C_0 V_{d2}^2 \end{cases}. \quad (2-28)$$

Une trajectoire en boucle ouverte $I(t)$ est proposée en [Ang98] pour la sortie plate y reliant les deux points d'équilibre $y(t_1)$ et $y(t_2)$. Cette trajectoire est construite par interpolation polynomiale de façon analogue :

$$I(t) = y(t_1) + (y(t_2) - y(t_1)) \left[21 \left(\frac{t-t_1}{T} \right)^5 - 35 \left(\frac{t-t_1}{T} \right)^6 + 15 \left(\frac{t-t_1}{T} \right)^7 \right]. \quad (2-29)$$

La trajectoire proposée satisfait les conditions initiale et finale suivantes pour la sortie plate :

$$\begin{cases} I(t_1) = y(t_1), & \dot{I}(t_1) = 0, & \ddot{I}(t_1) = 0, & I^{(3)}(t_1) = 0, & I^{(4)}(t_1) = 0, \\ I(t_2) = y(t_2), & \dot{I}(t_2) = 0, & \ddot{I}(t_2) = 0, & & \end{cases}$$

Une fois connue la trajectoire de la sortie plate, il est possible à l'aide de la relation (2-7), de connaître la trajectoire suivie par le courant moyen circulant à travers l'inductance. On obtient :

$$I_{\bar{L}}(t) = \begin{cases} \frac{V_{d1}^2}{R_{ch}V_e} & \text{si } t \leq t_1 \\ \Phi & \text{si } t_1 < t < t_2 \\ \frac{V_{d2}^2}{R_{ch}V_e} & \text{si } t \geq t_2 \end{cases}, \quad (2-30)$$

$$\text{où } \Phi = \sqrt{\frac{(R_{ch}C_oV_e)^2}{4L^2} + \frac{R_{ch}C_o}{L} \dot{I}(t) + \frac{2}{L} I(t) - \frac{R_{ch}C_oV_e}{2L}}.$$

2.2.2.1.2 Planification sous contraintes [Lév03],[Mar08]

Planification sous contraintes peut être classée en deux types: des contraintes de type géométrique, i.e. la trajectoire de la sortie plate ne doit pas sortir d'un certain domaine de l'espace, ou des contraintes quantitatives sur certaines positions, vitesses, accélérations, etc.

Afin de étudier la planification sous contraintes géométriques, supposons que l'on veuille planifier des trajectoires "arrêt-arrêt" d'un système plat à m entrées et n états, et que nous désirons garantir que les trajectoires de la sortie plate restent dans un domaine de l'espace décrit par l'inéquation $A(y) \leq 0$. Supposons, pour simplifier, que A est surjective de R^m dans R et C^∞ et que les points de départ y_i et d'arrivée y_f appartiennent à la frontière de ce domaine, i.e. $A(y_i) = A(y_f) = 0$ et à la même composante connexe, notée A_0 , de l'ensemble $A=0$. Une trajectoire $t \rightarrow y^*(t)$ vérifiant $A(y^*(t)) = 0$ peut être alors construite pour tout t , et donc vérifiée $A(y) \leq 0$, de la manière suivante:

comme A est surjective, par le théorème des fonctions implicites, il existe une application Y d'un voisinage de U de R^{m-1} dans $A \subset R^{m-1}$ telle que, après renumérotation éventuelle des composantes de y , $y_m = Y(y_1, \dots, y_{m-1})$ implique $A(y_1, \dots, y_{m-1}, Y(y_1, \dots, y_{m-1})) = 0$ pour tout $(y_1, \dots, y_{m-1}) \in U$. Nous avons alors en particulier $y_m(t_i) = Y(y_1(t_i), \dots, y_{m-1}(t_i))$ et $y_m(t_f) = Y(y_1(t_f), \dots, y_{m-1}(t_f))$. Il suffit alors de construire $m-1$ courbes $t \rightarrow y_j(t)$, $j=1, \dots, m-1$, vérifiant, à l'instant initial, pour $j=1, \dots, m-1$, $\dot{y}_j(t_i) = \dots = y_j^{(r+1)}(t_i) = 0$ et, à l'instant final, $\dot{y}_j(t_f) = \dots = y_j^{(r+1)}(t_f) = 0$.

En effet, dans ce cas, nous aurons $y_m(t_i) = Y(y_1(t_i), \dots, y_m(t_i))$, $\dot{y}_m(t_i) = \sum_{j=1}^{m-1} \frac{\partial Y}{\partial y_j} \dot{y}_j(t_i) = 0$, et, par récurrence, $y_m^{(r+1)}(t_i) = 0$, de sorte que les conditions initiales et finales arrêt-arrêt sont automatiquement satisfaites.

Reste à construire les $m-1$ courbes $t \rightarrow y_j(t)$, $j=1, \dots, m-1$ vérifiant les conditions initiales et finales ci-dessus. Il est procédé alors comme le cas donné par l'équation (2-26) et (2-27).

La construction sera terminée en composant ces trajectoires avec Y pour obtenir la dernière composante de y et ainsi la trajectoire y^* cherchée. Ensuite x et u peuvent être déduits de la façon habituelle.

Il est souvent demandé, en plus des contraintes géométriques, que certaines variables du système soient bornées, et notamment les entrées (contraintes quantitatives). La durée totale $T((t_f - t_i))$ de la trajectoire peut être réglée de sorte que ces bornes soient respectées. Si le temps réduit τ est défini par $\tau = (t - t_i)/T$, nous aurons :

$$\dot{y}(t) = \frac{1}{T} \frac{dy}{d\tau}(\tau(t)), \quad \ddot{y}(t) = \frac{1}{T^2} \frac{d^2y}{d\tau^2}(\tau(t)), \quad \dots, \quad y^{(k)}(t) = \frac{1}{T^k} \frac{d^k y}{d\tau^k}(\tau(t)), \quad \dots,$$

de sorte que : $\max \|y^{(k)}(t)\| = \frac{1}{T^k} \max \left\| \frac{d^k y}{d\tau^k}(\tau) \right\|, \quad \forall k > 1, t \in [t_i, t_f], \tau \in [0, 1].$

Pour des constantes C_1, \dots, C_k donnée, si nous voulons assurer que $\|\dot{y}\| \leq C_1, \dots, \|y^{(k)}\| \leq C_k$, il suffit de choisir la durée T comme :

$$T = \max \left\{ \frac{1}{C_1} \|y^{(k)}(t)\|, \dots, \left(\frac{1}{C_k} \max \left\| \frac{d^k y}{d\tau^k}(\tau) \right\| \right)^{\frac{1}{k}} \right\}. \quad (2-31)$$

Les constantes C_j sont alors choisies de sorte à garantir les bornes voulues sur les variables d'origine du système. Supposons par exemple qu'il est voulue que $\|u\| \leq C_u$.

Comme $u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)})$, pour un T suffisamment grand, nous avons :

$$\begin{aligned}
 \|u\| &= \left\| \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) \right\| = \left\| \psi \left(y, \frac{1}{T} \frac{dy}{d\tau}, \dots, \frac{1}{T^{r+1}} \frac{d^{r+1}y}{d\tau^{r+1}} \right) \right\| \\
 &\leq \left\| \psi(y, 0, \dots, 0) \right\| + \frac{1}{T} \left\| \frac{d\psi}{d\dot{y}} \right\| \left\| \frac{dy}{d\tau} \right\| + \dots + \frac{1}{T^{r+1}} \left\| \frac{d\psi}{dy^{(r+1)}} \right\| \left\| \frac{d^{r+1}y}{d\tau^{r+1}} \right\|, \\
 &\leq \left\| \psi(y, 0, \dots, 0) \right\| + \left\| \frac{d\psi}{d\dot{y}} \right\| C_1 + \dots + \left\| \frac{d\psi}{dy^{(r+1)}} \right\| C_{r+1} \\
 &\leq C_u
 \end{aligned}$$

ce qui permet de choisir les constantes $C_k, k = 1, \dots, (r+1)$ en fonction de C_u puis T par la (2-31). Pour conclure, s'il existe des trajectoires qui satisfont les contraintes données, nous pouvons arriver à les obtenir en augmentant suffisamment la durée T de la trajectoire.

A la fin de section 2.2.2.1.1, nous avons donné un exemple de construction d'une trajectoire sans contrainte d'un convertisseur élévateur. Les auteurs en [Gen04b] ont utilisé une trajectoire polynomiale sous les contraintes physiques suivantes:

- 1) la pente de variation de courant i_L est limitée que ce soit à la montée ou à la descente du courant
- 2) en pratique, le courant dans l'inductance est limité à une valeur maximale.

Une planification de trajectoire sous contrainte en-ligne requiert une estimation de la charge. Une trajectoire polynomiale $y_p(t)$ d'ordre quatre valide dans l'intervalle $[t_i, t_i+T_p]$ est proposée

pour arriver à la valeur constante $y_{ref} = 0,5 \left[L \left(\frac{V_{sref}^2}{\hat{R}_{ch} V_e} \right)^2 + C_0 V_{sref}^2 \right]$, avec :

$$y_p(t) = \sum_{j=0}^k a_j (t - t_i)^j,$$

\hat{R}_{ch} et V_{sref} étant respectivement la résistance estimée de la charge et la tension référence de sortie.

Autrement dit, $y_p(t_0+T_p)=y_{ref}$. T_p est la période de discrétisation de la trajectoire. Si la trajectoire planifiée ne satisfait pas les contraintes, un nouveau calcul de trajectoire sera effectué sur l'intervalle $[t_i, t_i+n_p T_p]$, où n_p est une constante. Au début, n_p est réglé à sa valeur maximale prédéterminée. Si la trajectoire planifiée satisfait les contraintes, la valeur de n_p sera diminuée itérativement jusqu'à une valeur minimale au-delà de laquelle les contraintes ne seront pas respectées. Si aucune trajectoire ne satisfait les contraintes sur la période maximale de discrétisation, alors la trajectoire sera défini avec une nouvelle valeur finale : $y_p(t_0+T_p)=y_{ref}+r[y_{ref}-y_p(t_0)]$ où r est modifiée itérativement de manière à se rapprocher de la valeur à atteindre tout en respectant les contraintes à la fin de l'horizon.

2.2.2.2 Suivi de trajectoire

Jusqu'à présent la platitude nous sert à calculer les commandes correspondant aux trajectoires en boucle ouverte du système. Si le système est précisément connu et si les perturbations venant de l'environnement extérieur n'ont pas un effet important dans le domaine d'utilisation du système, l'anticipation, à elle seule, va nous permettre de nous rapprocher de l'objectif fixé. Par contre, si la modélisation n'est pas assez précise ou trop perturbée, l'anticipation va devoir être complétée par une loi de commande pour assurer l'asservissement de la trajectoire à sa référence. Le problème du suivi de trajectoires consiste donc à trouver une loi de commande en boucle fermée permettant de garantir que, pour une classe de perturbations donnée, l'état du système va tendre asymptotiquement vers la trajectoire de référence.

Comme il est mentionné auparavant, un des grands avantages à utiliser les propriétés de platitude d'un modèle est que, contrairement aux commandes basées sur une approche « petit signal », la planification d'une trajectoire viable physiquement pour les sorties plates du système permet de prévoir les trajectoires de toutes les variables d'état du système (via la relation (2-11)). De plus l'asservissement d'une sortie plate n'est là que pour compenser les erreurs de modélisations ou les variations paramétriques du système.

Pour un système plat, dans un domaine ouvert ne contenant pas de point singulier, le suivi des trajectoires peut être résolu grâce au bouclage dynamique endogène aboutissant au système linéaire commandable (2-12). En effet, soit y une sortie plate correspondant à l'état x et l'entrée u , supposés mesurés, et soit y_{ref} la trajectoire de référence de la sortie plate, posons $e_i = y_{refi} - y_i$, i variant de 1 à m , les composantes du vecteur d'erreur e . Utilisant l'équation (2-12) sous la forme $y^{(r+1)} = v$, nous aurons:

$$v_i = y_{refi}^{(r_i+1)} + \sum_{j=0}^{r_i} k_{ij} \cdot (y_{refi}^{(j)} - y_i^{(j)}), \quad (2-32)$$

avec les coefficients k_{ij} tel 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 converge exponentiellement vers 0 : $e_i^{(r_i+1)} = -\sum_{j=0}^{r_i} k_{ij} \cdot e_i^{(j)}$ et

donc, y et toutes ses dérivées jusqu'à l'ordre $r+1$ convergent vers leur références.

L'application de la méthode de contrôle par platitude a trouvé ses domaines d'intérêt en électrotechnique ces dernières années. Il est important de souligner que de nombreuses classes de systèmes couramment utilisés en théorie du contrôle non linéaire sont plats. Il doit être bien souligné que la platitude est une propriété du système. Autrement dit, nous n'essayons pas de transformer le système à un système linéaire par un retour dynamique et changement de coordonnées. En effet, l'intérêt majeur de la platitude est précisément qu'il ne convertit pas les systèmes non linéaires en linéaires. Quand un système est plat, il est une indication que la structure non-linéaire du système est bien caractérisée et cette structure peut être exploitée pour concevoir des algorithmes de contrôle (planification de trajectoire, stabilité).

2.3 Linéarisation entrée/sortie

2.3.1 Principe

L'idée fondamentale de l'approche repose sur la transformation d'un système dynamique non linéaire en un système linéaire découplé grâce à un retour d'état non linéaire. Cette technique diffère entièrement de la linéarisation conventionnelle car elle ne met pas en œuvre un quelconque développement limité autour d'un point de fonctionnement et des stratégies de découplage du système linéarisé obtenu. Elle utilise un retour d'état large signal non linéaire qui va permettre la linéarisation entrée/sortie du système mais nécessite pour cela la connaissance des ses variables d'état (utilisation si nécessaire d'observateurs : Kalman, Luenberger, glissant ...) et de ses paramètres. La technique de linéarisation peut être regardée comme une manière de transformer des modèles de systèmes complexes en modèles équivalents plus simple.

La technique de linéarisation entrée/sortie pour les systèmes multi-entrées/multi-sorties (anglais : MIMO system or Multi-Input/Multi-Output system) s'applique à des systèmes non linéaires pouvant se mettre sous la forme :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{u}; \quad \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \quad (2-33)$$

où :

- \mathbf{x} est le vecteur d'état de dimension n ,
- \mathbf{u} est le vecteur d'entrée (on notera u_i ses composantes) de dimension m ,
- \mathbf{y} est le vecteur des sorties du système (on notera y_i ses composantes) de dimension m ,
- \mathbf{f} et \mathbf{h} sont des applications respectivement de \mathfrak{R}^n dans \mathfrak{R}^n et \mathfrak{R}^m ,
- $\mathbf{D}(\mathbf{x})$ est une matrice de $n \times m$ dont les colonnes sont des champs de vecteurs $\mathbf{d}_i(\mathbf{x})$.

Pour obtenir la linéarisation entrée/sortie du système, il est nécessaire de dériver autant de fois que nécessaire les variables de sortie du système de manière à faire apparaître explicitement les variables d'entrées dans l'expression des dérivées successives. Avant de calculer explicitement le retour d'état permettant de linéariser le système non linéaire défini par la relation (2-33), il est nécessaire de préciser les notations qui vont être utilisées.

Dérivée de Lie :

Soit y_i une variable de sortie appartenant à \mathfrak{R} et vérifiant $y_i = h_i(x)$ ou $h_i(x)$ est une application de \mathfrak{R}^n dans \mathfrak{R} de classe suffisante et \mathbf{x} un vecteur d'état vérifiant l'équation (2-33). Alors la dérivée de la variable y_i par rapport au temps s'écrit :

$$\dot{y}_i = \frac{\partial h_i(x)}{\partial \mathbf{x}} \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{u})$$

Nous posons alors :

$$L_{\mathbf{f}} h_i(x) = \frac{\partial h_i}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{f}(\mathbf{x}) : \text{dérivée de Lie de } h_i(x) \text{ par rapport au champs de vecteur } \mathbf{f}(\mathbf{x})$$

$$L_{\mathbf{d}_i} h_i(x) = \frac{\partial h_i}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{d}_i(\mathbf{x}) : \text{dérivée de Lie de } h_i(x) \text{ par rapport au champs de vecteur } \mathbf{d}_i(\mathbf{x})$$

$$L_{\mathbf{f}}^k h_i(x) = L_{\mathbf{f}} L_{\mathbf{f}}^{k-1} h_i(x)$$

$$L_{\mathbf{f}}^0 h_i(x) = h_i(x)$$

Il vient alors : $\dot{y}_i = L_{\mathbf{f}} h_i(x) + \sum_{j=1}^m L_{\mathbf{d}_j} h_i(x) u_j$. Supposons maintenant que le terme $\sum_{j=1}^m L_{\mathbf{d}_j} h_i(x) u_j$ soit nul. Le calcul de la dérivée seconde de y_i par rapport au temps mène alors à : $\ddot{y}_i = L_{\mathbf{f}}^2 h_i(x) + \sum_{j=1}^m L_{\mathbf{d}_j} L_{\mathbf{f}} h_i(x) u_j$.

Supposons qu'encore une fois aucune composante du vecteur d'entrée n'apparaisse dans le calcul de la dérivée seconde et posons r_i le plus petit nombre entier tel qu'au moins une composante du vecteur d'entrée apparaisse dans l'expression de la dérivée $i^{\text{ème}}$ de la sortie y_i . Il vient alors :

$$y_i^{(r_i)} = L_{\mathbf{f}}^{r_i} h_i(\mathbf{x}) + \sum_{j=1}^m L_{\mathbf{d}_j} L_{\mathbf{f}}^{r_i-1} h_i(\mathbf{x}) u_j, \quad (2-34)$$

où $L_{\mathbf{d}_j} L_{\mathbf{f}}^{r_i-1} h_i(\mathbf{x}) = 0$ pour i variant de 0 à $r_i - 1$ et $\forall j \in \{1, \dots, m\}$.

Degré relatif :

On appelle *degré relatif* du système (2-34) en x_0 , le vecteur $[r_1, r_2, \dots, r_m]^T$ vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que $L_{\mathbf{d}_j} L_{\mathbf{f}}^{r_i-1} h_i(\mathbf{x}) \neq 0 \quad \forall x \in D_0$ pour j variant de 1 à m et D_0 un voisinage de x_0 . Les dérivées successives du vecteur de sortie y vérifient alors :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\mathbf{f}}^{r_1} h_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_{\mathbf{f}}^{r_m} h_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \mathbf{E}(\mathbf{x}) \mathbf{u}, \quad (2-35)$$

où la $m \times m$ matrice $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ est appelée « matrice de découplage du système multi entrée multi sortie » et vérifie :

$$\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{d_1} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) & L_{d_2} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) & \cdots & L_{d_m} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) \\ L_{d_1} L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) & L_{d_2} L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) & \cdots & L_{d_m} L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{d_1} L_f^{r_m-1} h_m(\mathbf{x}) & L_{d_2} L_f^{r_m-1} h_m(\mathbf{x}) & \cdots & L_{d_m} L_f^{r_m-1} h_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix}.$$

Si la matrice $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ est non singulière, la transformation suivante va permettre la linéarisation entrée/sortie du système (2-35). Nous posons:

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}(\mathbf{x})^{-1} \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(\mathbf{x}) \\ L_f^{r_2} h_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \end{pmatrix}. \quad (2-36)$$

En utilisant la relation (2-36), l'expression (2-35) se simplifie et conduit à :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix}. \quad (2-37)$$

Une représentation du système obtenu est donnée sur la Fig.2-3.

L'avantage de la linéarisation entrée sortie est alors de pouvoir, suite à cette transformation mathématique, linéariser mais surtout découpler le contrôle de chaque sortie du système. Si cette transformation est réalisable, obtenir la stabilité de dispositifs interconnectés devient un problème évident d'automatique linéaire. Bien que l'utilisation de cette technique soit relativement ancienne ([Rio94],[Mar93],[Gui00],[Lee00]), elle était utilisée essentiellement pour le contrôle de dispositifs électriques indépendants.

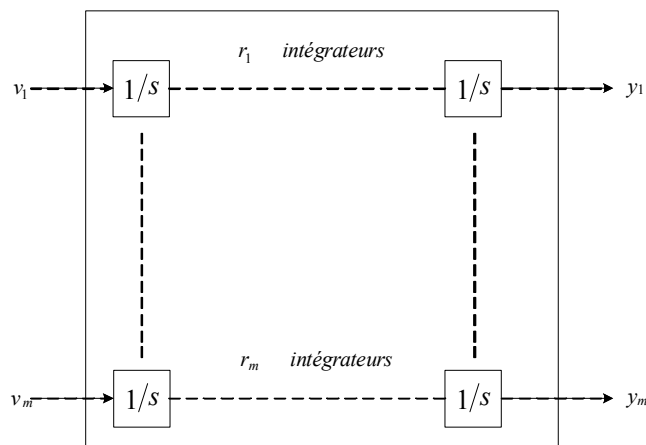


Figure 2-3: Système obtenu après linéarisation entrée sortie.

2.3.2 Limitations de ce type de transformation

Le premier est lié à la présence de zéros dynamiques dit "instables" dans le système [Lee03],[Slo91]. Dans ce cas de figure, la technique de linéarisation entrée sortie génère un système instable. Ces zéros dynamiques instables en électrotechnique traduisent souvent un transfert non symétrique de l'énergie entre l'étage d'entrée et la sortie du convertisseur (structures Buck/Boost, redresseur commandé triphasé, convertisseur Flyback,...). Par exemple, dans une structure élévatrice, l'énergie est d'abords stockée dans l'inductance puis restituée à la charge lors de la phase de blocage de l'interrupteur principal. Toute augmentation du rapport cyclique (entrée du système) se traduira directement par une augmentation de l'énergie stockée dans l'élément inductif. Mais cette énergie ne sera restituée à la capacité de sortie (la tension capacitive étant la grandeur de sortie) qu'après le blocage de l'interrupteur; d'où l'apparition d'un zéro instable (à partie réelle positive) dans la fonction de transfert entrée/sortie. Il n'est alors pas judicieux d'essayer d'appliquer la technique de linéarisation entrée/sortie à de tels systèmes. Il est préférable alors de modifier la structure de commande en intégrant par exemple une boucle de courant ou de puissance dans la structure de contrôle. L'utilisation d'une telle boucle présente l'avantage, pour des systèmes ayant une puissance nominale importante, de pouvoir introduire facilement des limitations de courant et/ou de puissance. Il suffit ensuite d'appliquer la technique de linéarisation au système constitué du système initial muni de ses boucles de courant ou de puissance à condition toutefois que le système obtenu puisse être modélisé sous la forme (2-33) et que la matrice de découplage $E(x)$ du système soit non singulière.

Le second est sa sensibilité aux variations paramétriques du système et aux incertitudes de modélisation. Différentes techniques ont été proposées pour minimiser cette sensibilité paramétrique. En [Wai01], les auteurs proposent un algorithme de linéarisation robuste utilisant un prédicteur d'incertitude basé sur la théorie des systèmes de Grey. Cette technique permet d'estimer les perturbations extérieures au système et de les prendre en compte lors de la linéarisation. Cependant, la dynamique de convergence du prédicteur limite l'utilisation de cette technique notamment dans les systèmes à dynamique rapide comme par exemple le contrôle des courant dans les convertisseurs. D'autres auteurs plus récemment, proposent de modifier la nature de la transformation afin de la rendre plus robuste. La modification porte sur le fait de ne plus transformer le système initial en un système se mettant sous la forme de Brunovsky mais en un système correspondant à sa forme linéarisée autour d'un point de fonctionnement [Luc06],[Won01]. L'avantage de cette technique est de ne plus ramener les pôles du système en zéro et donc d'améliorer la robustesse du système lors de variations paramétriques et/ou d'erreurs de modélisation mais ceci au pris d'une augmentation significative de la puissance de calcul. Afin de pouvoir faire des tests de la structure de contrôle choisi avec les outils de développement temps réel existant, il est aussi possible d'utiliser des régulateurs non linéaires qui assurent les propriétés de robustesse du système vis-à-vis des variations paramétriques ou des erreurs de modélisations pour une linéarisation entrée sortie conventionnelle.

Exemple de calcul de zéros dynamique

Prenons à titre d'exemple le système différentiel suivant [Liu07]:

$$\begin{cases} \dot{x} = ax + (a - b)u \\ \dot{y} = x + u \end{cases} \quad (2-38)$$

Supposons que y soit la sortie de notre système et u l'entrée. Le système est du deuxième ordre ; le point d'équilibre du système est le point $(0, 0)$ et la commande au point d'équilibre est nulle. L'utilisation de la transformée de Laplace du système (les variables d'état étant supposées nulles à l'instant initial) permet d'obtenir la fonction de transfert entrée/sortie du système. Il vient :

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{s-b}{s(s-a)}. \quad (2-39)$$

Ce système admet donc deux pôles et un zéro z_i égal à b . La stabilité du système impose que $a < 0$. Appliquons maintenant la transformation entrée sortie décrite par l'équation (2-36) à ce système. Elle conduit au résultat suivant en posant $v = x + u$:

$$\begin{cases} \dot{x} = bx + (a-b)v \\ \dot{y} = v \end{cases}, \quad (2-40)$$

où v est la nouvelle entrée du système obtenu après la linéarisation entrée/sortie. Nous montrons alors, d'après la relation (2-40), que si le coefficient b est positif (le zéro est dit alors "instable") le système équivalent obtenu après transformation est instable. En fait il est impossible de compenser un zéro instable par l'ajout d'un pôle instable ce qui limite l'utilisation de cette technique dans de tels systèmes. Cette notion se généralise dans le cas de systèmes non linéaires et nous parlons alors de "zéros dynamiques instables". Les notions de zéros dynamiques instables pour les systèmes non linéaires sont largement traitées dans la littérature [Slo91] et ne font pas l'objet d'une étude approfondie dans ce chapitre. Pour illustrer l'influence des zéros dynamiques instables en électronique de puissance, prenons le cas d'un convertisseur élévateur (DC/DC Boost converter) présenté dans la Fig.2-1, fonctionnant en mode de conduction continue. Ce hacheur fonctionnant en mode de conduction continue (par hypothèse), nous utilisons une modélisation au sens des valeurs moyennes. Supposons une résistance r_L est en série avec l'inductance. Le dispositif peut alors se modéliser par les deux équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= V_e - (1-\bar{u})\bar{v}_s - r_L \bar{i}_L \\ C_o \frac{d\bar{v}_s}{dt} &= (1-\bar{u})\bar{i}_L - \frac{\bar{v}_s}{R_{ch}} \end{aligned}, \quad (2-41)$$

où les grandeurs \bar{i}_L et \bar{v}_s représente l'évolution du courant moyen circulant dans l'inductance et la tension moyenne aux bornes de la capacité de sortie (moyenne calculée sur une période de découpage). Ces deux grandeurs sont supposées positives ou nulles. \bar{u} est la valeur moyenne de la commande discrète $u \in \{0, 1\}$ et représente le rapport cyclique imposé par la commande. C'est donc la grandeur d'entrée du système. Soit $y = \bar{v}_s$ la variable de sortie de notre système. Le bouclage statique donnée par l'expression (2-37) conduit alors à :

$$\begin{aligned}
 (1 - \bar{u}) &= \frac{I}{\bar{i}_L} \left(C_o \cdot v + \frac{y}{R_{ch}} \right) \\
 L \frac{d\bar{i}_L}{dt} + \left(r_L + \frac{I}{\bar{i}_L^2} \cdot \frac{y^2}{R_{ch}} \right) \bar{i}_L &= V_e - \frac{y}{\bar{i}_L} C_o \cdot v . \\
 \dot{y} &= v
 \end{aligned} \tag{2-42}$$

Au point d'équilibre du système, $v=0$. Le point d'équilibre sera asymptotiquement stable à condition qu'au point d'équilibre du système (repéré par un indice e), la condition suivante soit vérifiée :

$$r_L - \frac{I}{\bar{i}_{L_e}^2} \cdot \frac{y_e^2}{R_{ch}} > 0 \Leftrightarrow r_L > \frac{(1 - \bar{u}_e) \cdot \bar{v}_{s_e}}{\bar{i}_{L_e}} . \tag{2-43a}$$

On peut aussi expliquer l'origine physique de l'instabilité en constatant qu'une commande v positive (qui tendrait à faire décroître une erreur positive de tension) provoquera une diminution de la valeur du rapport cyclique \bar{u} et donc une diminution de la puissance transmise à la charge. Réciproquement, une valeur négative de v qui tendrait à corriger une erreur négative de tension, entraînera une augmentation du rapport cyclique et donc de la puissance transmise à la charge. Ces deux résultats montrent que le système après transformation entrée sortie peut être instable. Le terme de "zéros dynamiques instables" est donc lié en fait aux valeurs propres associées à la grandeur de sortie. Evaluons autour d'un point de fonctionnement la fonction de transfert entrée/sortie du montage élévateur (notons x_e la valeur d'une variable x évaluée au point d'équilibre et \tilde{x} sa variation autour de ce point). Il vient alors :

$$\frac{\tilde{v}_s(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{(1 - \bar{u}_e) \bar{v}_{s_e} - (r + sL) \bar{i}_{L_e}}{a(\tau_e s + 1)(\tau_c s + 1) + (1 - \bar{u}_e)^2} , \tag{2-43b}$$

avec : $a = r_L / R_{ch}$ $\tau_e = L / r_L$ $\tau_c = R_{ch} C_o$.

Lorsque la chute de tension aux bornes de l'inductance est négligeable devant la tension moyenne appliquée à l'interrupteur commandable ($(1 - \bar{u}_e) \bar{v}_{s_e} > r \bar{i}_{L_e}$), alors le système linéarisé (2-43) admet un zéro à partie réelle positive fonction du point de fonctionnement. On retrouve ici le résultat obtenu en (2-43a).

A l'opposé, prenons le cas d'un hacheur série fonctionnant en mode de conduction continue et admettant la représentation au sens des grandeurs moyennes ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 L \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \bar{u} \cdot V_e - \bar{v}_s - r_L \bar{i}_L \\
 C_o \frac{d\bar{v}_s}{dt} &= \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_s}{R_{ch}} .
 \end{aligned} \tag{2-44}$$

Posons alors comme précédemment $y = \bar{v}_s$ la variable de sortie de notre système. On peut montrer très facilement que le degré relatif associé à cette sortie est de deux. Le bouclage statique donnée par l'expression (2-37) conduit alors à :

$$\begin{aligned}\bar{u} &= \frac{1}{V_e} \left(LC_o \cdot v + \frac{L}{R_{ch}} \dot{y} + y + r_L \bar{i}_L \right) \\ \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= C_o \cdot v + \frac{\dot{y}}{R_{ch}} \\ \ddot{y} &= \frac{d^2 \bar{v}_s}{dt^2} = v\end{aligned}\quad (2-45)$$

Il est évident que le système linéaire obtenu est stable en boucle ouverte. L'application de la linéarisation entrée sortie au hacheur abaisseur ne pose donc aucun problème.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé deux types de commande non linéaires qui vont être utilisées dans les chapitres suivants. Au début de ce chapitre, nous avons commencé par présenter la notion des systèmes plats. Le système plat est un système pour lequel toutes les variables d'état et les variables de commande du système peuvent s'exprimer en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées sans intégration des équations différentielles. Il est alors possible de planifier les trajectoires désirées pour les sorties du système. Nous avons introduit la planification sans ou sous contrainte des trajectoires des sorties plates. Notamment, la construction de trajectoire dite "arrêt-arrêt" pour lequel le système est au repos au démarrage et à l'arrivée a été étudiée. Si le système était parfaitement connu, il serait alors possible de générer la commande du système en boucle ouverte pour obtenir les trajectoires désirées. Dans les applications électrotechniques, cet état de fait est impossible et un asservissement des trajectoires à leurs références doit être implémenté, sachant que le rôle des régulateurs est de rejeter les perturbations dues aux erreurs de modélisation du système. Une des propriétés intéressantes de la commande par platitude est d'assurer naturellement le découplage des commandes du système. A la fin de ce chapitre, la technique de linéarisation entrée/sortie a été présentée avec ses principaux intérêts (linéarité du système après transformation, découplage des contrôles) et ses principaux défauts (zéros dynamiques instables, sensibilité paramétriques). Des exemples issus de l'électronique de puissance ont été traités pour illustrer cette transformation.

Chapitre 3 : **Contrôle d'une source hybride d'énergie basée sur la notion de platitude des systèmes : application et comparaison des différentes architectures de puissance envisageables**

3.1 **Introduction**

Dans le premier chapitre, nous avons présenté diverses structures et différentes méthodes de commande utilisées pour assurer le contrôle de systèmes hybrides. Entre ces structures, la configuration hybride la plus simple est construite en connectant à la fois une source principale (pile à combustible) et une source auxiliaire (batterie) directement sur le bus continu d'alimentation comme ce qui est proposé par [Jon99]. Ce système hybride passif a l'avantage de la simplicité et de la robustesse mais présente un certain nombre d'inconvénients : premièrement, il est nécessaire de faire correspondre la tension nominale de la pile à combustible (PAC) à celle de la batterie, ce qui élimine beaucoup de souplesse dans la conception du système hybride. De plus, la puissance est répartie passivement entre la pile à combustible et la batterie (en fonction des caractéristiques de chacun) [Jia05],[Gao04]. Contrairement au choix fait pour cette structure passive, les auteurs en [Gao04], [Jia05] et [Nad96] ont placé un convertisseur DC/DC entre la pile à combustible et la batterie (figures 1-25 et 1-26), ce qui accroît considérablement la puissance crête de sortie, tout en réduisant le poids et le volume du système. Le partage de puissance entre les sources peut ensuite être activement contrôlé. En revanche, les méthodes proposées par *L. Gao et al.* [Gao04] et par *Z. Jiang et al.* [Jia05] reposent toutes sur des stratégies utilisant des commutations d'algorithme lors d'un changement du mode de fonctionnement du système hybride. Dans le premier chapitre, nous avons présenté les stratégies proposées par *M. Ayad et al.* [Aya03] pour une source hybride non régulée en tension de type batteries/supercondensateurs, et par *P. Thounthong et al.* [Tho04a], [Tho04b] pour un système associant une pile à combustible et un pack de supercondensateurs régulée en tension. Les stratégies utilisées dans ces articles sont basées explicitement sur l'état du système. Le problème d'une telle stratégie de commande est bien connu : à un état du système, défini en fonction de ses grandeurs physiques (courants, tensions), correspond un algorithme de contrôle, et toute transition entre deux états donne lieu à une permutation d'algorithmes [Tho05] , [Aya07]. D'où un risque de phénomène dit de "chattering" (permutations intempestives d'algorithme), lorsque le système fonctionne au voisinage d'une frontière entre deux états.

D'après les résultats présentés dans le chapitre un, nous constatons que l'utilisation de la logique floue employée par les auteurs en [Ami06] a entraîné de fortes oscillations sur la tension de sortie d'une source hybride d'énergie constituée d'une pile à combustible, d'une batterie et d'un supercondensateur.

Une stratégie de contrôle non linéaire basée sur la passivité a également été proposée pour assurer le contrôle d'une source hybride [Beh06] et a été testée par simulation. Dans la méthode proposée, la faible dynamique des piles à combustible n'a pas été compensée par la source auxiliaire qui est un pack de supercondensateurs.

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre I, les auteurs en [Tho07] ont développés une stratégie de contrôle sans algorithme de commutation pour un système constitué d'une pile à combustible et d'une batterie. Dans ces travaux, le contrôle de la puissance fournie par la pile à combustible est effectué par un convertisseur continu-continu connecté directement à la pile (les schémas sont présentés sur la Fig.1-37 au premier chapitre). Dans ce chapitre, nous proposons deux variantes de structures de puissance en associant une pile à combustible et un pack de

supercondensateur comme la source principale et auxiliaire, respectivement. Dans ces structures, la PAC est reliée directement (via une diode de protection) à un bus continu régulé. La valeur de tension de ce bus continu est asservie à une tension de référence variable permettant de gérer les flots d'énergie dans le système hybride. Une limitation de la dynamique de variation de cette tension permet d'assurer les contraintes dynamiques induites par l'utilisation d'une pile à combustible. Cette limitation est effectuée en insérant dans la structure de génération de tension de référence, un filtre du premier ordre dont la nature et les paramètres seront à dimensionner en fonction de la dynamique de la puissance fournie par la pile à combustible. Les deux structures de puissance choisies pour la gestion d'énergie de systèmes hybride, permettent d'appliquer les stratégies de commande sans commutation d'algorithmes et d'éviter ainsi le phénomène de "chattering" apparaissant lors de commutation d'algorithmes.

Nous avons présenté deux méthodes non-linéaires, l'une basée sur la notion de platitude et l'autre utilisant l'approche linéarisation entrée-sortie, dans le chapitre précédent, pouvant être appliquées au contrôle de systèmes électriques hybrides. Dans ce chapitre, nous allons développer une nouvelle stratégie de contrôle basée sur la notion de platitude permettant de gérer l'énergie dans les systèmes comportant plusieurs sources, plusieurs charges et des organes de stockage d'énergie. La méthode est applicable à une classe de systèmes différentiels connus sous le nom de systèmes plats. Un système plat est un système pour lequel toutes ses variables d'état et ses variables de commande peuvent s'exprimer en fonction d'une sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées sans intégration des équations différentielles [Nie94]. La gestion des flots d'énergie est réalisée grâce à la génération de trajectoires prédéfinies que doivent suivre les grandeurs de sortie du système.

Bien que la technique de contrôle utilisant la notion de platitude soit entrée dans le domaine de l'électrotechnique depuis un certain nombre d'années, cette technique n'a pas été utilisée pour assurer la gestion d'énergie de systèmes hybrides électriques, bien que celle-ci soit particulièrement adaptée aux applications pour lesquelles la planification de trajectoire explicite est nécessaire. Nous avons vu que les auteurs en [Gen04b],[Web04] appliquent cette technique au contrôle d'un hacheur élévateur considérant l'énergie totale stockée dans le convertisseur comme la sortie plate du système. Cette énergie est la somme des énergies stockées dans la bobine (énergie électromagnétique) et le condensateur (énergie électrostatique).

Dans ce chapitre, en admettant des hypothèses simplificatrices justifiées, nous développons d'abord des modèles des systèmes hybrides étudiés, grâce auxquelles nous mettons en évidence que ces systèmes sont "différentiellement plats". Dans une seconde étape, nous développons une stratégie de la gestion de flux d'énergie sans commutation d'algorithme, sachant que les différents modes de fonctionnement sont gérés à l'aide des trajectoires de référence imposées aux sorties des systèmes étudiés. Les résultats de simulation effectués avec le logiciel de simulation numérique Matlab-Simulink vont être présentés pour les deux architectures de puissance étudiées. Le dimensionnement des paramètres de contrôle permettant la prise en compte des contraintes inhérentes à l'utilisation d'une PAC comme source principale d'énergie va être effectué et validé par des résultats de simulation. Quant aux paramètres du système lui-même, une méthodologie permettant le dimensionnement des condensateurs va être développée. Un comparatif des deux structures portant sur leur rendement dans différents modes d'opération va être présenté. Afin de valider les modélisations proposées et les algorithmes de contrôle développés, une validation expérimentale a été mise en œuvre, sachant que la pile à combustible a été émulée dans ce chapitre à l'aide d'une alimentation continue programmée de manière à reproduire le comportement statique de la PAC.

3.2 Description et modélisation de la source hybride

3.2.1 Description du système

Les deux architectures de puissances choisies pour la source électrique hybride sont présentées sur les figures 3-1 et 3-2, de façon à préciser les notations utilisées par la suite. En résumé, la source hybride se compose :

- d'un bus continu basse tension (v_1) de nature capacitive (c_1),
- d'une source principale, de tension v_p fournissant une puissance p_0 , connectée au bus continu basse tension via une diode de protection (D sur les figures 3-1 ou 3-2),
- d'un convertisseur continu-continu deux quadrants (convertisseur DC-DC 2 sur les figures 3-1 ou 3-2), pour augmenter le niveau de la tension de sortie (v_2) jusqu'au niveau requis pour alimenter la charge (moyenne ou haute tension),
- d'un deuxième bus continu moyenne tension (v_2) de nature capacitive (c_2 sur les figures 3-1 ou 3-2) qui est relié à la charge,
- d'un organe de stockage (un pack de supercondensateur c_{sc} sur les figures 3-1 ou 3-2) de tension (v_2),
- et finalement, d'un autre convertisseur continu-continu deux quadrants (convertisseur DC-DC 1 sur les figures 3-1 ou 3-2), bidirectionnel en courant qui est connecté à l'organe stockage. Pour connecter l'organe de stockage au reste du système, deux variantes ont été étudiées : la variante 1 pour laquelle l'organe de stockage est relié au bus continu basse tension (Fig. 3-1) et la variante 2, où elle est reliée au bus alimentant la charge (Fig. 3-2, un bus de moyenne tension dans notre cas).

Rappelons que nous étudions que des sources hybrides continues, et que le terme de source principale correspond ici au choix de la pile à combustible comme source d'énergie et le terme de source auxiliaire correspond au supercondensateur comme source de puissance. Ces sources hybrides, réalisées en associant les piles à combustibles et supercondensateurs, combinent donc par principe les avantages d'une énergie spécifique très élevée et d'une puissance spécifique importante disponible sur des durées appréciables. Elles permettent également de dissocier les dimensionnements en puissance moyenne et en puissance transitoire.

Remarques sur les structures étudiées :

La diode D peut être remplacée par l'association une diode en parallèle avec un transistor MOS. Dès la conduction de la diode, le MOS est mis en conduction pour réduire la chute de tension et donc les pertes dans cet élément de protection. Dès que le courant i_0 devient négatif le MOS est bloqué.

Les convertisseurs DC-DC 1 et DC-DC 2 sur les figures 3-1 et 3-2 sont des structures non isolées dans le cadre de notre étude ; pour les charges de forte puissance, il est possible de remplacer chacun d'entre eux par deux ou plusieurs convertisseurs entrelacés non isolés pour réduire les pertes [Hua08].

Si le rapport de la tension de sortie sur la tension nominale de la source est élevé, on peut préférer un convertisseur de structure isolée pour le convertisseur DC-DC 2 sur les figures 3-1 et 3-2. De même, le convertisseur DC-DC 1 peut être de type isolé dans la variante 2 (Fig. 3-2) lorsque le rapport de la tension de sortie sur la tension nominale de l'élément de stockage est élevé.

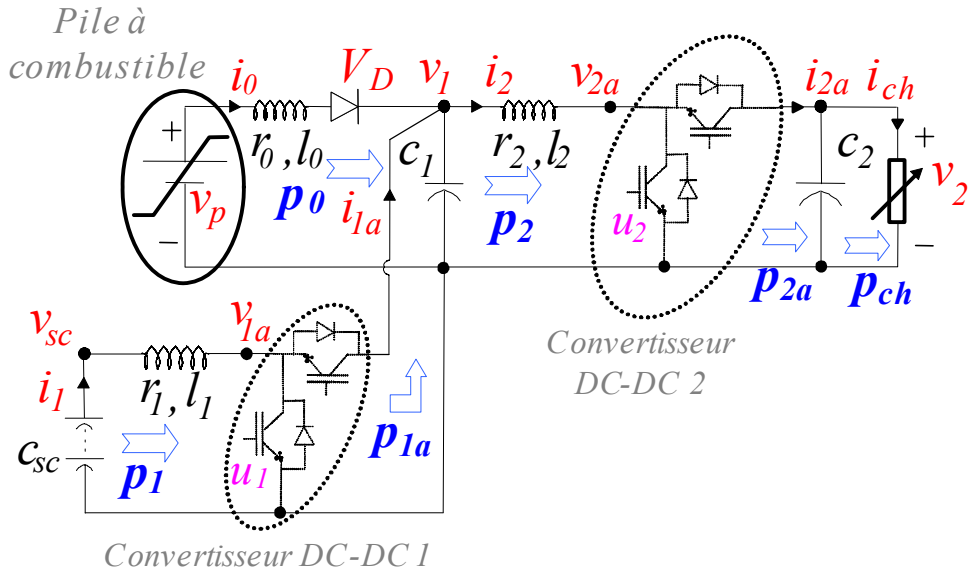


Figure 3-1: Source hybride avec conversion DC-DC bidirectionnel, variante 1 [Pay07b].

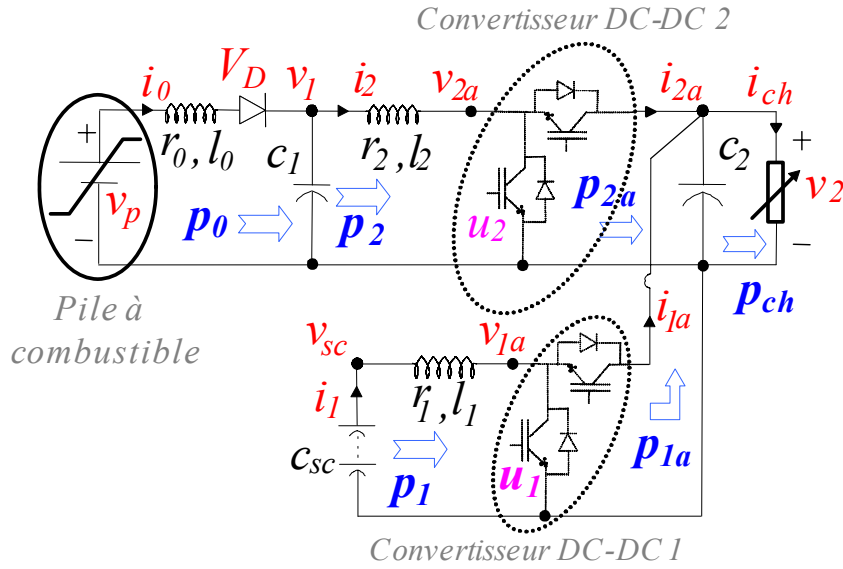


Figure 3- 2: Structure de la source hybride – variante 2 [Pay07b].

3.2.2 Modélisation du système- variante 1

En considérant des notations données par la Fig. 3-1, les équations différentielles régissant le fonctionnement du système peuvent être écrites comme suit :

$$\dot{i}_0 = \frac{1}{l_0} (v_p - r_0 i_0 - V_D - v_1), \quad (3-1a)$$

$$\dot{i}_1 = \frac{1}{l_1} (-r_1 i_1 + v_{sc} - v_{1a}), \quad (3-1b)$$

$$\dot{i}_2 = \frac{1}{l_2} (-r_2 i_2 + v_1 - v_{2a}), \quad (3-1c)$$

$$\dot{v}_{sc} = -\frac{\dot{i}_l}{c_{sc}}, \quad (3-1d)$$

$$\dot{v}_1 = \frac{I}{c_0}(i_0 - i_2 + i_{1a}), \quad (3-1f)$$

$$\dot{v}_2 = \frac{I}{c_2}(i_{2a} - i_{ch}). \quad (3-1e)$$

Où les paramètres r_1 et r_2 représentent les résistances séries des bobines l_1 et l_2 , respectivement des convertisseurs 1 et 2. Pour simplifier l'étude, nous allons faire les hypothèses suivantes :

- 1- Nous supposons que la dynamique de la puissance délivrée par la pile à combustible est limitée.
- 2- La valeur du supercondensateur est très grande. Sa tension varie donc lentement dans le temps.
- 3- La tension du supercondensateur v_{sc} , est considérée comme lentement variable en fonction du temps.
- 4- La valeur de l'inductance de câble l_0 est petite. Elle sera donc négligée par la suite.
- 5- Les variations des énergies électromagnétiques stockées dans les inductances pendant les régimes transitoires sont faibles en comparaison des variations des énergies électrostatiques stockées dans les capacités.

En outre, la dynamique des boucles de courant (i_1 et i_2) est supposée être largement plus rapide que celle des boucles de tension. Les courants i_1 et i_2 sont donc supposés suivre parfaitement leurs références respectives i_{1ref} et i_{2ref} .

Les hypothèses faites ci-dessus permettent alors de construire le modèle d'ordre réduit suivant :

$$\dot{v}_1 = \frac{I}{c_1} \left(\frac{p_{1a} - p_2}{v_1} + i_0 \right), \quad (3-2a)$$

$$\dot{v}_{sc} = \frac{-I}{c_{sc}} \left(\frac{p_1}{v_{sc}} \right), \quad (3-2b)$$

$$\dot{v}_2 = \frac{I}{c_2} \left(\frac{p_{2a} - p_{ch}}{v_2} \right), \quad (3-2c)$$

où l'expression du courant fourni par la pile à combustible (i_0) est donnée par la relation :

$$i_0 = \frac{v_p - v_1 - V_D}{r_0}. \quad (3-3)$$

Dans cette dernière équation, v_p est la tension aux bornes de la pile à combustible qui dépend non linéairement du courant de sortie de la pile à combustible (i_0). Cette tension sera supposée être contrôlée de manière à pouvoir être considéré comme lentement variable dans le temps. L'équation implicite (3-3) permet donc effectivement, connaissant la tension v_1 et les paramètres du système (caractéristique statique de la PAC, tension de seuil de la diode de protection V_D et résistance de câblage r_0), de connaître le courant débité par la PAC.

3.2.3 Modélisation du système- variante 2

Cette seconde structure de source hybride d'énergie est obtenue lorsque le pack de super condensateurs est connecté au niveau du bus continu utilisateur via son convertisseur d'interface. Cette structure (Fig.3-2) semble intéressante notamment lorsque l'organe de stockage d'énergie est appelé à fournir de l'énergie au système sur des temps longs. En effet, contrairement à la structure présentée sur la Fig.3-1 où l'intégralité de la puissance fournie par la source auxiliaire passe à travers le convertisseur principal d'énergie (Conv. DC-DC 2), avec la structure proposée, l'énergie est directement envoyée au bus utilisateur. Cela conduira à un meilleur rendement de l'ensemble du dispositif pour ce type d'application (nous allons comparer le rendement des deux variantes à la fin de ce chapitre).

En faisant les mêmes hypothèses que celles faites pour la structure correspondant à la variante 1, le modèle d'ordre réduit du deuxième système peut être représenté par les équations différentielles suivantes :

$$\dot{v}_1 = \frac{I}{c_1} \left(\frac{-p_2}{v_1} + i_0 \right), \quad (3-4a)$$

$$\dot{v}_{sc} = \frac{-I}{c_{sc}} \left(\frac{p_1}{v_{sc}} \right), \quad (3-4b)$$

$$\dot{v}_2 = \frac{I}{c_2} \left(\frac{p_{1a} + p_{2a} - p_{ch}}{v_2} \right). \quad (3-4c)$$

Le courant de pile à combustible qui apparaît dans l'équation (3-4a), est obtenu par l'équation implicite (3-3).

3.3 Stratégie de contrôle des sources hybrides

Dans la partie précédente, nous avons proposé deux structures différentes de source électrique hybride associant une pile à combustible PEM et un supercondensateur ; la pile à combustible constituant la source principale d'énergie, le pack de supercondensateurs étant lui utilisé pour assurer la continuité de l'approvisionnement en énergie lors des régimes transitoires, des passages en mode de surcharge ou de récupération. Dans cette partie, nous allons détailler une stratégie de gestion d'énergie pour source hybride basée sur la notion de platitude qui ne nécessite pas de commutation d'algorithme et ceci quelques soient les modes d'opération de la source hybride. Dans un premier temps, nous montrerons que les systèmes d'ordre réduit développés précédemment vérifient les conditions de platitude des systèmes différentiels. Puis nous détaillerons alors la stratégie de gestion d'énergie proposée pour assurer un fonctionnement optimal du système.

3.3.1 Etude de la platitude des systèmes étudiés

Les contrôles basés sur la passivité des systèmes différentiels trouvent leur intérêt dans les situations où la génération de trajectoire prédéfinie est utile au contrôle du système. Dans le domaine du génie électrique, l'énergie totale stockée dans un convertisseur de puissance est souvent considérée comme sortie plate du système [Gen09],[Gen04a],[Web04],[Ort04]. Contrairement à d'autres travaux dans lesquels cette sortie plate est utilisée pour générer la trajectoire de référence [Gen04a],[Web04], les variations de l'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance ont été

négligées dans l'approche que nous allons présenter. En effet, lorsque l'énergie totale stockée dans le convertisseur (somme de l'énergie électromagnétique stockée dans les éléments inductifs et l'énergie électrostatique stockée dans les condensateurs) est considérée comme une sortie plate, les paramètres de système doivent être bien connus pour générer correctement les trajectoires de références de la sortie plate. La plupart des articles publiés couplent le contrôle basé sur la notion de platitude avec des estimateurs paramétriques permettant d'améliorer la connaissance des paramètres du système [Gen04b],[Web04]. Néanmoins, l'utilisation de ces estimateurs augmente la complexité du contrôle, le temps de calcul et impose des contraintes sur les performances dynamiques des asservissements des grandeurs de sortie. En outre, une autre limitation de ce type de contrôle est que le courant dans l'élément inductif n'est pas directement contrôlé. Il s'en suit un risque de surintensité en régime transitoire avec ce type de contrôle ce qui limite son application en fait aux petites puissances de fonctionnement. Il est possible toutefois de modifier la nature de la trajectoire de référence pour assurer une limitation en courant dans l'élément inductif. En général, la stratégie consiste lorsque l'énergie totale du système suit sa référence, à rajouter à la trajectoire de référence un terme dépendant de l'erreur de courant. Cette stratégie conduit cependant à des risques de "chattering" lorsque l'énergie totale stockée dans le convertisseur et sa référence sont voisines. En conséquence, dans le travail présenté ci-dessous, afin de simplifier la stratégie de contrôle et optimiser les propriétés dynamiques aussi bien en asservissement qu'en rejet de perturbations (extérieures ou dues à des erreurs de modélisation), tous les convertisseurs sont censés être munis d'asservissement en courant possédant une large bande passante. Les erreurs de modélisation dues aux variations d'énergie électromagnétique ou aux erreurs de modélisation seront compensées par les asservissements assurant l'asservissement de la sortie plate à sa référence.

Nous allons supposer que les courants dans les éléments inductifs sont parfaitement asservis à leur référence respective. Les puissances p_1 et p_2 , montrés dans les figures 3-1 et 3-2, sont considérées comme les variables de contrôle du système. La tension v_1 , et celle du bus utilisateur, v_2 , sont les variables d'état du système d'ordre réduit.

Considérons les énergies électrostatiques stockées dans le condensateur c_1 , et le condensateur connecté à la charge, c_2 , comme les composantes de la sortie plate candidate du système [Pay06], [Pay07a], [Pay08b]:

$$y_1 = \frac{1}{2} c_1 v_1^2, \quad (3-5a)$$

$$y_2 = \frac{1}{2} c_2 v_2^2. \quad (3-5b)$$

Donc, les variables d'état du système, peuvent être exprimées comme des fonctions de la sortie plate :

$$v_1 = \sqrt{\frac{2y_1}{c_1}} = \varphi_1(y_1), \quad (3-6a)$$

$$v_2 = \sqrt{\frac{2y_2}{c_2}} = \varphi_2(y_2). \quad (3-6b)$$

D'après l'équation (3-3), le courant de pile à combustible, i_0 , est aussi une fonction d'une composante de la sortie plate :

$$i_0 = \varphi_3(y_1). \quad (3-7)$$

Les puissances à l'entrée des convertisseurs 1 et 2, notées p_1 et p_2 , vérifient :

$$p_1 = p_{1a} + r_1 i_1^2 + p_{conv1}, \quad (3-8a)$$

$$p_2 = p_{2a} + r_2 i_2^2 + p_{conv2}, \quad (3-8b)$$

où p_{conv} représente les pertes dissipées dans les semi-conducteurs des convertisseurs. Ces pertes comportent deux catégories : pertes par conduction, p_{cond} , et pertes par commutation, p_{comm} . Donc :

$$p_{conv1} = p_{cond1} + p_{comm1}, \quad (3-9a)$$

$$p_{conv2} = p_{cond2} + p_{comm2}. \quad (3-9b)$$

En exprimant les courants inductifs en fonction des grandeurs de commande à savoir les puissances p_1 et p_2 , il vient :

$$p_1 = p_{1a} + r_1 \left(\frac{p_1}{v_{sc}} \right)^2 + p_{conv1}, \quad (3-10a)$$

$$p_2 = p_{2a} + r_2 \left(\frac{p_2}{v_1} \right)^2 + p_{conv2}. \quad (3-10b)$$

Nous allons maintenant utiliser la notation $ST1$ ou $ST2$ lorsqu'il s'agit respectivement des grandeurs associées à la variante 1 (Fig.3-1) ou à la variante 2 (Fig.3-2). Les équations (3-10a) et (3-10b) peuvent être réécrites pour la première structure comme :

$$p_{1_{ST1}} = p_{2_{ST1}} + \dot{y}_{1_{ST1}} - i_{0_{ST1}} v_{1_{ST1}} + r_1 \left(\frac{p_{1_{ST1}}}{v_{sc_{ST1}}} \right)^2 + p_{conv1_{ST1}}, \quad (3-11a)$$

$$p_{2_{ST1}} = v_{2_{ST1}} i_{ch_{ST1}} + \dot{y}_{2_{ST1}} + r_2 \left(\frac{p_{2_{ST1}}}{v_{1_{ST1}}} \right)^2 + p_{conv2_{ST1}}. \quad (3-11b)$$

Les commandes du système vérifient alors :

$$p_{2_{ST1}} = 2 \left(\frac{v_{1_{ST1}}^2}{4r_2} \right) \cdot \left[I \pm \sqrt{I - \frac{\dot{y}_{2_{ST1}} + v_{2_{ST1}} i_{ch_{ST1}} + p_{conv2_{ST1}}}{\left(\frac{v_{1_{ST1}}^2}{4r_2} \right)}} \right], \quad (3-12a)$$

$$p_{1_{ST1}} = 2 \left(\frac{v_{sc_{ST1}}^2}{4r_1} \right) \cdot \left[I \pm \sqrt{I - \frac{\dot{y}_{1_{ST1}} + p_{2_{ST1}} + v_{1_{ST1}} i_{0_{ST1}} + p_{conv1_{ST1}}}{\left(\frac{v_{sc_{ST1}}^2}{4r_1} \right)}} \right]. \quad (3-12b)$$

Il existe donc deux valeurs possibles pour chaque commande du système. Pour déterminer les commandes à choisir, commençons à évaluer la puissance maximale pouvant être fournie par une source de tension (présentée sur la Fig.3-3) ayant une résistance interne r . Lorsque nous évaluons la puissance fournie à la charge en fonction du courant de charge i , il est facile de montrer que cette puissance est maximale pour un courant de charge égal à $i_{max} = \frac{v_e}{2r}$ ce qui correspond à une puissance maximale transmise à la charge donnée par :

$$P_{dmax} = \frac{v_e^2}{4r}. \quad (3-13)$$

Nous pouvons alors définir les puissances maximales P_{1max} et P_{2max} suivantes :

$$P_{1max} = \frac{v_{sc}^2}{4r_1}, \quad (3-14a)$$

$$P_{2max} = \frac{v_l^2}{4r_2}. \quad (3-14b)$$

P_{1max} représente la puissance maximale que peut fournir le pack de supercondensateurs à travers l'inductance l_1 de résistance série r_1 .

P_{2max} représente la puissance maximale qui peut être fournie par le condensateur c_1 à travers l'inductance l_2 de résistance série r_2 .

Bien que les puissances p_1 et p_2 calculées par (3-12) doivent être inférieures ou égales à leur valeur maximum respective P_{1max} et P_{2max} , les solutions ayant un signe positif devant le terme en racine carré n'est pas acceptable. En plus, nous en déduisons:

$$\frac{3P_{2max}}{4} > \dot{y}_2 + v_2 i_{ch} + p_{conv2}, \quad (3-15a)$$

$$\frac{3P_{1max}}{4} > \dot{y}_1 + p_2 + v_1 i_0 + p_{conv1}. \quad (3-15b)$$

Les relations (3-15) assurent que le terme sous la racine dans les expressions (3-12) soit positif. En considérant les pertes p_{conv1} et p_{conv2} constantes, tout comme le courant de charge, i_{ch} , les grandeurs de commande vérifient alors :

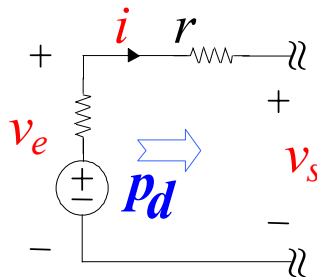


Figure 3- 3: Source de tension en série avec une résistance.

$$p_{2_{ST1}} = 2P_{2_{max_{ST1}}} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{\dot{y}_{2_{ST1}} + p_{ch_{ST1}} + p_{conv2_{ST1}}}{P_{2_{max_{ST1}}}}} \right], \quad (3-16a)$$

$$= \psi_1(y_{2_{ST1}}, \dot{y}_{2_{ST1}})$$

$$p_{1_{ST1}} = 2P_{1_{max_{ST1}}} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{\dot{y}_{1_{ST1}} + p_{2_{ST1}} + p_{0_{ST1}} + p_{conv1_{ST1}}}{P_{1_{max_{ST1}}}}} \right], \quad (3-16b)$$

$$= \psi_2(y_{1_{ST1}}, \dot{y}_{1_{ST1}}, y_{2_{ST1}}, \dot{y}_{2_{ST1}})$$

avec $p_{0_{ST1}} = v_{1_{ST1}} \cdot i_{0_{ST1}}$ et $p_{ch_{ST1}} = v_{2_{ST1}} \cdot i_{ch_{ST1}}$.

Comme le montre les équations (3-6a) et (3-6b) les variables d'état de la première structure sont des fonctions des variables y_1 et y_2 . De surcroît, les variables de commande (p_1 et p_2) peuvent elles aussi s'exprimer comme une fonction de y_1 et y_2 et leur dérivée première ((3-16a) et (3-16b)). Le modèle réduit du système correspondant à la variante 1 peut donc être considéré au sens de *M. Fliess et al.* [Fli92], [Fli95] comme "différentiellement plat". Les énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs constituent les composantes de la sortie plate et les puissances p_1 et p_2 correspondent aux composantes de la commande du système.

En considérant maintenant l'architecture présentée sur la Fig.3-1 et en utilisant les équations (3-10a) et (3-10b), les puissances p_1 et p_2 pour la deuxième variante vérifient :

$$p_{1_{ST2}} = -p_{2_{ST2}} + r_2 \left(\frac{p_{2_{ST2}}}{v_{1_{ST2}}} \right)^2 + \dot{y}_{2_{ST2}} + v_{2_{ST2}} i_{ch_{ST2}} + r_1 \left(\frac{p_{1_{ST2}}}{v_{sc_{ST2}}} \right)^2 + p_{conv1_{ST2}} + p_{conv2_{ST2}}, \quad (3-17a)$$

$$p_{2_{ST2}} = i_{0_{ST2}} v_{1_{ST2}} - \dot{y}_{1_{ST2}}. \quad (3-17b)$$

De la même manière que pour l'obtention des $p_{1_{ST1}}$ et $p_{2_{ST1}}$, les seules solutions admissibles pour les puissances $p_{1_{ST2}}$ et $p_{2_{ST2}}$ s'écrivent :

$$p_{2_{ST2}} = p_{0_{ST2}} - \dot{y}_{1_{ST2}} = \psi_3(y_{1_{ST2}}, \dot{y}_{1_{ST2}}), \quad (3-18a)$$

$$p_{1_{ST2}} = 2P_{1_{max}} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{\dot{y}_{2_{ST2}} + p_{ch_{ST2}} + p_{conv1_{ST1}} + p_{conv2_{ST2}} - p_{2_{ST1}} \left(I - \frac{r_2 p_{2_{ST1}}}{v_1^2} \right)}{P_{1_{max}}}} \right], \quad (3-18b)$$

$$= \psi_4(y_{1_{ST2}}, \dot{y}_{1_{ST2}}, y_{2_{ST2}}, \dot{y}_{2_{ST2}})$$

avec $p_{ch_{ST2}} = v_{2_{ST2}} \cdot i_{ch_{ST2}}$ et $p_{0_{ST2}} = i_{0_{ST2}} v_{1_{ST2}}$.

Comme le montre les deux équations ci-dessus, les variables de contrôle de la deuxième structure sont des fonctions des énergies y_1 , y_2 et de leur dérivée première. De plus, les variables d'état du modèle réduit s'expriment elles aussi en fonction de ces énergies électrostatiques, le modèle réduit associé au système électrique hybride présentée sur la Fig.3-2 peut lui aussi être considéré comme un système plat. Les énergies électrostatiques y_1 et y_2 sont les composantes de la sortie plate ; quant aux puissances $p_{1_{ST2}}$ et $p_{2_{ST2}}$, elles correspondent aux composantes de la commande du système.

3.3.2 Stratégie de contrôle

Dans cette partie, nous allons expliquer comment concevoir la trajectoire de référence de la sortie plate. Puis nous détaillerons la structure de commande utilisée pour assurer l'asservissement de la sortie plate à sa référence. Enfin nous donnerons la structure de contrôle utilisée pour assurer le contrôle du courant dans les éléments inductifs à leur référence respective.

3.3.2.1 Planification de trajectoire

L'un des avantages majeur à la platitude d'un système est de pouvoir planifier la trajectoire de la sortie plate (ou les trajectoires de chacune de ses composantes). Connaissant cette trajectoire, et si la modélisation du système est sans erreur, il est alors possible de connaître l'évolution des variables d'état et des composantes de la commande du système et ceci sans avoir à résoudre aucune équation différentielle. En fait la manière dont est calculée la trajectoire de référence de la sortie plate permet d'assurer les contraintes physiques inhérentes au système comme des contraintes dynamiques, des limitations de courant, de puissance... Pour les deux variantes d'architecture étudiées, les bornes du condensateur c_2 vont servir de point de connexion à l'utilisateur. La tension v_2 aux bornes de ce condensateur doit donc être constante en régime permanent. Quant à la tension aux bornes du condensateur c_1 , nous allons la supposer variable et contrôlée (via son énergie électrostatique) de manière à permettre la gestion des flots d'énergie dans le système.

3.3.2.1.1 Génération de la trajectoire liée à la composante y_2 de la sortie plate

Notons y_{2ref} , l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur c_2 en régime permanent. Elle vérifie :

$$y_{2ref}^* = \frac{1}{2} c_2 V_{2ref}^2, \quad (3-19)$$

où V_{2ref} est la tension souhaitée pour le bus continu utilisateur. Afin de limiter l'appel de puissance lors de la phase de mise en marche du dispositif, la trajectoire de référence associée à l'énergie stockée dans le condensateur c_2 va être définie comme une fonction du temps. Nous proposons la formulation suivante :

$$y_{2ref} = \frac{1}{2} c_2 V_{2ref}^2 (1 - \exp(-t/\tau_2)). \quad (3-20)$$

Ce qui correspond à un filtrage du premier ordre de l'échelon de référence initiale, τ_2 étant le constant de temps du filtre employé et l'énergie électrostatique stockée dans c_2 étant supposée nulle au démarrage. La Fig.3-4 montre sous forme de schéma bloc la méthode utilisée pour générer la trajectoire de référence y_{2ref} de cette trajectoire de référence en bloc-diagramme forme.

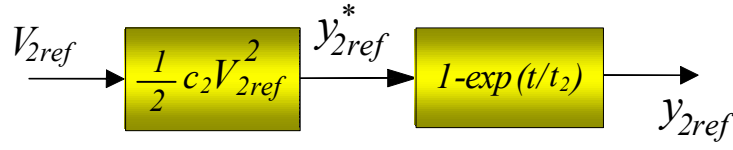


Figure 3- 4: Génération de la trajectoire de référence y_{2ref} .

3.3.2.1.2 Génération de la trajectoire liée à la composante y_1 de la sortie plate

- Pour limiter le courant (ou la puissance) débité par la source d'énergie (pile à combustible) et respecter ses contraintes de fonctionnement, la variable y_{1ref} doit être bornée. Ainsi, la tension du condensateur c_1 doit appartenir à l'intervalle $[V_{pmin} - r_0 i_{0max} - V_D, V_{pmax}]$ où i_{0max} est le courant maximum autorisé pour la pile à combustible, V_{pmin} représente la tension minimum de pile à combustible correspondant à ce courant et V_{pmax} est la tension maximum de pile à combustible (tension à vide).

- En régime permanent (noté par la suite ss), lorsque le système opère en mode normal de fonctionnement, la puissance délivrée par la pile à combustible doit être égale à la puissance fournie à la charge, et le pack de supercondensateurs doit être chargé à sa valeur nominale (c'est-à-dire que la tension à ces bornes doit vérifier $v_{sc} = V_{scref}$, V_{scref} étant la tension nominale de fonctionnement du pack). En conséquence, le pilotage de la tension aux bornes du condensateur c_1 doit permettre d'atteindre ce point de fonctionnement ; sa référence va donc naturellement dépendre de l'erreur de tension du pack de supercondensateurs et du courant débité par la pile à combustible en régime permanent (i.e. du courant de la charge i_2 en régime permanent). Nous posons alors :

$$y_{1ref} = f(i_2, v_{sc}, V_{scref}). \quad (3-21)$$

Considérant le cahier des charges précédent, nous proposons la formulation suivante pour générer la référence de tension v_{1ref}^* :

$$v_{1ref}^* = (v_p - V_D - r_0 i_{2f}) + K_p (v_{sc}(t) - V_{scref}), \quad (3-22)$$

où $i_{2f}(t)$ est obtenue par filtrage unitaire du premier ordre de constante de temps T du courant inductif $i_2(t)$:

$$i_{2f}(t) = L^{-1} \left[I_2(s) \cdot \frac{1}{Ts + 1} \right], \quad (3-23)$$

$$V_{pmin} - V_D - r_0 i_{0max} \leq (v_p - r_0 i_{2f}) + K_p (v_{sc}(t) - V_{scref}) \leq V_{pmax}. \quad (3-24)$$

Dans les équations ci-dessus, K_p est un gain proportionnel utilisé pour assurer l'asservissement de la tension du pack de supercondensateurs à sa référence. Nous noterons que le système présentant un intégrateur pur intrinsèque, il n'est pas nécessaire en théorie d'ajouter un terme

intégral pour assurer une erreur statique nulle sur la tension du pack de supercondensateurs. Un synoptique présentant la génération de cette tension de référence est donné sur la Fig.3-5.

Reste maintenant, connaissant cette tension de référence, à générer la trajectoire de référence liée à l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur c_l . Néanmoins, il est impératif de limiter la dynamique de variations de cette énergie sous peine de ne pas respecter les contraintes dynamiques liées à la pile à combustible et notamment la dynamique de variation du courant de pile à combustible. En effet la dynamique de la pile à combustible est étroitement liée à celle de ses auxiliaires (compresseurs, régulateur d'humidité, contrôleur de température...) dont les dynamiques sont particulièrement faibles. Pour assurer cette contrainte, l'énergie de référence définie à partir de l'expression 3-22 va donc être filtrée (Fig.3-6) par un filtre du premier ordre dont la constante de temps τ_l est calculée de manière à vérifier la contrainte en $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}$.

Cela permet de limiter indirectement la variation du courant débité par la pile à une valeur compatible avec un fonctionnement sans appauvrissement transitoire en gaz. Nous posons alors :

$$\begin{aligned} y_{Iref}(t) &= 0.5c_l v_{Iref}^2(t) \\ &= L^{-1} \left[Y_{Iref}^*(s) \cdot \frac{1}{\tau_l s + 1} \right], \end{aligned} \quad (3-25)$$

avec:

$$Y_{Iref}^* = 0.5c_l v_{Iref}^{*2}. \quad (3-26)$$

Compte tenu de la loi de commande gérant l'énergie électrostatique contenue dans c_l , nous constatons qu'une augmentation de la puissance consommée par la charge conduira, dans tous les cas de figures, à une diminution de la tension imposée aux bornes du condensateur c_l .

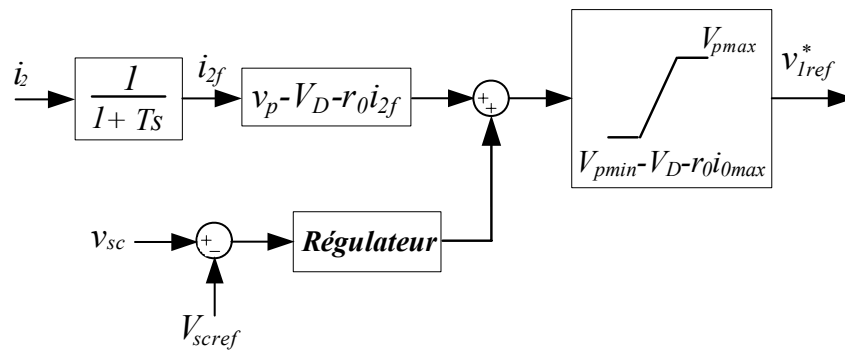


Figure 3- 5: Synoptique de la génération de la tension de référence du bus continu.

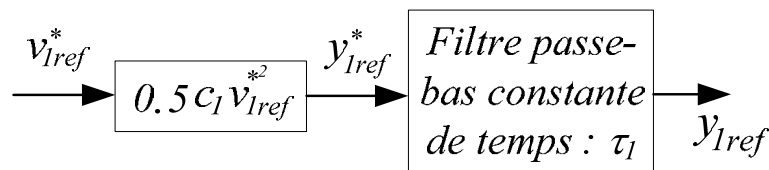


Figure 3- 6: Calcul de la trajectoire de référence liée à la composante y_l de la sortie plate.

Si la puissance demandée par la charge est supérieure à la puissance maximale que peut fournir la pile à combustible, la tension de référence v_{Iref} sera fixée à $v_{Imin}=V_{pmin}-V_D-r_0i_{0max}$ (cf Fig.3-5) et le système recourra à la source auxiliaire pour compenser la différence de puissance entre la puissance de charge et la puissance maximum fournie par la source principale.

De même, lorsque la puissance de charge en régime permanent est inférieure à la puissance maximale de la source principale, $p_{ch} < P_{pmax}$, et que la tension du pack de supercondensateurs est inférieure à sa valeur de sa référence, $v_{sc} < V_{scref}$, la tension aux bornes du condensateur c_1 sera alors forcée à diminuer de manière à fournir de l'énergie aux supercondensateurs. Lorsque la tension du pack sera égale à sa valeur de référence, alors la tension du bus continu sera égale à sa valeur nominale, $v_{In}=v_p-V_D-r_0i_0$; le système sera alors à son point nominal de fonctionnement, l'intégralité de la puissance fournie à la charge viendra de la source principale d'énergie.

Réciproquement lorsque la tension du pack de supercondensateurs est supérieure à sa référence, $v_{sc} > V_{scref}$, la tension de référence de la tension appliquée aux bornes du condensateur c_1 va augmenter jusqu'à sa valeur maximum, V_{pmax} . Cette situation correspond au cas où l'intégralité de l'énergie consommée par la charge est fournie par le pack de supercondensateurs ce qui se traduit par une baisse de celle-ci. Dès que la tension du pack de supercondensateurs s'approche de sa valeur de référence, le courant de pile à combustible augmente de nouveau (sa dynamique est limitée grâce à l'utilisation du filtre passe-bas) pour atteindre le point de fonctionnement du système en régime établi ($v_I = v_{In}$). Dans le cas où le système passerait en mode de récupération d'énergie, $p_{ch} < 0$, le fonctionnement est identique; la tension v_I est régulée à $v_{Iref} = V_{pmax}$ et l'intégralité de l'énergie est stockée dans le pack de supercondensateurs.

3.3.2.2 Dimensionnement du filtre

La dynamique d'une pile à combustible étant limitée par les propriétés dynamiques de tous ses auxiliaires (compresseurs, régulateur d'humidité, contrôleur de température...), il est nécessaire d'assurer qu'à tout moment la variation de courant qu'elle délivre reste inférieure à une valeur critique de la pile (nous poserons $\frac{di}{dt} \leq \left(\frac{di}{dt}\right)_{max} = x$). Nous allons montrer que cette limitation dynamique peut être prise en compte par un dimensionnement adapté de la trajectoire de référence.

Considérons une pile à combustible dont la caractéristique statique V-I vérifie la relation $v=f_i(i)$. Cette pile est connectée au condensateur, c_1 via une résistance r_0 en série avec une diode D (Fig.3-7). Supposons qu'à tout instant, l'énergie électrostatique stockée dans le condensateur suit sa trajectoire de référence et posons τ_1 la constante de temps du filtre du premier ordre utilisé pour générer la trajectoire de référence y_{Iref} . Considérons maintenant une variation brutale de l'énergie consommée par l'utilisation (la puissance de charge passe de 0 à $P_{chmax} > P_{0max}$) ce qui fait passer la tension v_{Iref}^* (équation 3-22) de sa valeur maximale $V_{Imax}=f_i(0)$ à sa valeur minimale $V_{Imin}=f_i(i_{0max}) - r_0 i_{0max} - V_D$.

L'expression temporelle de la référence de l'énergie électrostatique stockée dans c_1 peut alors s'exprimer comme suit :

$$y_{1ref} = \left(\frac{1}{2} c_1 V_{1max}^2 - \frac{1}{2} c_1 V_{1min}^2 \right) \cdot \exp(-t/\tau_1) + \frac{1}{2} c_1 V_{1min}^2. \quad (3-27)$$

Cette puissance est alors une fonction explicite du temps (l'origine des temps correspondant au début de l'échelon de puissance). D'autre part, la puissance fournie par la pile à combustible p_0 (voir Fig.3-7) s'écrit $p_0 = v.i$. Sa dérivée vérifie alors :

$$\frac{dp_0}{dt} = \frac{di}{dt} \cdot \left(v + i \frac{df_i(i)}{di} \right). \quad (3-28)$$

Pendant le régime transitoire du à la variation de puissance de charge, la puissance p_0 fournie par la pile évolue de 0 à P_{max} alors que la décharge du pack de supercondensateurs permet le contrôle de tension du bus continu ce qui assure alors que l'asservissement de l'énergie électrostatique y_l contenue dans c_l suit sa référence y_{1ref} .

Comme le montre la Fig.3-7, la puissance fournie par la pile à combustible est aussi une fonction de sa tension. Autrement dit, $p_0 = f_p(v)$. Donc, en supposant les paramètres physicochimiques de la pile à combustible très lentement variables dans le temps, on peut écrire en première approximation :

$$\frac{dp_0}{dt} = \frac{df_p(v)}{dv} \cdot \frac{dv}{dt}. \quad (3-29)$$

En comparant les expressions 3-28 et 3-29 il vient :

$$\frac{di}{dt} = \frac{\frac{df_p(v)}{dv} \cdot \frac{dv}{dt}}{v + i \frac{df_i(i)}{di}}. \quad (3-30)$$

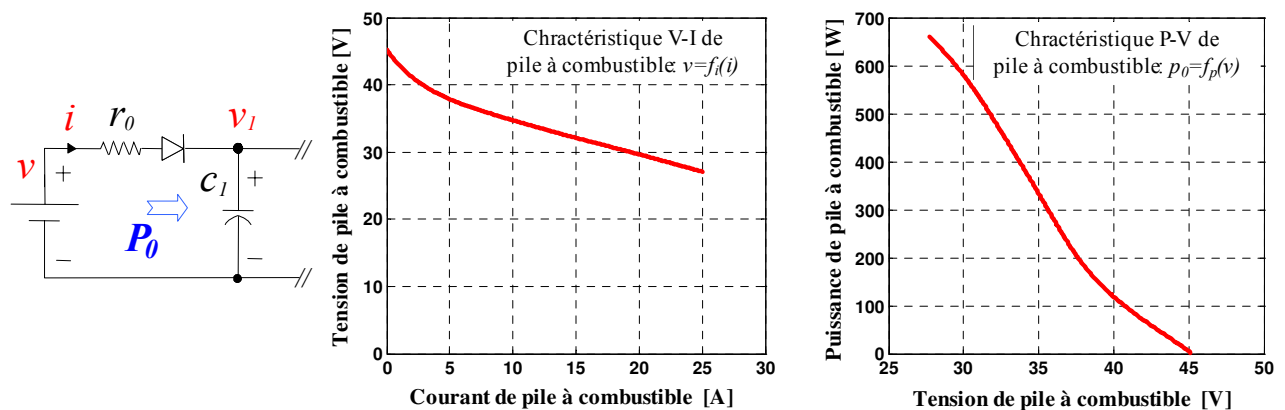


Figure 3- 7: Caractéristique statique $V-I$ et $P-V$ d'une pile à combustible.

De plus, la relation suivante peut être écrite entre la tension de pile à combustible et la tension du bus continu :

$$v - r_0 i - V_D = v_l = v_{lref} = \sqrt{\frac{2y_{lref}(t)}{c_l}}. \quad (3-31)$$

En utilisant les équations (3-27) et (3-29)-(3-31), la dérivée du courant de pile à combustible sera égale à :

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{\frac{df_p(v)}{dv} \cdot \frac{dv_l}{dt}}{v + i \frac{df_i(i)}{di} - r_0 \frac{df_p(v)}{dv}} \\ &= \frac{\frac{df_p(v)}{dv} \cdot \frac{-(V_{lmax}^2 - V_{lmin}^2) \cdot \exp(-t/\tau_l)}{2\tau_l \cdot \sqrt{(V_{lmax}^2 - V_{lmin}^2) \cdot \exp(-t/\tau_l)} + V_{lmin}^2}}{\sqrt{(V_{lmax}^2 - V_{lmin}^2) \cdot \exp(-t/\tau_l)} + V_{lmin}^2} + V_D + i \left[r_0 + \frac{df_i(i)}{di} \right] - r_0 \frac{df_p(v)}{dv}} \end{aligned}, \quad (3-32)$$

où le courant i vérifie: $i = f_i^{-1}(v)$. La valeur calculée par l'équation (3-32) doit toujours être inférieure à la valeur critique $(di/dt)_{max}$ de la pile.

La Figure 3- 8(a) montre l'allure de la dérivée du courant de pile di/dt en fonction du temps pour différentes valeurs de la constante de temps constant τ_l . Comme nous pouvons le constater, l'augmentation de sa valeur permet effectivement de limiter la dynamique de variation du courant de pile à combustible. La valeur de τ_l sera donc choisie de manière à vérifier la contrainte en $(di/dt)_{max}$ de la pile à combustible.

Afin de valider la méthode analytique présentée et les courbes obtenues, le système hybride est simulé dans l'environnement MATLAB-Simulink avec les paramètres indiqués dans le Tab.3-1. La Fig.3-8(b) montre les résultats de la simulation. Les valeurs maximales de di/dt obtenues par la simulation sont en accord avec les résultats obtenus par la méthode analytique.

Comme nous pouvons le constater sur la Fig.3-8, la dérivée du courant à l'instant initial est non nulle. Pour éviter ce phénomène, un filtre du deuxième ordre peut être utilisé pour générer la trajectoire de référence de l'énergie du bus continu. La sortie de ce filtre est une trajectoire du type dite "arrêt-arrêt"; elle partira d'un point d'équilibre (système à l'arrêt) et se dirigera vers le point d'équilibre souhaité. Le non respect des conditions initiales sur les dérivées successives des sorties plates se traduit en effet par des dépassements et des pics de puissance dans le système. Avec un filtre du deuxième ordre d'amortissement unitaire, l'expression temporelle de la référence de l'énergie électrostatique stockée dans c_l peut s'exprimer comme suit :

$$y_{lref} = \left(\frac{I}{2} c_l V_{lmin}^2 - \frac{I}{2} c_l V_{lmax}^2 \right) \cdot \left[1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_l} \right) \cdot \exp(-t/\tau_l) \right] + \frac{I}{2} c_l V_{lmax}^2, \quad (3-33)$$

Tableau 3-1 : paramètres du système simulé

$p_0=0,5 \text{ kW}$	$i_{max}=16,5 \text{ A}$	$r_0=0,02 \text{ } \Omega$
$V_{max}=f_i(0)=45,2 \text{ V}$	$V_{min}=f_i(i_{0max})=31,6 \text{ V}$	$c_1=330 \text{ mF}$

Cette nouvelle expression de l'énergie de référence permet d'obtenir l'expression analytique de la dérivée du courant de pile via l'équation 3-32. Une comparaison entre approche analytique et résultats de simulation est présentée sur la Fig.3-9. Les valeurs maximales de di/dt obtenues par simulation sont en accord avec les résultats obtenus par la méthode analytique. Comme nous pouvons le constater, les valeurs de di/dt sont nulles à l'instant initial lorsqu'un filtre du deuxième ordre est utilisé pour générer la trajectoire de référence.

3.3.2.3 Contrôle des convertisseurs

3.3.2.3.1 Asservissement des trajectoires à leur référence

Pour générer les commandes permettant d'assurer l'asservissement des sorties plates à leur référence, nous utilisons la linéarisation entrée sortie suivante :

$$\dot{y}_1 = v_1, \quad (3-34a)$$

$$\dot{y}_2 = v_2, \quad (3-34b)$$

où les grandeurs de contrôle v_1, v_2 vérifient les lois de commande suivantes [Pay07a]:

$$0 = (v_1 - \dot{y}_{1ref}) + k_{11}(y_1 - y_{1ref}), \quad (3-35a)$$

$$0 = (v_2 - \dot{y}_{2ref}) + k_{21}(y_2 - y_{2ref}). \quad (3-35b)$$

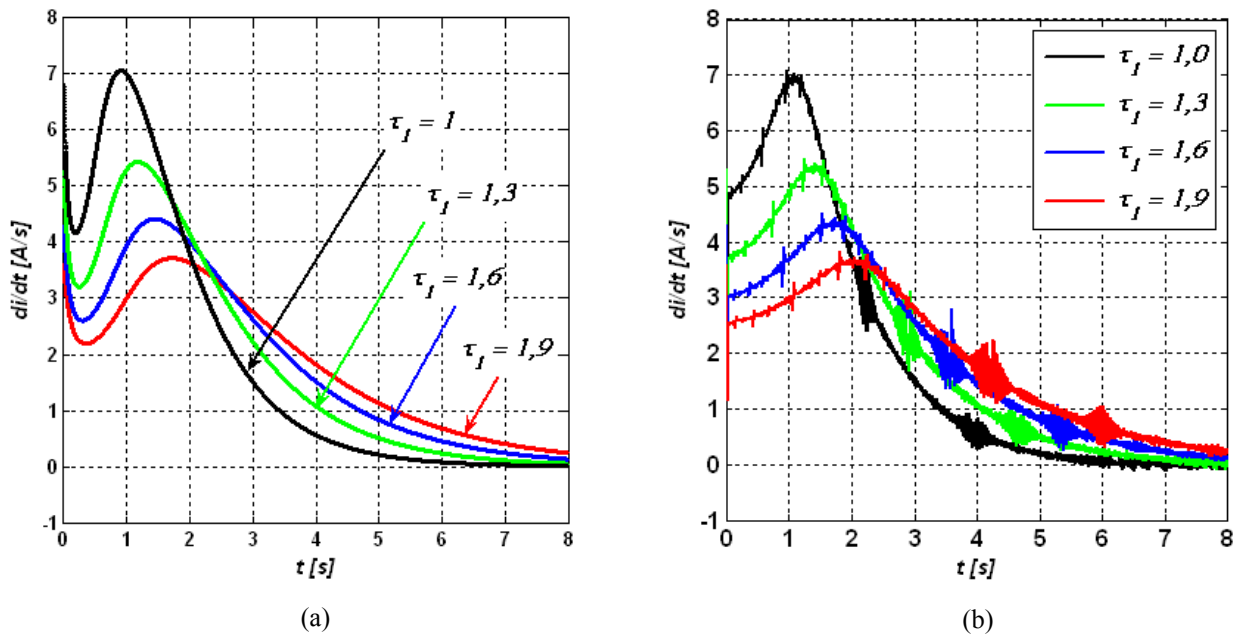
Une partie intégrale $k_{12} \int (y_1 - y_{1ref}) dt$ et $k_{22} \int (y_2 - y_{2ref}) dt$ peut être ajoutée à (3-35a) et (3-35b) respectivement pour assurer une erreur statique nulle en régime permanent. Le point de fonctionnement est asymptotiquement stable lorsque les coefficients k_{11}, k_{12}, k_{21} et k_{22} sont positifs.

Les variables de commande $p_{2_{ST1}}, p_{1_{ST1}}, p_{2_{ST2}}, p_{1_{ST2}}$ peuvent être alors obtenues en remplaçant les dérivées des sorties plates dans les expressions (3-16a), (3-16b), (3-17b) et (3-18b) par les grandeurs v_1, v_2 données par les relations 3-35a et 3-35b.

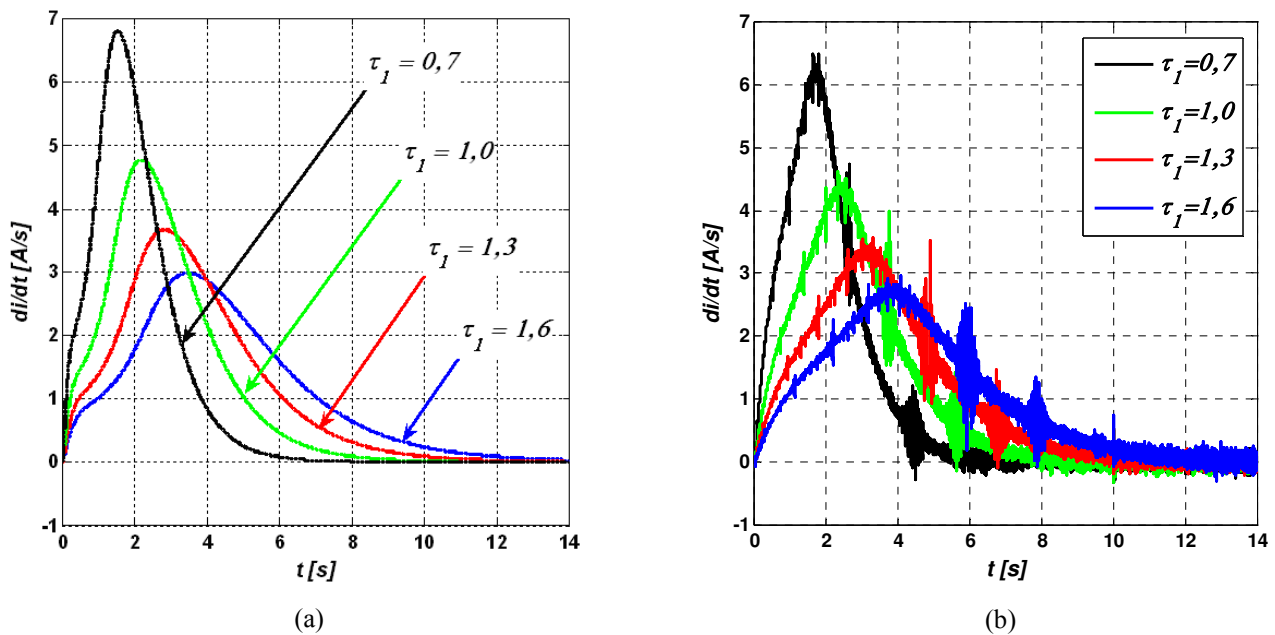
De manière à assurer la validité des expressions (3-16a) et (3-16b), il est nécessaire de saturer les grandeurs de commande v_1, v_2 . Nous posons pour la première variante :

$$-P_{1max_{ST1}} \leq v_{1_{ST1}} \leq \frac{3}{4} P_{1max_{ST1}} + p_{0_{ST1}} - p_{2_{ST1}}, \quad (3-36a)$$

$$-p_{ch_{ST1}} \leq v_{2_{ST1}} \leq \frac{3}{4} P_{2max_{ST1}} - p_{ch_{ST1}}, \quad (3-36b)$$



(a) : résultats obtenus par la méthode analytique, (b) : résultats obtenus par simulation.
 Figure 3- 8: Influence de la constante de temps τ_f d'un filtre première ordre sur la dérivée du courant délivré par la pile à combustible.



(a) : résultats obtenus par la méthode analytique, (b) : résultats obtenus par simulation.
 Figure 3- 9: Influence de la constante de temps τ_f d'un filtre deuxième ordre sur la dérivée du courant délivré par la pile à combustible.

D'autre part, une saturation supplémentaire sera introduite dans le contrôle après le calcul des commandes p_1 et p_2 du système réduit pour tenir compte des limitations de puissance inhérentes aux structures de conversion choisies. Nous posons alors :

$$-(P_{pmax_{ST1}} - p_{ch_{ST1}}) \leq p_{1_{ST1}} \leq P_{1max_{ST1}}, \quad (3-37a)$$

$$-p_{ch_{ST1}} \leq p_{2_{ST1}} \leq P_{pmax_{ST1}} + P_{1max_{ST1}}. \quad (3-37b)$$

De manière identique, pour la structure de puissance correspondant à la seconde variante, les grandeurs de commande du système linéarisé doivent vérifier les conditions suivantes :

$$-P_{2max_{ST2}} \leq v_{1_{ST2}} \leq P_{pmax_{ST2}}, \quad (3-38a)$$

$$-p_{ch_{ST2}} \leq v_{2_{ST2}} \leq \frac{3}{4}P_{1max_{ST2}} - p_{ch_{ST2}} + p_{2_{ST2}} \left(1 - \frac{p_{2_{ST2}}}{4P_{2max_{ST2}}}\right), \quad (3-38b)$$

$$-(P_{pmax_{ST2}} - p_{ch_{ST2}}) \leq p_{1_{ST2}} \leq P_{1max_{ST2}}, \quad (3-39a)$$

$$0 \leq p_{2_{ST2}} \leq P_{2max_{ST2}}. \quad (3-39b)$$

Un synoptique du schéma de contrôle permettant d'assurer l'asservissement de la sortie plate à sa référence est présenté sur la Fig.3-10 pour la variante 1 et sur la Fig.3-11 pour la variante 2. Quant à l'algorithme expliquant la génération de la trajectoire de référence de la sortie plate (ayant pour composantes y_{1ref} et y_{2ref}), il est présenté sur les figures 3-4 et 3-6.

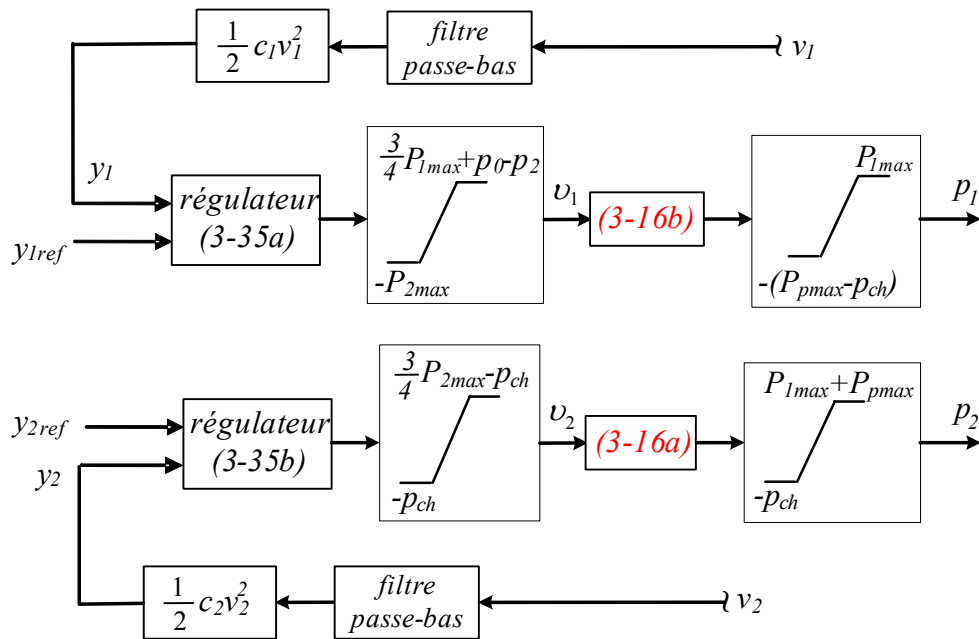


Figure 3- 10: Synoptique du contrôle de la sortie plate à sa référence pour la variante 1.

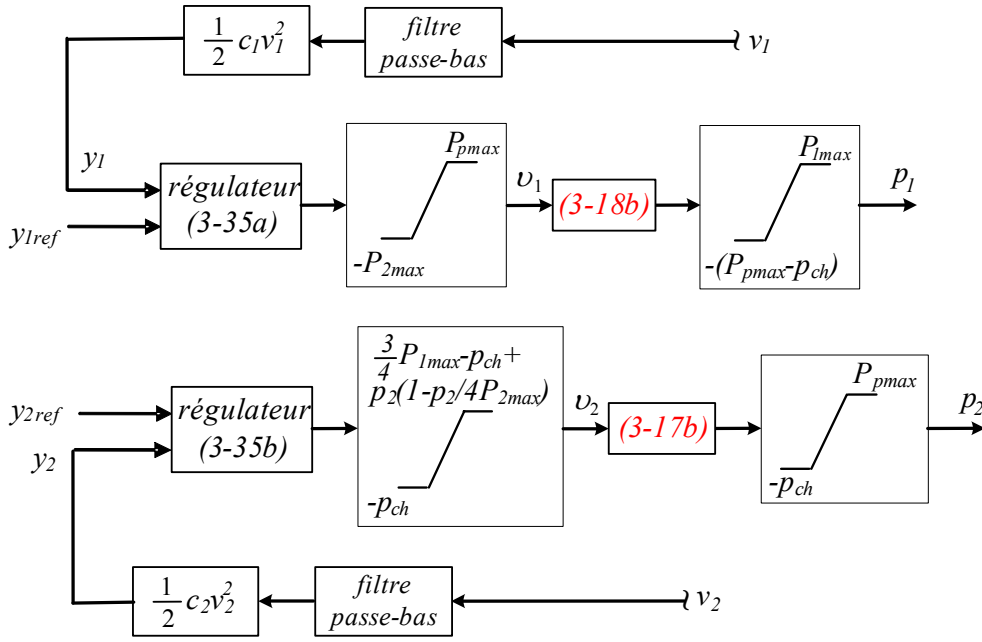


Figure 3- 11: Synoptique du contrôle de la sortie plate à sa référence pour la variante 2.

3.3.2.3.2 Protection en tension du pack de supercondensateurs

La tension du pack de supercondensateurs est appelée à varier de manière importante notamment pendant les modes de récupération ou de surcharge. Pour protéger le pack de supercondensateurs, outre un système actif ou passif d'équilibrage des tensions de chaque supercapacité (sur le prototype expérimental, un équilibrage passif à l'aide de réseaux de résistance a été choisi), il est nécessaire d'inclure un dispositif de protection contre les risques de décharge profonde ou de surcharge du pack de supercondensateurs. Cette protection a été réalisée en incluant dans le contrôle une saturation dynamique sur la puissance fournie ou reçue par le pack de supercondensateurs, saturation dont les valeurs maximale et minimale sont fonction de l'état de charge du pack. Supposons que la tension aux bornes du pack soit autorisée à évoluer dans l'intervalle $[V_{scmin}, V_{scmax}]$. Les puissances minimales P_{scmin} et maximale P_{scmax} sont alors données par les relations suivantes :

$$P_{scmin} = -\alpha P_{max_{conv1}} \cdot \min \left\{ 1, \frac{V_{scmax} - v_{sc}}{\Delta V_{sc2}} \right\}, \quad (3-40a)$$

$$P_{scmax} = \alpha \cdot \min \{ P_{max_{conv1}}, P_{1max} \} \cdot \min \left\{ 1, \frac{v_{sc} - V_{scmin}}{\Delta V_{sc1}} \right\}, \quad (3-40b)$$

où α est un coefficient de sécurité compris entre 0 et 1, ΔV_{sc1} et ΔV_{sc2} les paramètres de contrôle, P_{1max} la puissance maximale pouvant être délivrée par le pack de supercondensateurs et $P_{max_{conv1}}$ est la puissance nominale du convertisseur d'interface DC-DC1 (voir figures 3-1 et 3-2). Cette dernière dépend essentiellement des semi-conducteurs et des composants passifs utilisés pour réaliser le convertisseur. Ce dispositif de protection peut se présenter sous forme graphique comme le montre la Fig.3-12.

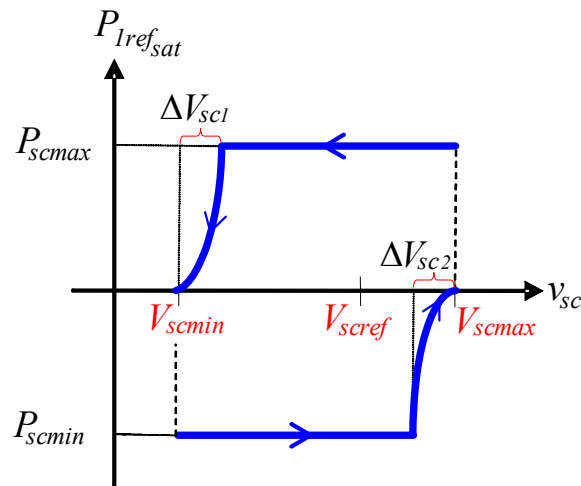


Figure 3- 12: Schéma de principe du système de saturation dynamique de puissance utilisée pour protéger le pack de supercondensateurs contre les risques de décharge profonde ou de surcharge.

3.3.2.3.3 Asservissement des courants inductifs

La méthode de gestion d'énergie détaillée ci-dessus repose sur l'hypothèse forte que les courants dans les éléments inductifs suivent parfaitement leur référence i_{1ref} et i_{2ref} donnés par les relations :

$$i_{1ref} = \frac{p_1}{v_{sc}}, \quad (3-41a)$$

$$i_{2ref} = \frac{p_2}{v_1}. \quad (3-41b)$$

La génération de cette référence ainsi qu'un schéma de commande de l'asservissement en courant est présenté sur la Fig.3-13. L'asservissement en courant utilisé doit posséder une large bande passante en asservissement, et doit rejeter rapidement les perturbations de charge ou celles issues d'erreurs de modélisation. Différentes techniques peuvent être utilisées. La technique dite "MLI" utilise des régulateurs en général à structure linéaire (type PID, RST, LQ) ou non linéaire (glissant, linéarisation entrée/sortie,...) [Utk78]. La Fig.3-14 présente un régulateur de courant MLI utilisant un correcteur linéaire de type proportionnel intégral. La sortie du correcteur est alors comparée à un signal porteur; nous obtenons alors les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence du signal porteur fixe donc 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 part sa structure, des propriétés dynamiques limitées.

Pour augmenter les propriétés dynamiques des régulateurs de courant, il est possible d'utiliser une autre classe de régulateur de courant dont la sortie cette fois ci discrète, permet de piloter directement les interrupteurs de puissance. Parmi ces régulateurs, le plus couramment utilisé, à la fois simple d'utilisation et robuste, est le régulateur dit "à hystérésis". En fait, ce régulateur assure un bon contrôle du courant sans exiger une connaissance parfaite du modèle ou de ses paramètres.

Sa faiblesse réside dans le fait que la fréquence de commutation est variable, ce qui se traduit par la génération de nombreux harmoniques dans la forme d'onde de courant.

De nombreux travaux ont été réalisés pour fixer la fréquence de commutation de ce régulateur via des modifications mineures de sa structure. Quelques auteurs proposent d'utiliser un régulateur à hystérésis avec une largeur de bande variable [Bod01].

En [Com94], les auteurs proposent d'ajouter un signal porteur à une structure de type hystérétique pour assurer le fonctionnement à fréquence fixe. *M. Shamsi et al.* ont étudié eux aussi ce type de régulateur connu sous le nom d'"hystérésis modulé", proposant une légère modification de sa structure permettant d'améliorer globalement ses performances statiques et dynamiques. Son principe de fonctionnement est détaillé sur la Fig.3-14. A la référence de courant i_{ref} est additionné un signal porteur de forme triangulaire d'amplitude A_{tr} et de période T . La référence de courant obtenue après modulation est notée $i_{ref,m}$. Ce nouveau signal de référence est alors comparé à la mesure du courant i . Le signal d'erreur obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande $2B_h$ dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance [Sha07]. Afin de fixer la fréquence de commutation en régime permanent, il ne doit exister que deux intersections entre le courant mesuré et le courant de référence modulé pendant chaque période: le premier avec la limite supérieure du contrôleur d'hystérésis et le deuxième avec sa limite inférieure. Pour une fréquence donnée du signal porteur, les paramètres de contrôle de ce régulateur sont l'amplitude du signal triangulaire (A_{tr}) et la largeur de bande d'hystérésis (B_h).

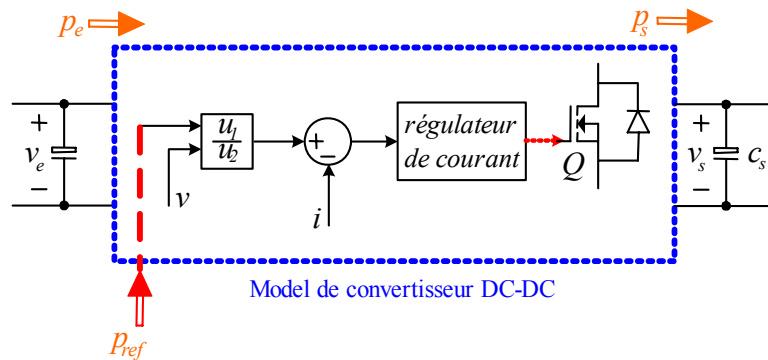


Figure 3- 13: Schéma de principe des asservissements de courant utilisés.

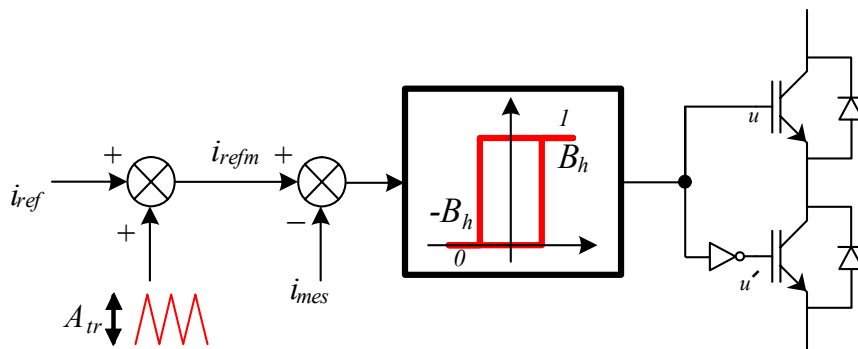


Figure 3- 14: contrôle du courant de type "hystérésis modulée".

Pendant mes travaux de thèse, deux types de régulateurs ont été utilisés. Le régulateur à hystérésis variable a été utilisé dans un premier temps en raison de sa bande passante élevée. Son implantation analogique toutefois ne permettant pas la mise en œuvre facile de modifications, nous avons opté par la suite pour un régulateur MLI couplé à un régulateur non linéaire de courant de type glissant. Bien que plus lent, ce régulateur possède l'avantage d'avoir des pôles en boucle fermée indépendant des paramètres du système ce qui permettait un ajustement facile entre fréquence d'échantillonnage, bande passante des régulateurs de courant et d'énergie.

3.3.3 Calcul des valeurs minimales des capacités c_1 et c_2

Différents critères sont à prendre en compte lors du dimensionnement des capacités c_1 et c_2 . Parmi ces critères, les plus usuels sont l'ondulation de tension, la stabilité du système et la valeur efficace du courant capacitif [Liu08a]. Or d'après les études faites précédemment, la stabilité du système est avérée quelque soit la valeur du condensateur, et ceci grâce aux découplages des contrôles des deux composantes de la sortie plate. Ce résultat est à pondérer par le fait que les hypothèses d'étude, à savoir que les énergies magnétiques stockées dans les inductances sont négligeables par rapport aux énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs, doivent rester vraies. La valeur efficace des courants traversant la capacité conditionne, elle, la température de fonctionnement du condensateur en régime permanent. Le calcul de ce courant efficace et son impact sur la température de la capacité ne sera pas traité dans ce mémoire.

Etant donné que les valeurs minimales des capacités c_1 et c_2 sont déduites des valeurs maximales d'ondulation de tension autorisées à leurs bornes, nous devons choisir le mode de fonctionnement qui conduit à une variation de tension extrême aux bornes de ces condensateurs. Dans un premier temps, les valeurs des éléments inductifs sont supposées être égales à celles des inductances utilisées dans le banc expérimental. Nous montrons que les valeurs minimales des capacités c_1 et c_2 calculées sont effectivement plus faibles que les valeurs de capacités des condensateurs utilisés dans le banc expérimental. Nous montrons ensuite que si les valeurs des éléments inductifs sont plus faibles, il est possible de réduire davantage les valeurs des capacités c_1 et c_2 . Cela met en évidence que les valeurs des éléments inductifs et capacitifs doivent être simultanément optimisées. L'objectif de ce paragraphe est donc la présentation de la méthodologie utilisée pour le dimensionnement des éléments capacitifs à valeurs imposées des éléments inductifs.

3.3.3.1 Calcul des condensateurs pour l'architecture correspondant à la variante 1

3.3.3.1.1 Dimensionnement de la capacité c_2

Considérons le système hybride présenté dans la Fig.3-1. Le dimensionnement de la capacité fait dans ce paragraphe prend uniquement en compte les variations de tension induites par des variations brutales de charge (l'ondulation de tension haute fréquence produite par le découpage a un impact faible sur le dimensionnement de la capacité). La valeur de capacité va être calculée en considérant les variations de tension produites lors d'une variation brutale de la puissance de charge qui passe d'une valeur négative maximale, $-P_{chmaxn}$, (la puissance fournie par la pile à combustible est maximum et le pack de supercondensateurs se recharge avec un courant maximale de charge égale à $-I_{I_{maxn}}$) à la puissance de charge maximale, P_{chmaxp} à $t=t_0$. La tension du bus continue est le pack de supercondensateurs ont leurs valeurs fixées respectivement à $V_{I_{min}}$ et V_{scmin} .

Notons $\Delta t_2 = t_2 - t_0$ (Fig.3-15) le temps nécessaire mis par la commande pour rejeter cette perturbation de charge. Vue l'architecture de puissance étudiée, cet appel de puissance va se traduire par un échelon de consigne du courant de référence i_{2ref} qui va passer de $-I_{2maxn}$ à I_{2maxp} .

Le régulateur de courant du convertisseur d'interface entre la capacité c_2 et le bus continu va alors fixer la commande u_2 (voir Fig.3-15) à un. Le condensateur c_2 est alors isolé du bus continu ce qui doit fournir quasiment l'intégralité de la puissance à la charge. Or la puissance délivrée par le bus continue ne pouvant varier que doucement, c'est l'énergie électrostatique stockée dans c_2 qui va être transmise à la charge. Nous pouvons alors modéliser ce régime transitoire par un retard pure de durée $\Delta t_2 = t_2 - t_0$. Nous posons alors :

$$y_{ch} = P_{chmaxp} \cdot \Delta t_2. \quad (3-42)$$

D'après la stratégie de contrôle, l'énergie de référence du condensateur de sortie peut être supposée constante. Nous pouvons écrire alors les équations suivantes :

$$u_2 = 1 : \forall t \in [t_0, t_2] \rightarrow \begin{cases} \dot{y}_2(t) + p_{ch}(t) = 0 \\ \dot{y}_{2ref}(t) = 0 \\ y_{2ref}(t) = y_2(t_0) \end{cases}. \quad (3-43)$$

En utilisant les équations (3-35b) et (3-43), nous avons :

$$\begin{cases} y_2(t) = y_2(t_0) - P_{chmaxp}(t - t_0) \\ v_2 = k_{21}(y_{2ref}(t) - y_2(t)) \end{cases}. \quad (3-44)$$

En combinant les équations (3-16a) et (3-44) et en utilisant l'équation (3-41b), la référence de courant de convertisseur2 peut être calculée comme suit :

$$i_{2ref}(t) = \frac{V_{lmin}}{2r_2} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{4r_2 P_{chmaxp} [I + k_{21}(t - t_0)]}{V_{lmin}^2}} \right]. \quad (3-45)$$

Il faut noter que pour simplifier les calculs, les pertes dissipées dans les semi-conducteurs des convertisseurs, p_{conv1} et p_{conv2} , ont été négligées dans cette équation. La tension du bus continue est aussi considérée quasi-constante pendant la durée de ce régime transitoire (Fig.3-15). En supposant que la valeur des inductances des convertisseurs d'interface (DC-DC1 et 2) sont données, alors lorsque $u_2 = I$, le courant d'entrée du convertisseur 2 est égale à :

$$i_2(t) = \left[-I_{2maxn} - \frac{V_{lmin}}{r_2} \right] \cdot \exp\left(-\frac{r_2}{l_2}(t - t_0)\right) + \frac{V_{lmin}}{r_2}. \quad (3-46)$$

Cette séquence correspond à une phase de stockage d'énergie magnétique dans la bobine l_2 . Dans cette équation, I_{2maxn} peut être approximé à l'aide d'un bilan de puissance comparant les

puissances entrante et sortante du convertisseur 2 réalisé avant l'échelon de puissance de charge. Nous obtenons :

$$I_{2maxn} = \frac{V_{lmin}}{2r_2} \cdot \left[-I + \sqrt{I + \frac{4r_2 P_{chmaxn}}{V_{lmin}^2}} \right]. \quad (3-47)$$

Evidemment, la durée de la séquence est obtenue en recherchant l'instant t_2 vérifiant : $i_2(t_2) = i_{2ref}(t_2)$. Il est à noter que la valeur l'instant t_2 dépend de la valeur de l'inductance l_2 (voir la relation 3-46)

Finalement, l'équation de (3-42) permet d'exprimer la valeur minimale de capacité c_2 permettant de contrôler la chute de tension durant cette brutale variation de charge. Il vient :

$$c_{2min_{STI}} = \frac{2P_{chmaxp} [t_2 - t_0]}{v_2^2(t_0) - v_2^2(t_2)}, \quad (3-48)$$

où $v_2(t_2)$ est la tension minimale désirée qui vérifie :

$$v_2(t_2) = V_{2ref}(t_0) - \Delta V_2. \quad (3-49)$$

ΔV_2 est la chute de tension autorisée de v_2 autour de sa référence V_{2ref} .

3.3.3.1.2 Dimensionnement de la capacité c_1

Le calcul de la valeur de condensateur c_1 est quasi identique à celui effectué pour la capacité c_2 . Le dimensionnement de la valeur de ce condensateur s'effectue dans le pire des cas, c'est-à-dire quand le système évolue d'un mode de fonctionnement de récupération à un mode de décharge à puissance de charge maximale. Nous allons supposer que le constant de temps $\tau_1 = \frac{l_1}{r_1}$ est beaucoup

plus grand que $\tau_2 = \frac{l_2}{r_2}$. Nous supposons donc que la tension v_2 aux bornes de la capacité c_2 est égale

à sa valeur de référence et par conséquent $v_2 = 0$. Nous rappelons que la valeur de tension du pack des supercondensateurs est minimale et que la pile à combustible fournit sa puissance maximale, P_{fmax} .

Quand la puissance de la charge est négative ($t < t_0$), le courant moyen fourni par le pack de supercondensateurs s'écrit :

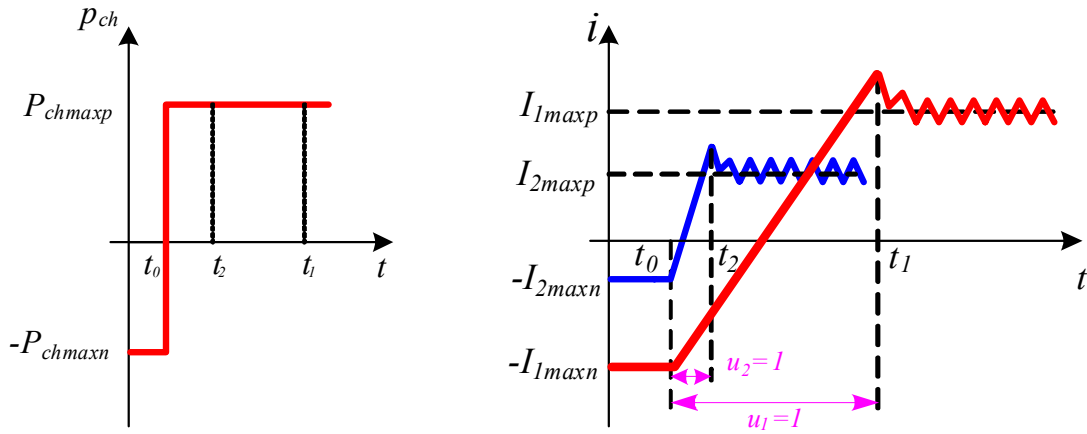


Figure 3- 15: Modèle simplifié de la source hybride (à gauche), allure du courant supercapacitif et de la puissance de charge lors d'un appel brutal de puissance (à droite).

$$I_{1maxn} = \frac{V_{scmin}}{2r_1} \cdot \left[-I + \sqrt{I + \frac{4r_1(P_{chmaxn} - r_2 I_{2maxn}^2 + P_{0max})}{V_{scmin}^2}} \right], \quad (3-50)$$

où $P_{0max} = P_{fmax} - r_0(I_{0max})^2$. Après l'échelon de puissance appliqué au système, le régulateur de courant du convertisseur 1 va aussi fixer sa commande u_1 (Fig.3-1 et Fig.3-15) à un. Supposons t_1 est le moment d'ouverture de l'interrupteur parallèle du convertisseur 1 (Fig.3-15). Durant l'intervalle $[t_0, t_1]$, nous pouvons écrire :

$$u_1 = 1 : \forall t \in [t_0, t_1] \rightarrow \begin{cases} \dot{y}_1(t) + p_2 = P_{0max} \\ \dot{y}_{1ref}(t) = 0, y_{1ref}(t) = y_1(t_0) \\ v_{sc}(t) = v_{sc}(t_0) = V_{scmin} \\ p_2 = P_{chmaxp} + r_2 I_{2maxp}^2 \end{cases} \quad (3-51)$$

I_{2maxp} est obtenu suite à un bilan de puissance entre les puissances entrante et sortante du convertisseur 2 après l'échelon de puissance. Nous obtenons :

$$I_{2maxp} = \frac{V_{lmin}}{2r_2} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{4r_2 P_{chmaxp}}{V_{lmin}^2}} \right]. \quad (3-52)$$

D'après les équations (3-35a) et (3-51), nous avons :

$$\begin{cases} y_1(t) = y_1(t_0) + [P_{0max} - p_2] \cdot (t - t_0) \\ \dot{y}_1 = v_1 = k_{11}(y_{1ref}(t) - y_1(t)) \end{cases} \quad (3-53)$$

Pendant cette période où $u_1 = 1$ et le pack des supercondensateurs est isolé de reste du système, le courant i_1 est :

$$i_l(t) = \left[-I_{lmax} - \frac{V_{scmin}}{r_l} \right] \cdot \exp\left(-\frac{r_l}{l_l}(t - t_0)\right) + \frac{V_{scmin}}{r_l}. \quad (3-54)$$

En utilisant l'expression du contrôle donné en (3-53), la relation (3-16b) donnant la puissance P_l et l'équation (3-41a) donnant la référence de courant supercapacitif, il vient :

$$i_{lref}(t) = \frac{V_{scmin}}{2r_l} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4r_l(p_2 - P_{0max}) \cdot [I + k_{l_l}(t - t_0)]}{V_{scmin}^2}} \right]. \quad (3-55)$$

La valeur de t_l peut être obtenue en posant : $i_l(t_l) = i_{lref}(t_l)$. Il est à noter que la valeur l'instant t_l dépend de la valeur de l'inductance l_l (voir la relation 3-54). Pendant la période $[t_0, t_l]$, la variation d'énergie électrostatique contenue dans le condensateur c_l vérifie :

$$\Delta y_{stockée} = \frac{1}{2} c_l (v_l^2(t_0) - v_l^2(t_l)) = (p_2 - P_{0max}) \cdot \Delta t_l. \quad (3-56)$$

Il est alors possible d'exprimer la valeur minimale de capacité permettant de contrôler la chute de tension pendant cette brutale variation de charge. Il vient :

$$c_{lminSTI} = \frac{2(p_2 - P_{0max}) \cdot [t_l - t_0]}{v_l^2(t_0) - [v_l(t_0) - \Delta V_l]^2}, \quad (3-57)$$

où ΔV_l est la chute de tension admissible du bus continu. Elle est conçue de manière à ce que le courant de pile à combustible subisse une augmentation maximale de 1% de sa valeur extrême suite à l'échelon de puissance de charge. Cette contrainte se traduit avec les paramètres du système par une chute de tension maximale de 70 mV, tension à priori négligeable devant la tension minimale de la pile.

3.3.3.2 Calcul des condensateurs pour l'architecture correspondant à la variante 2

Comme pour la variante 1, le calcul s'effectue dans le pire des cas à savoir le passage du mode de récupération au mode de décharge maximum du pack de supercondensateurs. La tension v_{sc} est, comme précédemment, supposée constante pendant la durée du régime transitoire. Contrairement à la structure précédente, lors d'une variation de puissance de charge, la puissance transitant à travers le convertisseur DC-DC2 n'évolue pas. En effet, celui-ci est connecté en cascade avec la pile à combustible. La puissance qu'il absorbe ne peut donc pas varier brutalement. Il en résulte que cette variation de puissance de charge n'induit aucune chute de tension aux bornes de la pile à combustible à partir du moment où le courant circulant dans le convertisseur DC-DC2 reste contrôlable. Le dimensionnement de la valeur de capacité c_l ne prend donc en compte que les variations de tension Δv_l dues au découpage des semi-conducteurs du convertisseur DC-DC2. Ce dimensionnement s'effectue en général en régime permanent au point de fonctionnement nominal. En faisant l'hypothèse que le convertisseur DC-DC2 opère en mode de conduction continu, et que le courant fourni par la pile à combustible est quasi-constant, il vient alors :

$$c_{1min_{ST2}} = \frac{I}{\Delta v_1} \cdot \left(\frac{D^2 \cdot v_{1n}}{8 \cdot I_2 \cdot F^2} \right), \quad (3-58)$$

où v_{1n} et D sont respectivement la tension aux bornes de la capacité c_1 et le rapport cyclique du convertisseur DC-DC2, évalués en régime permanent en régime nominal de fonctionnement.

Quant au dimensionnement de la capacité c_2 , il s'effectue de manière similaire au calcul fait pour trouver la valeur minimale de c_1 au paragraphe précédent. En réutilisant les résultats donnés en (3-48), il vient :

$$c_{2min_{ST2}} = \frac{2[P_{chmaxp} - (P_{2max} - r_2 I_{2max}^2)] \cdot [t_3 - t_0]}{v_2^2(t_0) - [V_{2ref}(t_0) - \Delta V_2]^2}, \quad (3-59)$$

où ΔV_2 est la chute de tension admissible de la tension sortie autour de sa référence V_{2ref} . L'instant t_3 est obtenu en résolvant l'équation temporelle $i_1(t_3) = i_{1ref}(t_3)$. L'expression analytique du courant $i_1(t)$ est obtenu en utilisant l'équation (3-54), alors que $i_{1ref}(t)$ est calculé via l'équation suivante :

$$i_{1ref}(t) = \frac{V_{scmin}}{2r_1} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{4r_1(P_{chmaxp} - P_{2max} + r_2 I_{2max}^2) \cdot [I + k_{2I}(t - t_0)]}{V_{scmin}^2}} \right]. \quad (3-60)$$

NB : Il faut noter le courant maximal de charge du pack de supercondensateurs qui apparaît dans l'équation (3-54) vérifie pour la variante 2 :

$$I_{1maxn} = \frac{V_{scmin}}{2r_1} \cdot \left[-I + \sqrt{I + \frac{4r_1(P_{chmaxn} - r_2 I_{2maxn}^2 + P_{2max})}{V_{scmin}^2}} \right]. \quad (3-61)$$

3.4 Résultats de simulation et la validation expérimentale

Dans cette partie, nous allons valider par simulation numérique la stratégie de dimensionnement de capacité c_1 du paragraphe précédent. Puis nous validerons par simulation numérique et expérimentation le contrôle proposé pour les deux architectures de puissance correspondant aux variantes 1 et 2. L'objectif des essais expérimentaux étant de valider les lois de gestion d'énergie proposées, nous avons donc utilisé des matériels déjà existants au laboratoire pour réaliser la source hybride d'énergie. Le banc de test utilisé est constitué des éléments suivants :

- une source de tension continue programmable LAMBDA GEN1500, programmée de manière à émuler la caractéristique statique d'une pile à combustible correspondant à celle présentée sur la Fig.3-16,

- deux modules supercapacitifs 15 V, comprenant chacun six supercondensateurs SAFT SC3500 en série (capacitance: 3500 F, tension nominale : 2,5 V, courant nominal : 400 A, résistance série "basse fréquence": 0,8 mΩ). Ils ont été assemblés au GREEN. Ils sont chacun équipés d'un dispositif d'équilibrage conçu conjointement par la Saft et le GREEN,

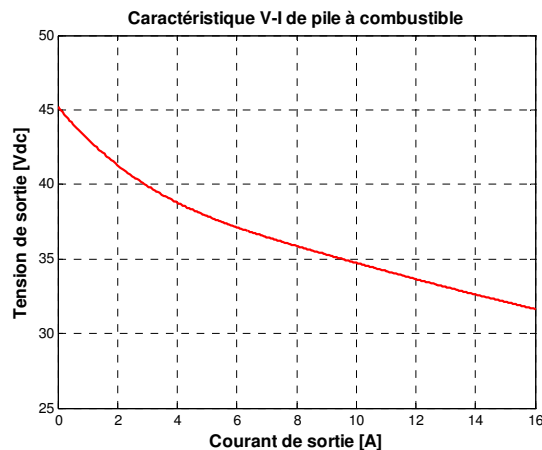


Figure 3- 16: Caractéristique statique de la pile à combustible émulée par la source de tension programmable.

- un convertisseur "2 quadrants" à usage général, dimensionné pour 400 A nominaux, et mettant en œuvre deux modules IGBT SKM200GB123D (composants en bras de pont de la société Semikron, de courant nominal 200 A, et de tenue en tension 1200 V) en parallèle, et un filtre capacitif de sortie de 330 mF,
- un deuxième convertisseur "2 quadrants" à usage général, et mettant en œuvre deux modules IGBT SKM200GB123D en parallèle, et un filtre capacitif de sortie de 13,6 mF avec une tension nominale de 700 V,
- une charge constituée d'une résistance variable qui est directement branchée sur le condensateur de sortie.

3.4.1 Résultats de simulation

Pour valider la modélisation du système hybride et avant d'implanter la stratégie de contrôle, les modèles des structures étudiées sont modélisées dans l'environnement MATLAB-Simulink en utilisant les paramètres ci-dessous :

Paramètres de la source hybride :

- Puissance maximum de la pile à combustible p_0 : 0,5 kW,
- Courant maximum de la pile à combustible (i_{0max}) : 16,5 A,
- Tension à vide de la pile à combustible $v_p(0)$: 45,2 V,
- Tension minimum de la pile à combustible $v_p(i_{0max})$: 31,6 V,
- Résistance de ligne r_0 : 0,02 Ω ,
- Valeur du condensateur $c_1(63V)$: 330 mF,
- Valeur du condensateur c_2 : 13,6 mF,
- Valeur du pack de supercondensateurs c_{sc} : 291 F,
- Inductance l_1 du convertisseur DC-DC 1 : 0,05 mH,
- Résistance r_1 en série avec l'inductance du convertisseur DC-DC 1 : 5 m Ω ,
- Inductance l_2 du convertisseur DC-DC 2 : 0,08 mH,
- Résistance r_2 en série avec l'inductance du convertisseur DC-DC 2 : 250 m Ω ,
- Tension maximum du pack de supercondensateurs V_{scmax} : 28 V,
- Tension minimum du pack de supercondensateurs V_{scmin} : 10 V,
- Tension référence du pack de supercondensateurs V_{scref} : 20 V,

3.4.1.1 Valeur minimale des condensateurs c_1 et c_2

Nous avons détaillé au paragraphe 3.3.3 la méthodologie de calcul de la valeur minimale à donner aux condensateurs c_1 et c_2 permettant d'assurer une chute maximale de tension lors d'une brutale variation de puissance de charge. Cette variation de puissance se produit au moment où le pack de supercondensateurs est à sa tension minimale et absorbe un courant supercapacitif minimum. Les paramètres utilisés pour les calculs des valeurs minimales de c_1 et c_2 sont donnés ci-dessous :

$$P_{0max} = 500 \text{ W} ; \quad V_{scmin} = 10 \text{ V} ; \quad v_1(t_0) = 31,68 \text{ V} ; \quad \Delta v_2 = 3 \text{ V} ;$$

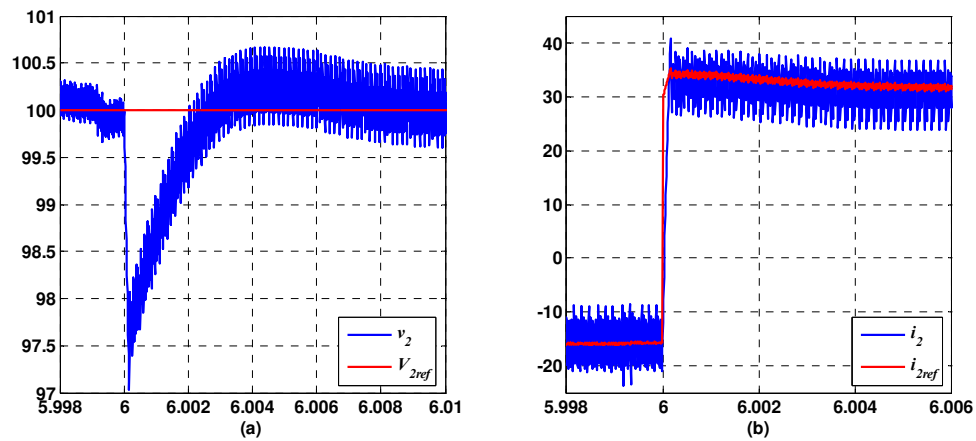
$$V_{2ref} = 100 \text{ V} ; \quad i_0(t_0) = 15.3 \text{ A} ; \quad I_{1max} = 100 \text{ A} ;$$

Ainsi, pour la variante 1, en utilisant les résultats donnés en équation 3-48, une chute maximale de 3V aux bornes de c_2 conduit à une valeur de condensateur c_2 de 0,38 mF. D'après l'équation 3-57, une chute maximale de tension de 70 mV aux bornes de c_1 conduit à une valeur de condensateur c_1 de 185 mF. La valeur de 70 mV correspond à une augmentation de 1% du courant maximal délivré par la pile à combustible.

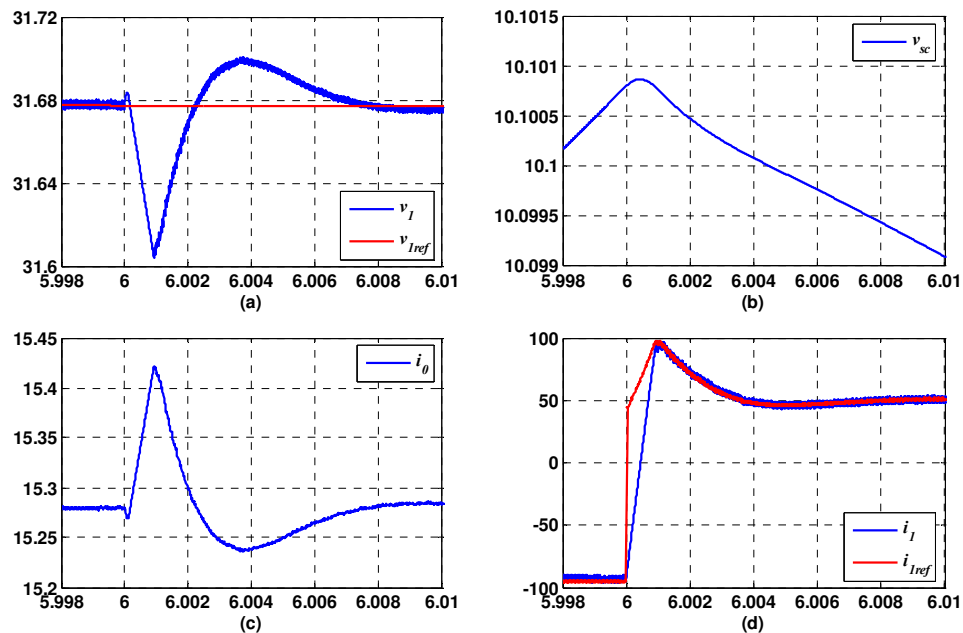
La Fig.3-17 montre l'allure de la tension sortie (Fig.3-17 (a)) et le courant d'entrée du convertisseur2 (i_2), (Fig.3-17 (b)) obtenues lors d'une variation de puissance de charge de $-P_{chmaxn} = -600 \text{ W}$ à $P_{chmaxp} = 740 \text{ W}$ avec $c_2 = 0,38 \text{ mF}$. Les courants délivrés par le pack de supercondensateurs (i_1) et la pile à combustible (i_0), ainsi que l'allure des tensions aux bornes du condensateur c_1 (v_1) et du pack de supercondensateurs (v_{sc}) obtenues lors d'une même variation de puissance de charge sont présentés sur la Fig.3-18 avec $c_1 = 185 \text{ mF}$. Le dimensionnement réalisé donne des résultats en accord avec le modèle théorique.

Quant à la variante 2, une chute maximale de 3V aux bornes de c_2 conduit à une valeur de condensateur c_2 de 1,6 mF. Une variation maximale de 1% de la tension v_1 conduit en utilisant le résultat (3-58) à une valeur du condensateur c_1 de 0,825 mF.

La Fig.3-19 montre l'allure de tension sortie et le courant de convertisseur2 (i_2), obtenues lors d'une variation de puissance de charge variant de $-P_{chmaxn} = -600 \text{ W}$ à $P_{chmaxp} = 900 \text{ W}$. La Fig.3-20 montre aussi les courants délivrés par le pack de supercondensateurs (i_1) et la pile à combustible (i_0), ainsi que l'allure des tensions aux bornes du condensateur c_1 (v_1) et du pack de supercondensateurs (v_{sc}). La encore, le dimensionnement réalisé donne des résultats en accord avec le modèle théorique.



(a) : allure de tensions aux bornes du condensateur c_2 (v_2), (b) : allure de courant de convertisseur2 (i_2)
 Figure 3- 17: Etude du régime transitoire produit par une variation de puissance de charge $-P_{chmaxn} = -600W$ à $P_{chmaxp} = 740W$ avec $c_2 = 0,38 mF$, variante1.



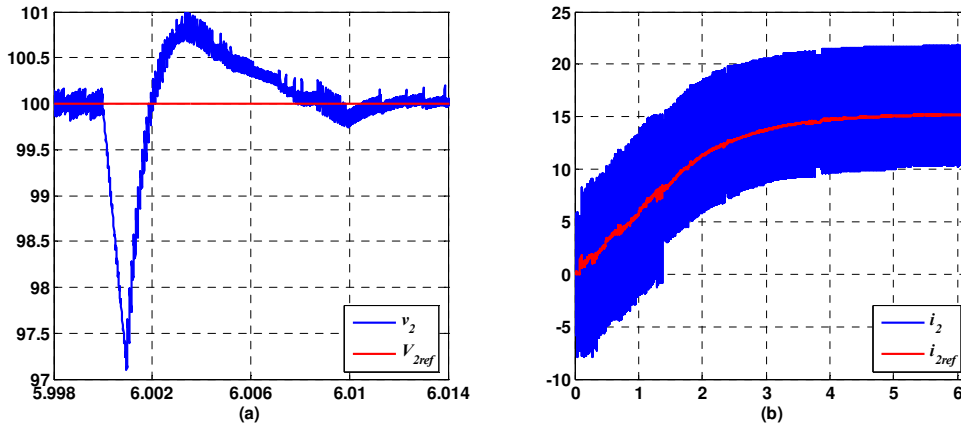
(a),(b) : allure des tensions aux bornes du condensateur c_1 (v_1) et du pack de supercondensateurs (v_{sc}),
 (c),(d) : allure des courants délivrés par le pack de supercondensateurs (i_1) et la pile à combustible (i_0).
 Figure 3- 18: Etude du régime transitoire produit par une variation de puissance de charge $-P_{chmaxn} = -600W$ à $P_{chmaxp} = 740W$ avec $c_1 = 185 mF$, variante 1.

Il faut noter que la puissance maximale de charge est différente pour les deux variantes. En effet, la puissance de charge a été fixée de manière à ce que la valeur de la référence de courant débitée par le pack de supercondensateurs en mode de décharge soit toujours égale à sa valeur maximale de 50A. Cela conduit à fixer la puissance de charge à 740W pour la variante 1 et à 900 W pour la variante 2.

Remarque : Les valeurs minimales des condensateurs c_1 et c_2 sont calculées jusqu'ici en fixant les valeurs des inductances l_1 et l_2 égales à celles des inductances utilisées dans le banc expérimental au GREEN. Pour ces valeurs de l_1 et l_2 , il est facile de montrer que le temps de réponse (t_1-t_0) du courant i_1 du banc supercapacitif est plus grand que le temps de réponse (t_2-t_0) du

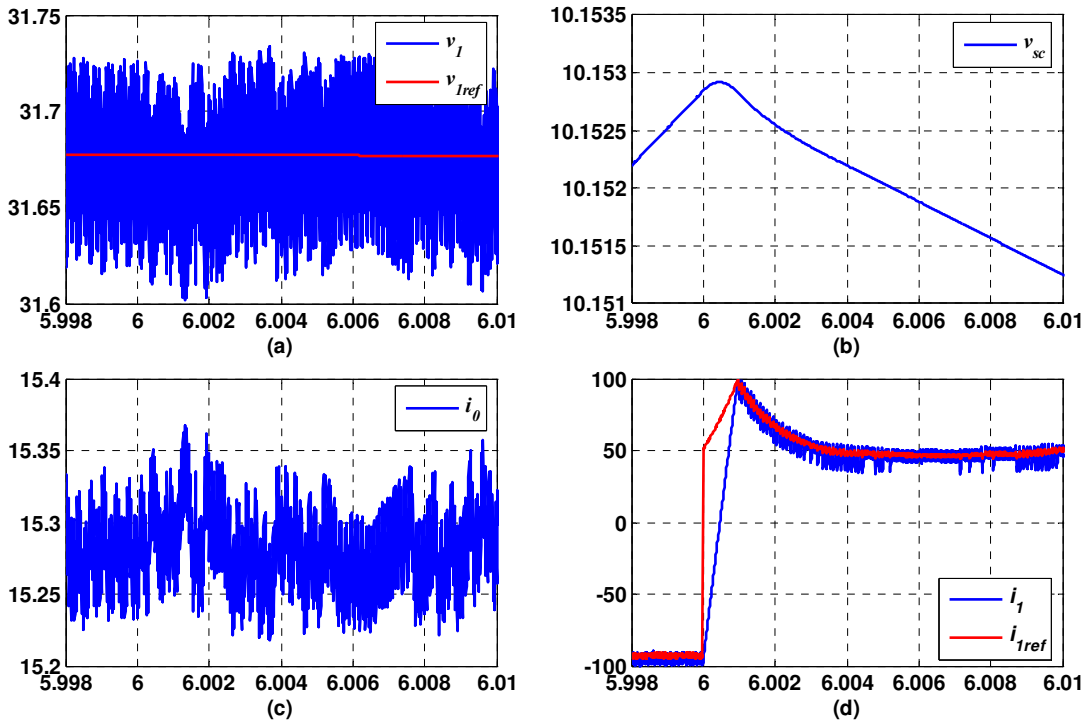
courant i_2 , comme il est illustré sur la figure 3-18 ($t_1 > t_2$). Du fait que pendant l'intervalle ($t_1 - t_2$) la tension v_1 aux bornes de c_1 diminue, il faut réduire cet intervalle pour que la variation de v_1 (Δv_1) soit réduite. En égalisant ces deux temps ($t_1 - t_0 = t_2 - t_0$) nous déduisons la relation suivante entre les valeurs des deux inductances :

$$l_1 = \frac{V_{scmin}}{v_{1min}} \cdot \frac{I_{2maxn} + I_{2maxp}}{I_{1maxn} + I_{1maxp}} \cdot l_2. \quad (3-62)$$



(a) : allure de tensions aux bornes du condensateur c_2 (v_2), (b) : allure de courant de convertisseur2 (i_2).

Figure 3- 19: Etude du régime transitoire produit par une variation de puissance de charge $-P_{chmaxn} = -600W$ à $P_{chmaxp} = 900W$ avec $c_2 = 1,6 mF$, variante 2.

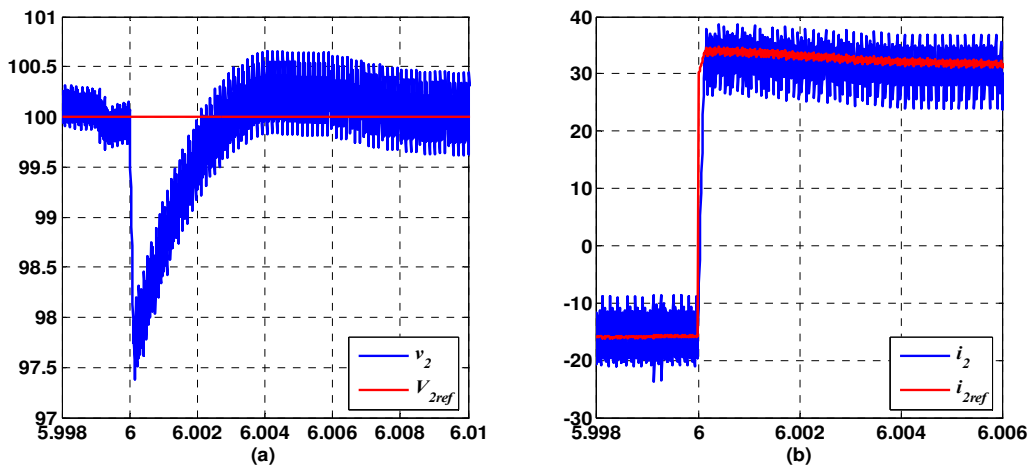


(a),(b) : allure des tensions aux bornes du condensateur c_1 (v_1) et du pack de supercondensateurs (v_{sc}),

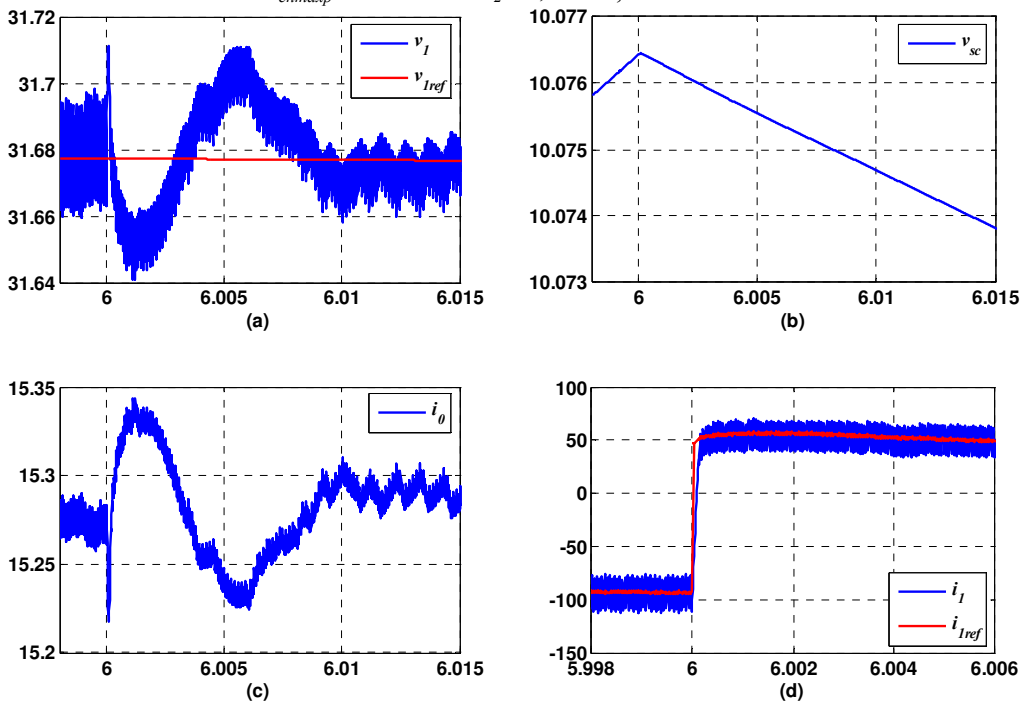
(c),(d) : allure des courants délivrés par le pack de supercondensateurs (i_1) et la pile à combustible (i_0).

Figure 3- 20: Etude du régime transitoire produit par une variation de puissance de charge $-P_{chmaxn} = -600W$ à $P_{chmaxp} = 900W$ avec $c_1 = 0,825 mF$, variante 2.

Avec les valeurs numériques précédemment choisies pour les courants, les tensions et l'inductance l_2 , la valeur de l'inductance l_1 diminue 5 fois ($l_1 = 0,01$ mH). En suivant la méthode présentée dans le paragraphe précédent, on trouve une nouvelle valeur de condensateur du bus continu c_1 égale à 30 mF (au lieu de 185 mF, quasiment 6 fois plus faible). Les figures 3-21 et 3-22 montrent les résultats obtenus en utilisant les nouvelles valeurs de l_1 et c_1 . Les variations des tensions des bus continus restent inférieures aux limites autorisées précédemment. Cependant à largeur de bande d'hystérésis fixée pour le régulateur de courant du convertisseur 1, la réduction de l_1 entraîne l'augmentation de la fréquence de découpage et donc les pertes dans ce convertisseur. Le choix des valeurs des éléments capacitifs et inductifs nécessite une optimisation énergétique du système hybride en fonction du profil de la charge.



(a) : allure de tensions aux bornes du condensateur c_2 (v_2), (b) : allure de courant de convertisseur2 (i_2).
 Figure 3- 21: Etude du régime transitoire produit par une variation de puissance de charge $-P_{chmax} = -600W$ à $P_{chmax} = 740W$ avec $c_2 = 0,38$ mF, variante1.



(a),(b) : allure des tensions aux bornes du condensateur c_1 (v_1) et du pack de supercondensateurs (v_{sc}),
 (c),(d) : allure des courants délivrés par le pack de supercondensateurs (i_1) et la pile à combustible (i_0).
 Figure 3- 22: Etude du régime transitoire produit par une variation de puissance de charge $-P_{chmax} = -600W$ à $P_{chmax} = 740W$ avec $c_1 = 30$ mF, variante 1.

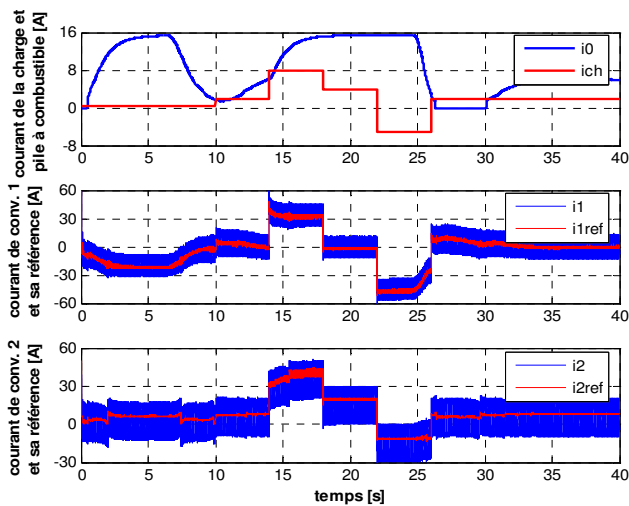
3.4.1.2 Comportement de la source hybride – résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats obtenus par simulation sous Matlab Simulink de l'algorithme de gestion d'énergie proposé et ceci pour les sources hybrides correspondant aux variantes 1 et 2 présentées au paragraphe 3-2. Dans cette partie, les figures avec numéro impair correspondent aux résultats obtenus avec la variante1 (Fig.3-1) et celles avec numéro pair sont associées à la variante 2 (Fig.3-2).

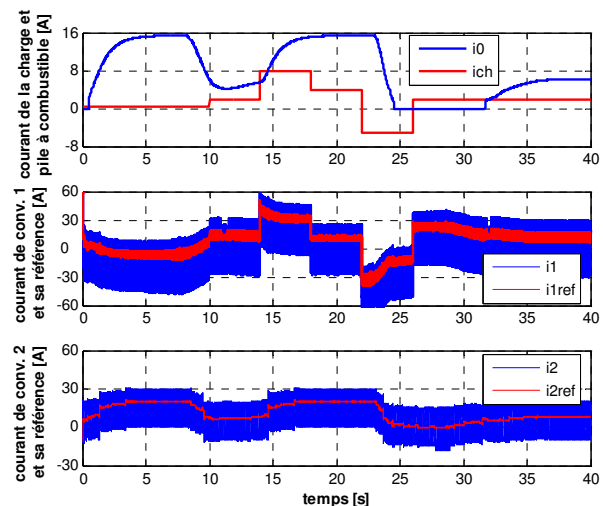
La tension initiale du pack de supercondensateurs est égale à 19,5V et sa référence est fixée à 20V. Le profil de charge est indiqué sur les figures 3-23 et 3-24 permet d'étudier le comportement du système dans les trois modes de fonctionnement usuels des sources hybrides à savoir :

- $i_{ch} < 0$ régime de récupération
- $0 < i_{ch} < 5$ régime normal
- $i_{ch} > 5$ régime de décharge

Comme nous pouvons le constater, le courant délivré par la pile à combustible a une dynamique lente même lors d'un important échelon de charge. La dynamique de variations d'énergie dans le convertisseur DC-DC1 est très rapide ce qui permet d'assurer les limitations dynamiques imposées par la pile à combustible. Suivant la variante d'architecture utilisée, la dynamique de variation d'énergie dans le convertisseur DC-DC2 est identique soit à celle du convertisseur DC-DC1 (variante 1) soit à celle de la PAC (variante DC-DC2).



(haut) pile à combustible et charge, (milieu) convertisseur DC-DC1 et sa référence,
 (bas) convertisseur DC-DC2 et sa référence,
 Figure 3- 23: Allure des courants pour la variante 1 lors d'une variation de charge.

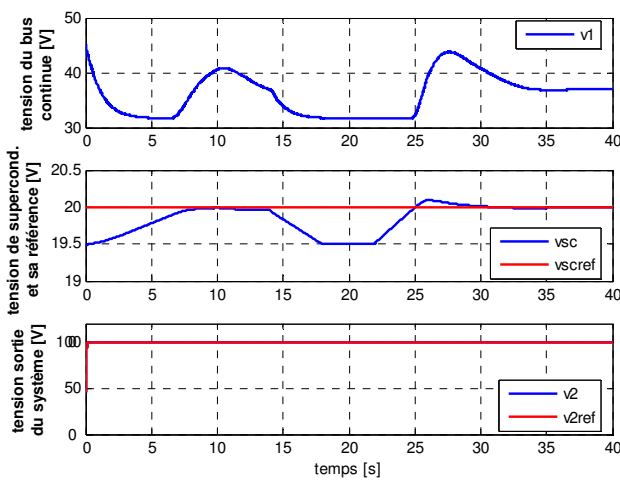


(haut) pile à combustible et charge, (milieu) convertisseur continu-continu 1 et sa référence,
 (bas) convertisseur continu-continu 2 et sa référence;
 Figure 3- 24: Allure des courants pour la variante2 lors d'une variation de charge.

Dans tous les cas, la tension de sortie reste parfaitement constante alors que la tension du bus continu varie dans l'intervalle $[V_{1min}, V_{1max}]$ de manière à assurer la gestion des flots d'énergie. Une diminution de la tension aux bornes de c_1 conduit à une augmentation du courant de pile à combustible et permet la fourniture d'énergie à l'utilisateur et au pack de supercondensateurs.

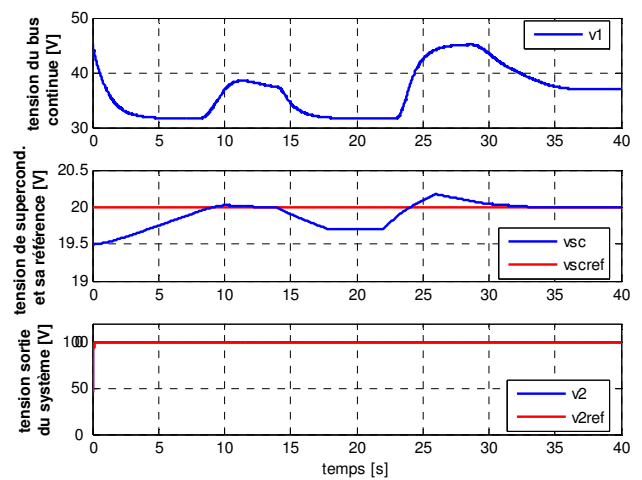
La tension du pack de supercondensateurs converge bien vers sa valeur de référence en régime permanent (Fig.3-25 et Fig.3-26). Il décroît lorsque la puissance de charge est supérieure à la puissance maximum autorisée pour la pile à combustible.

Pour l'asservissement des courants à leurs références respectives, des régulateurs à hystérésis modulés sont utilisés. Comme le montrent les résultats présentés, les courants des convertisseurs suivent bien leurs références. A noter que pour la variante 2, le courant de référence i_{2ref} est bien toujours positif. Il en est de même pour la puissance de référence p_{2ref} (Fig.3-30).



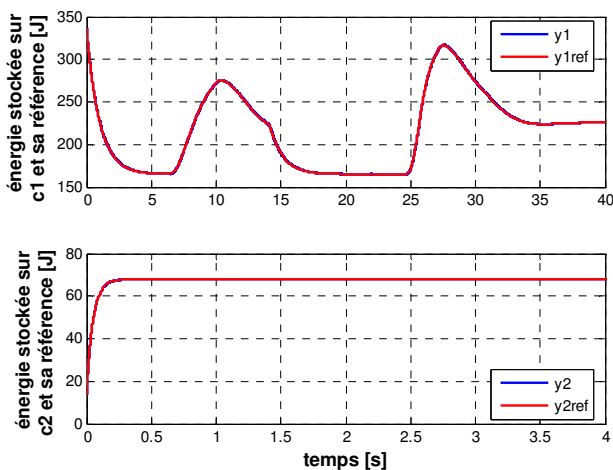
(haut) bus continu, (milieu) pack de supercondensateur et sa référence, (bas) sortie ;

Figure 3- 25: Allure des tensions pour la variante 1 lors des mêmes variations de charge que celles utilisées pour la Fig.3-23.



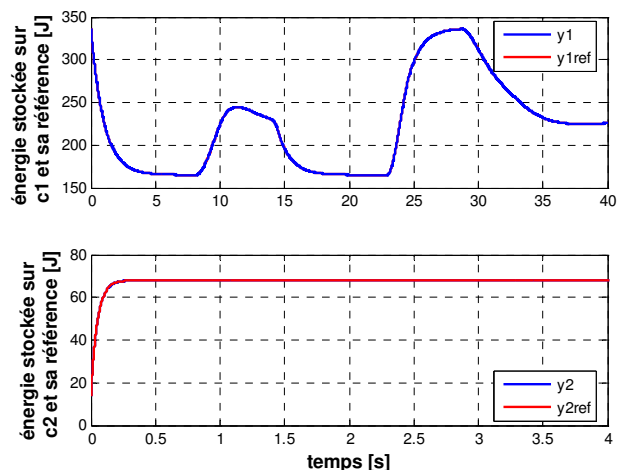
(haut) bus continu, (milieu) pack de supercondensateurs et sa référence, (bas) tension de sortie et sa référence,

Figure 3- 26 : Allure des tensions lors des mêmes variations de charge que celles utilisées pour la Fig.3-23.



(a) le condensateur du bus continu et sa référence, (b) le condensateur de sortie continu et sa référence,

Figure 3- 27: Allure des énergies stockées pour la variante 1 lors des mêmes variations de charge que celles utilisées pour la Fig.3-23.



(a) le condensateur du bus continu et sa référence, (b) le condensateur de sortie continu et sa référence,

Figure 3- 28 : Allure des énergies stockées pour la variante 2 lors des mêmes variations de charge que celles utilisées pour la Fig.3-23.

Figures 3-27 et 3-28 montrent les allures des énergies électrostatiques stockées sur les condensateurs et leurs références pendant les variations de charge. L'asservissement des énergies à leur référence fonctionne parfaitement quelque soit le mode de fonctionnement. Nous pouvons aussi voir les variations lentes des trajectoires de références résultant de l'utilisation d'un filtre passe bas du premier ordre dans l'algorithme de génération des trajectoires de référence. Les figures 3-31 et 3-32 montrent les allures de la tension et du courant du pack de supercondensateurs lorsque le système opère respectivement en mode de décharge et de récupération. La valeur minimale de tension du pack de supercondensateurs est fixée à 15V, sa valeur maximale quant à elle est fixée à 28V. Comme le montre les résultats de simulation présentés sur les figures 3-31 et 3-32, la référence de courant du pack de supercondensateurs est forcée à zéro par le système de protection lors que la tension à ces bornes atteint l'une de ses bornes extrémales.

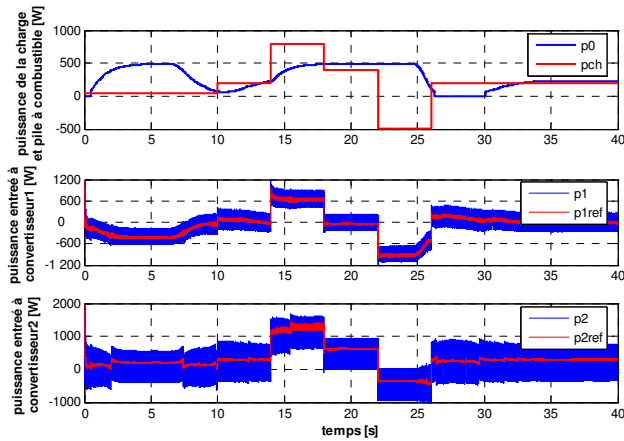


Figure 3- 29 : Allure des puissances de :
 (a) pile à combustible et charge;
 (b) convertisseur continu-continu 1 et sa référence;
 (c) convertisseur continu-continu 2 et sa référence;
 pour la variante1 lors d'une variation de charge.

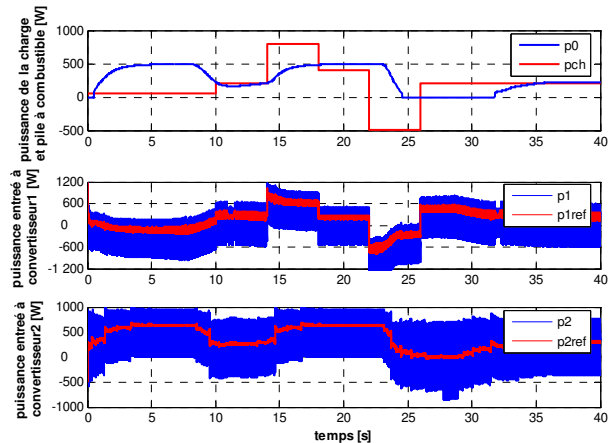
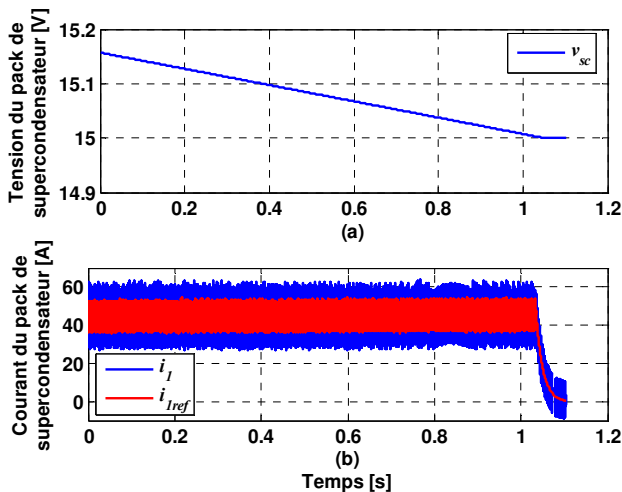
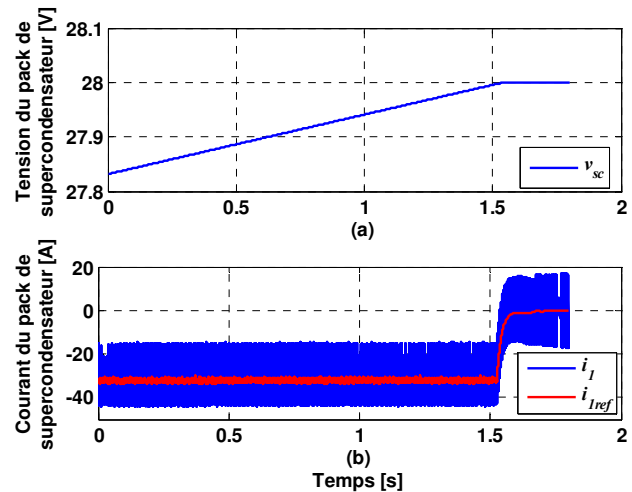


Figure 3- 30 : Allure des puissances de :
 (a) pile à combustible et charge;
 (b) convertisseur continu-continu 1 et sa référence;
 (c) convertisseur continu-continu 2 et sa référence;
 pour la variante 2 lors d'une variation de charge.



(a) tension du pack, (b) courant du pack
 Figure 3- 31 : Protection du pack des
 supercondensateurs en mode de décharge.



(a) tension du pack, (b) courant du pack
 Figure 3- 32 : Protection du pack des
 supercondensateurs en mode de récupération.

3.4.2 Validation expérimentale

Nous présentons dans cette section les résultats de tests expérimentaux effectués sur le prototype réalisé au laboratoire GREEN. La Fig.3-33 montre une photographie de la source hybride assemblée. La photo des modules des supercondensateurs est aussi présentée séparément sur la Figure 3-34.

Les signaux de commande des interrupteurs des convertisseurs continu-continu, selon le principe classique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI), sont générés par une carte dite "temps réel", de type dSPACE DS1104. Cette carte, utilisée avec l'environnement informatique Matlab-Simulink, et dont la fréquence maximale d'échantillonnage est de 100 kHz, comprend quatre entrées analogiques indépendantes, quatre entrées analogiques multiplexées, et huit sorties analogiques indépendantes. Ces signaux sont ensuite envoyés vers les cartes d'interface puissance.

Des capteurs à effet Hall à flux compensé, qui assurent en particulier l'isolation galvanique entre la mesure et le circuit de puissance, sont utilisés pour mesurer les courants et les tensions de la pile à combustible, du pack de supercondensateurs et de la charge. Les courants dans le système sont mesurés au moyen de capteur LA 50P de la société LEM, et les tensions sont obtenues au moyen de capteur LV 25P de la société LEM également. Les valeurs mesurées sont envoyées à la carte temps réel dSPACE par l'intermédiaire de cartes électronique d'interface permettant de fixer les gains de mesure et d'éliminer les offsets résiduelles de mesure.

Finalement, l'algorithme de contrôle qui a été préparée dans l'environnement de MATLAB-Simulink est compilé puis chargé sur la carte temps réel dSPACE. La pile à combustible est émulée via une alimentation stabilisée programmable reproduisant la même caractéristique statique (Fig.3-16).

Pour vérifier le comportement de la source auxiliaire (pack de supercondensateurs), deux échelons successifs sont imposés sur la tension de référence du pack de supercondensateurs de 20V à 16V et vice versa. Cela permet d'évaluer le comportement du système lors du passage du mode normal au mode de décharge et vice-versa. Les résultats sont présentés sur la Fig.3-35 pour la variante 1 et la Fig.3-36 pour la variante 2.

Confière l'algorithme de gestion de l'énergie proposé, lors du passage de la tension de référence de 20 à 16V, le pack de supercondensateurs est en surcharge. Il doit donc fournir de l'énergie à la charge. Par conséquent, l'énergie électrostatique du bus continu est forcée à augmenter pour réduire la puissance délivrée par la pile à combustible. Plus précisément, la valeur de la tension du bus continu devient alors égale à la tension à vide de la pile à combustible.

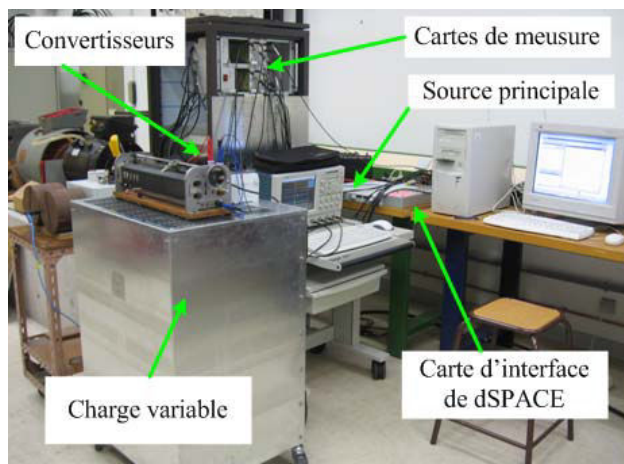


Figure 3- 33 : photos du banc de test de la source hybride réalisée.

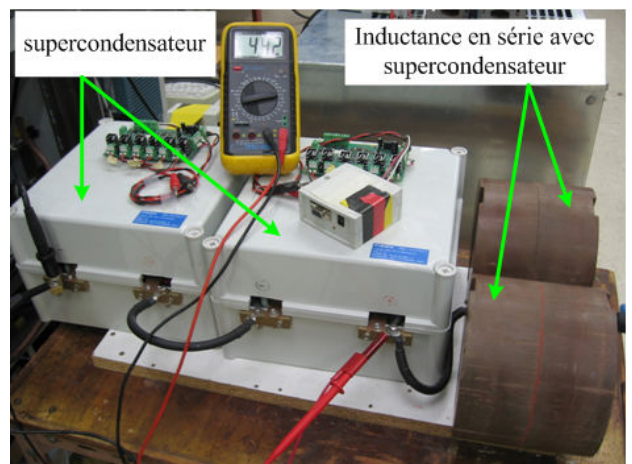


Figure 3- 34 : packs de supercondensateurs et inductance série utilisés.

Dés que la tension du pack de supercondensateurs atteint sa valeur de référence (régime normal), la puissance de la source principale augmente de nouveau. Une situation inverse est constatée lorsque nous passons en mode de récupération de manière à charger le pack de supercondensateurs. A noter que lors de cette phase de récupération, la valeur de la tension du bus continu atteint sa valeur minimale (environ 31,6V) de manière à ce que la PAC fournisse un maximum d'énergie au système.

Les figures 3-37 et 3-38 montrent l'évolution de l'énergie électrostatique stockée (y_2) dans le condensateur de sortie (c_2) et de sa référence (y_{2ref}), pendant ces échelons de tension et pour les deux structures étudiées. D'après ces figures, la charge ou décharge du pack de supercondensateurs n'a pas d'influence sur la tension de sortie qui reste parfaitement constante, et ceci indépendamment du mode de fonctionnement de la source hybride d'énergie. Les trajectoires des énergies électrostatiques suivent parfaitement bien leurs trajectoires de référence quelque soit le mode de fonctionnement de la source hybride, et ceci pour les deux architectures de puissance étudiées.

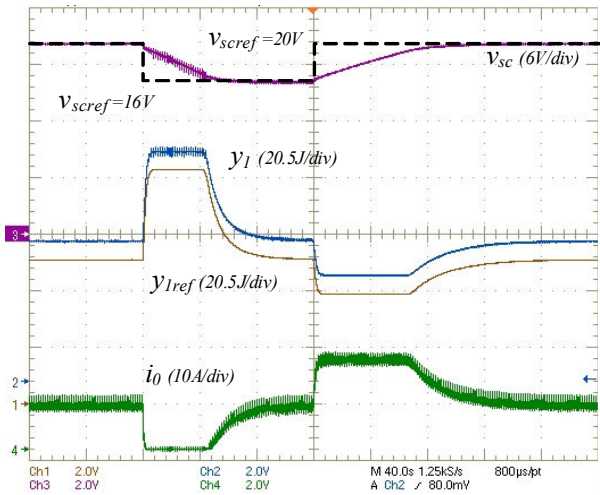


Figure 3- 35 : Allure des énergies électrostatiques y_1 et y_{1ref} , du courant de pile à combustible lors d'un échelon de tension du pack des supercondensateurs (SC) ; variante 1.

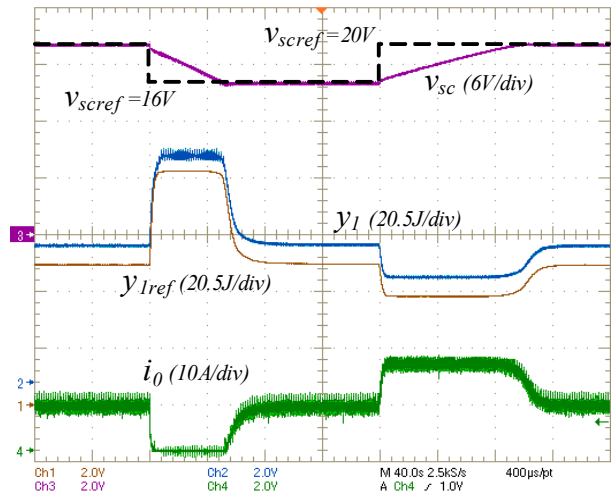


Figure 3- 36 : Allure des énergies électrostatiques y_1 et y_{1ref} , du courant de pile à combustible lors d'un échelon de tension du pack des supercondensateurs (SC) ; variante 2.

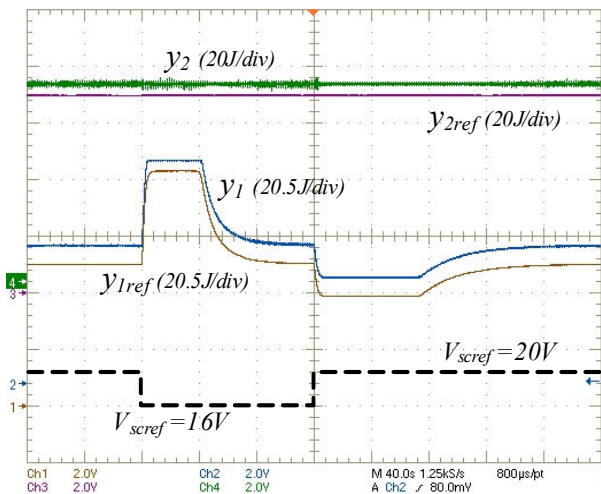


Figure 3-37 : Allure des énergies électrostatiques et de leurs références lors d'un échelon de tension du supercondensateur; pour la première structure (variante 1).

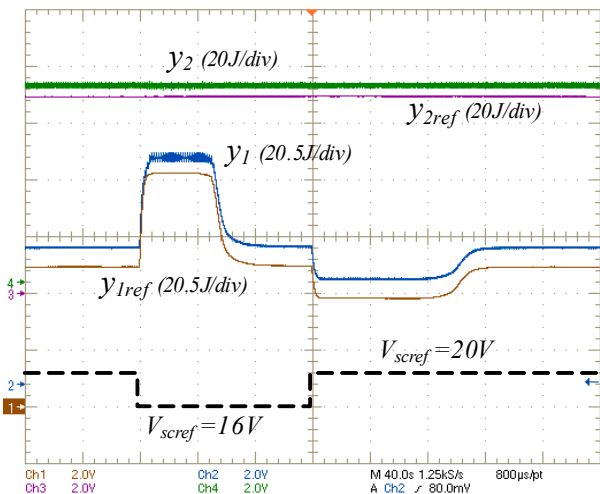


Figure 3-38 : Allure des énergies électrostatiques et de leurs références lors d'un échelon de tension du supercondensateur; pour la deuxième structure (variante 2).

Les figures 3-39 et 3-40 montrent l'allure des énergies électrostatiques lors de variations de la tension de référence de la sortie du système et ceci pour les deux variantes. La tension de référence passe successivement de 100V à 60V et vice versa. L'énergie stockée sur le bus continu augmente logiquement de manière à diminuer la puissance fournie par la source principale lorsque la tension de référence passe de 100 à 60V. Le comportement est inversé dans l'autre cas.

Dans tous les essais expérimentaux ci-dessous, nous avons essayé de tester le comportement du système lors d'un cycle complet de fonctionnement de la source hybride. A la fin du cycle, le système retourne à son point de fonctionnement initial.

Le comportement du système vis-à-vis de perturbations de charge est étudié via les essais expérimentaux présentés sur les Fig.3-41 et Fig.3-42. Le courant de charge va être changé grâce à une résistance variable connectée à la sortie du système. Lorsque le courant de charge est supérieur à 5A, la source hybride fonctionne en mode décharge. Lorsque celui-ci est positif et inférieur à 5A, la source hybride opère en mode normal. A noter que dans ce travail, nous n'imposons pas un courant de charge négatif ; le régime de récupération est simulé avec une commande positive sur la tension de référence du pack de supercondensateurs (voir Fig.3-35 et Fig.3-36). La tension de sortie du système reste toujours constante même lors de variations importantes du courant de charge.

Les figures 3-43 et 3-44 présentent les allures du courant de pile, de la tension et le courant délivré par le pack de supercondensateurs. Initialement, le régime est stabilisé en fonctionnement normal, avec 20V aux bornes du pack de supercondensateurs, sensiblement 8A pour le courant de pile, 2A pour le courant de charge, et environ 0A pour le courant supercapacitif. En d'autres termes, le niveau de tension V_{scref} est initialement fixé à 20V. Nous effectuons un petit échelon de 0,5A sur i_{ch} , d'abord à $t=16s$ puis une autre fois à $t=20s$. On peut observer que la tension et le courant du pack de supercondensateurs ne bougent quasiment pas alors que le courant fourni par la PAC augmente et que sa tension décroît (Fig.3-45 et Fig.3-46). Lors d'une variation forte du courant de charge ($i_{ch}=8A$) imposée au système à $t=56s$ ($p_{ch}=160\% p_{pmax}$), le courant du pack de supercondensateurs croît rapidement pour fournir le surcroît d'énergie demandée par la charge alors que la puissance fournie par la PAC n'évolue volontairement que lentement. Rappelons que l'organe de stockage prend transitoirement le relais de la source principale d'une part, mais fournit aussi la différence de puissance entre la pile et la charge, d'autre part.

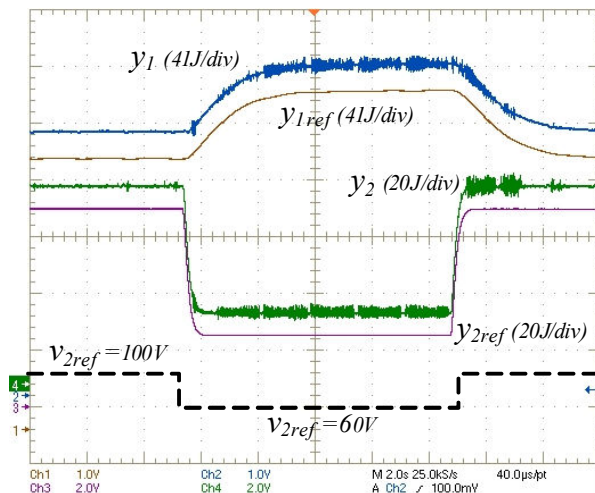


Figure 3-39 : Evolution des énergies électrostatiques et de leurs références lors d'un échelon de tension de sortie, variante 1.

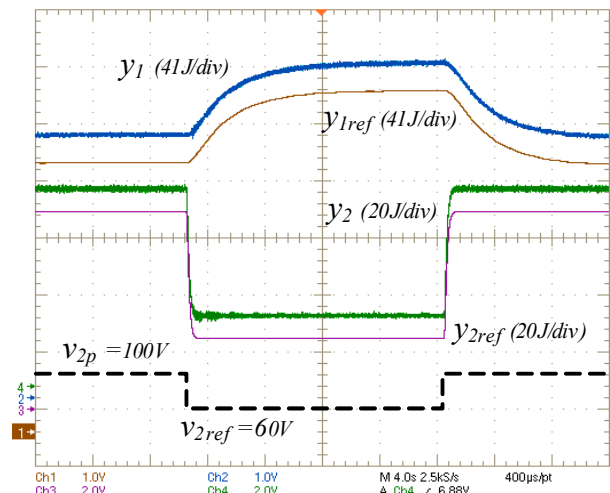


Figure 3-40 : Evolution des énergies électrostatiques et de leurs références lors d'un échelon de tension de sortie, variante 2.

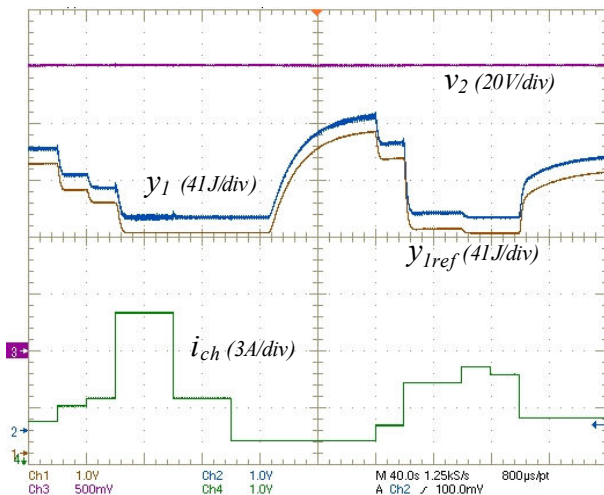


Figure 3-41 : Evolution de l'énergie électrostatique y_1 et de sa référence, et de la tension de sortie lors de variation de charge; variante 1.

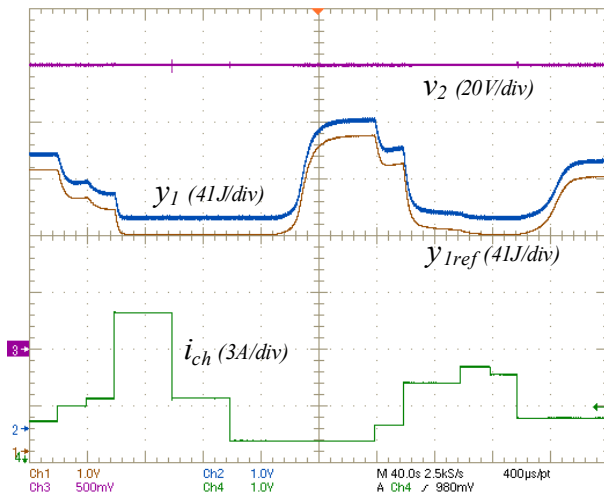


Figure 3-42 : Evolution de l'énergie électrostatique y_1 et de sa référence, et de la tension de sortie lors de variation de charge; variante 2.

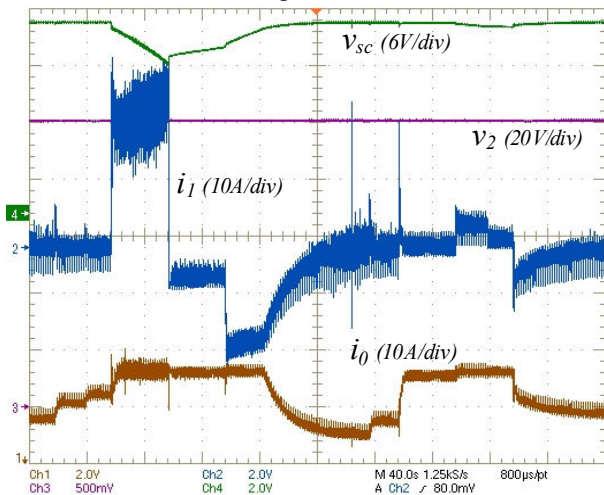


Figure 3-43 : Allure des courants de pile à combustible (i_0) et SC (i_1), tension de sortie et SC lors d'une variation de charge; variante 1.

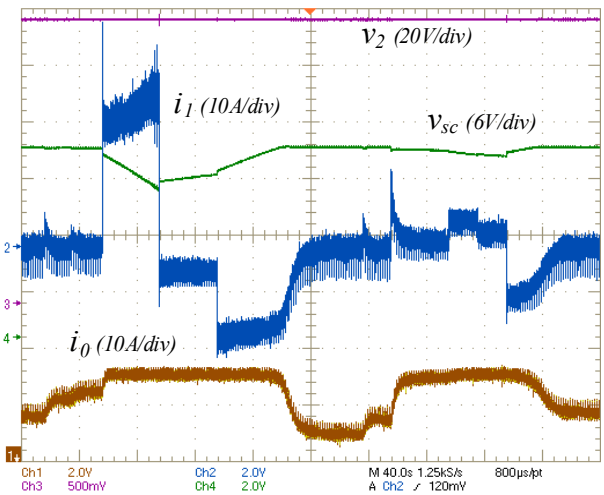


Figure 3-44 : Allure des courants de pile à combustible, SC, tension de sortie et SC lors d'une variation de charge; variante 2.

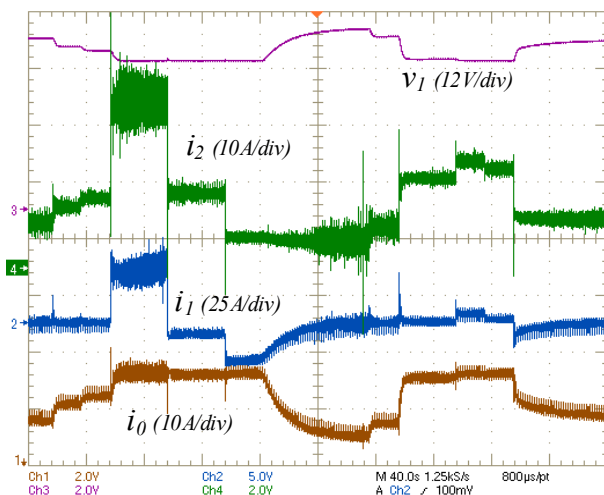


Figure 3-45 : Allure des courants de pile à combustible, SC, convertisseur2 et tension de bus continu lors d'une variation de charge; variante 1.

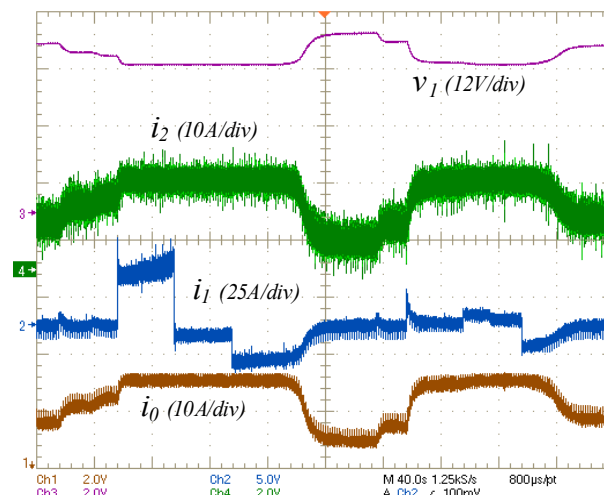


Figure 3-46 : Allure des courants de pile à combustible, SC, convertisseur2 et tension de bus continu lors d'une de charge; variante 2.

C'est la raison pour laquelle le courant délivré par le pack de supercondensateurs augmente au fur et à mesure que le courant de pile atteint à sa valeur maximum. Nous entrons alors en régime de décharge, caractérisé ici par une décharge du pack de supercondensateurs.

Au temps $t=100s$, le courant de charge diminue et nous retournons en régime normal de fonctionnement. Cependant le courant de pile reste à sa valeur maximum pour recharger le pack de supercondensateurs. Le courant négatif i_i montre que celui-ci absorbe de l'énergie. La valeur du courant de recharge du pack de supercondensateurs augmente à $t=135s$ quand le courant de charge baisse de nouveau.

Figures 3-47 et 3-48 montrent les allures des puissances de pile, le supercondensateur, la charge et de la puissance d'entrée du convertisseur2 lors de la variation de charge pour la variante 1 et 2, respectivement.

Pour toutes les figures présentées, les composantes de la sortie plate suivent bien leurs trajectoires de référence respectives.

Les essais réalisés montrent que le contrôle proposé basé sur la notion de platitude permet effectivement de gérer les flots d'énergie dans tous les modes de fonctionnement de la source hybride d'énergie et ceci sans recourir à des commutations d'algorithmes. Pour choisir une structure plutôt qu'une autre, il est nécessaire d'évaluer les pertes dans les structures de conversion en fonction du mode de fonctionnement de la source et des profils de charge. En annexe, une comparaison théorique permettant d'évaluer les pertes dans les deux structures en fonction du mode de fonctionnement (mode de récupération, mode normal et mode de surcharge), du niveau de puissance et de la technologie des semi-conducteurs utilisés.

Comme le montre l'étude faite en annexe 1 et résumée par les courbes données sur les figures 3-49 et 3-50, le système hybride obtenu avec la variante2 conduit souvent à un rendement plus élevé, particulièrement en mode de récupération ou de décharge. Cependant le choix d'une architecture plutôt qu'une autre sera conditionné au profil de charge utilisateur et seul le calcul des pertes sur un cycle entier de fonctionnement permettra de choisir entre l'une ou l'autre des variantes.

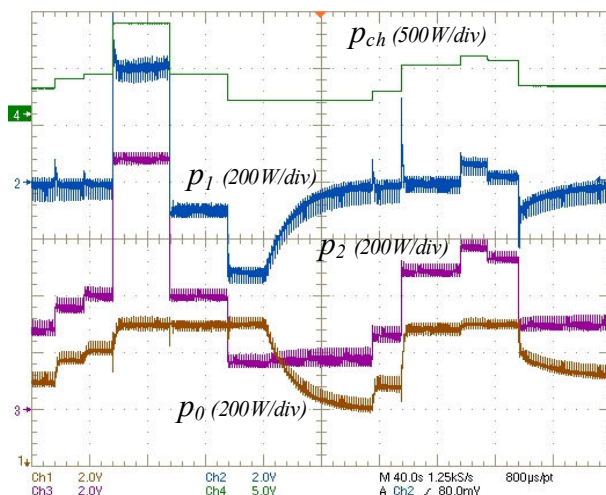


Figure 3-47 : Allure des puissances de pile à combustible, SC, charge et de la puissance d'entrée du convertisseur2 lors de la variation de charge; variante 1.

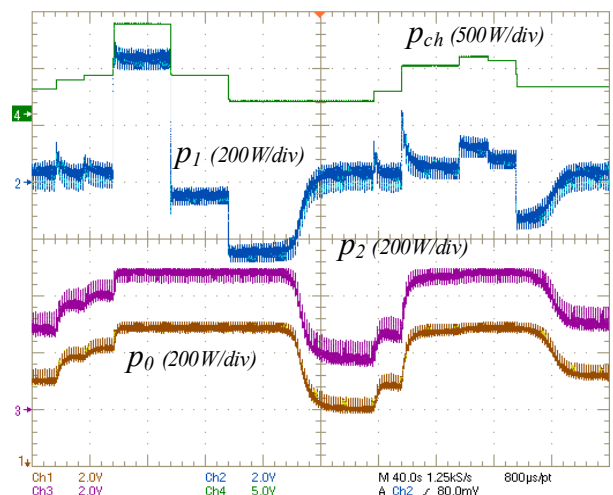


Figure 3-48 : Allure des puissances de pile à combustible, SC, charge et de la puissance d'entrée du convertisseur2 lors de la variation de charge; variante 2.

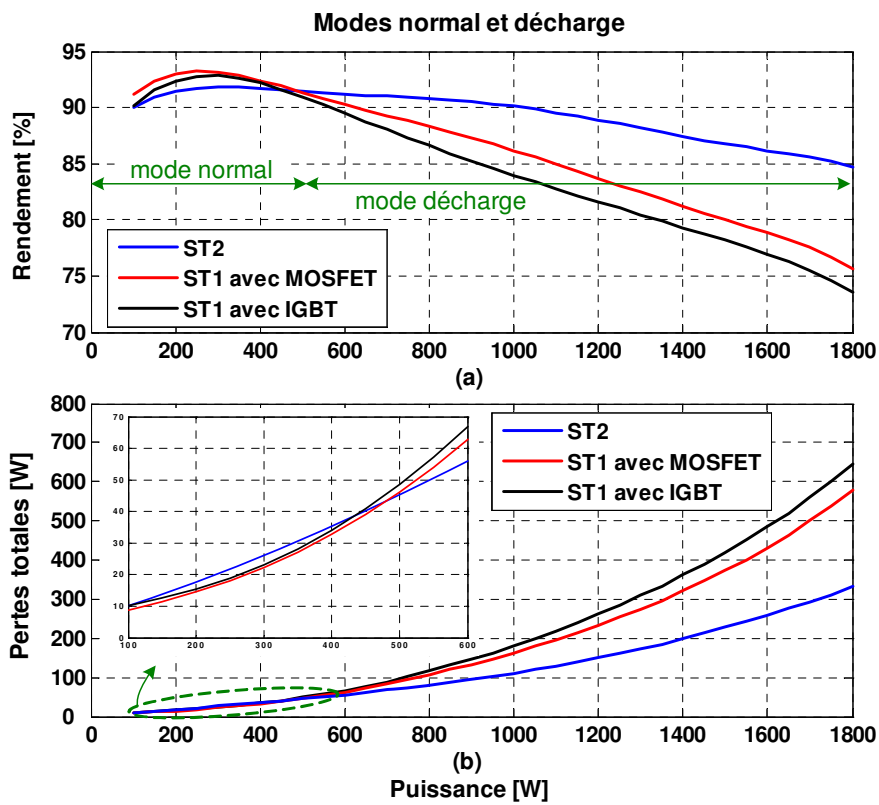


Figure 3-49: rendement (a) et pertes totales (b) des variantes 1 et 2 en mode normale et de récupération.

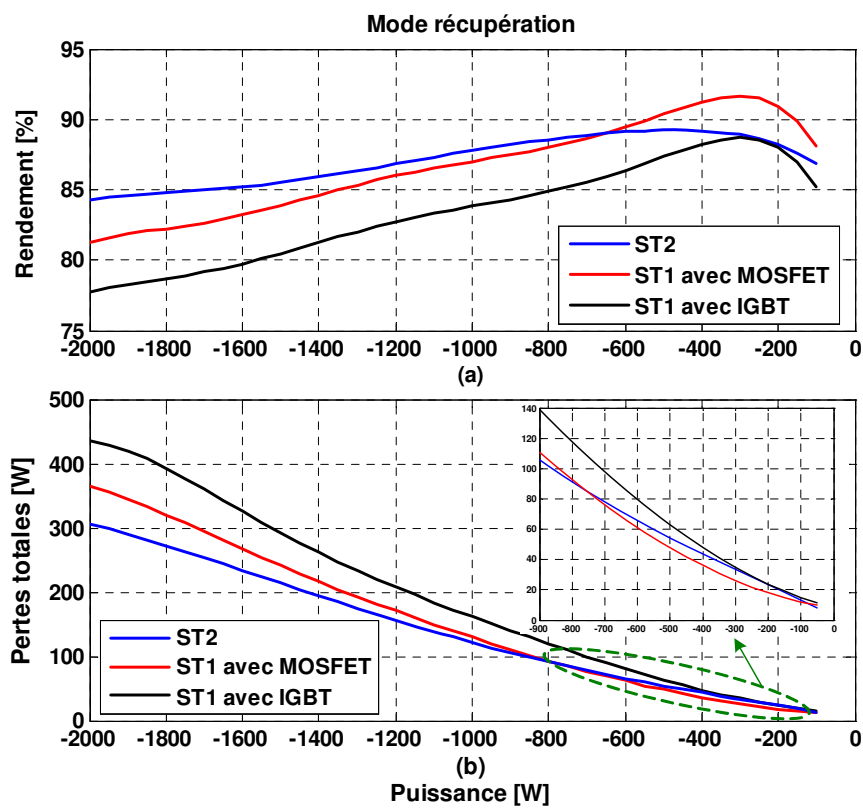


Figure 3-50: rendement (a) et pertes totales (b) des variantes 1 et 2 en mode de récupération.

3.5 Conclusion

Le principe de contrôle présenté dans ce chapitre est de gérer les flux d'énergie au sein des deux structures de source hybride électrique mettant en œuvre une pile à combustible comme source principale d'énergie, et des supercondensateurs comme source auxiliaire de puissance et/ou d'énergie. A ce titre, il se doit de se plier aux contraintes électriques liées à l'utilisation de ces dispositifs, et de faire fonctionner l'organe de stockage en tampon de puissance, tant en régime transitoire qu'en régime quasi-permanent si nécessaire. La gestion des flots d'énergie dans le système a été réalisée à l'aide d'un bus DC variable. Plus précisément, une méthode de contrôle basée sur le concept de platitude a été proposée où les énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs du bus continu variable et de sortie sont considérées comme les composantes de la sortie plate de la source hybride. L'algorithme utilisé pour planifier les trajectoires de la sortie plate a été expliqué tout comme la prise en compte des contraintes inhérentes à l'utilisation d'une pile à combustible comme source principale d'énergie. Contrairement à l'approche traditionnelle consistant à générer des trajectoires polynomiales de type "arrêt-arrêt" mais nécessitant une discrétisation du temps en intervalle prédéfini pour générer la trajectoire, nous avons opté ici pour l'utilisation de filtre passif beaucoup plus adapté au génie électrique (où le profil de charge est inconnu) que l'approche traditionnelle souvent utilisée en robotique (ou le point d'arrivée est a priori connu).

Une analyse comparative portant sur le dimensionnement des condensateurs et sur les pertes associées à chaque structure a été proposée. Comme le montre les résultats présentés, le choix d'une variante plutôt qu'une autre est conditionné au profil de charge de l'utilisateur. Pour une source hybride pour laquelle l'organe de stockage est sollicité uniquement sur des temps courts (pack de supercondensateurs utilisé comme source de puissance), la variante 1 conduit au meilleur rendement. Par contre, lorsque le pack de supercondensateurs est utilisé comme source d'énergie (mode de récupération et mode de décharge souvent présents dans le profil de charge), alors l'utilisation de la variante 2 semble incontournable.

Nous avons étudié et validé le principe de commande de deux variantes possibles permettant de réaliser une source hybride non isolée PAC/supercondensateurs. L'approche de gestion d'énergie basée sur la notion de trajectoire et l'utilisation de puissance comme grandeurs de commande rend ce contrôle tout à fait transposable à des sources hybrides isolées telles que par exemple les structures isolées trois ports.

Chapitre 4 : Gestion de l'énergie dans les systèmes multi-sources/multi-charges

4.1 Introduction

Dans le chapitre 2, deux méthodes non-linéaires de contrôle (contrôle fondé sur la notion de platitude et linéarisation entrée/sortie) ont été présentées. Dans le chapitre 3, une des ces méthodes (méthode de contrôle fondée sur la platitude) a été utilisée pour la première fois pour développer une stratégie de contrôle sans commutation d'algorithme. La stratégie de contrôle proposée a permis de gérer les flots d'énergie d'une source hybride d'énergie électrique que l'on peut assimiler à un système multi sources/mono charge. Cette source hybride d'énergie se composait d'une pile à combustible de 500W et d'un module de supercondensateurs servant respectivement de source principale et de source auxiliaire d'énergie. L'architecture de puissance présentée pouvait être utilisée dans le cadre d'application moyenne ou forte puissance et pouvait être utilisée dans des applications de type véhicules électriques, chariots élévateurs et transports en commun [Ema04], [Cha99], [Tho06], [Loh04], [Koj06]. Dans le domaine de la basse puissance, l'association pile à combustible / supercondensateurs ne constitue pas la majorité des applications. L'association batterie / supercondensateurs lui est souvent préféré pour des raisons de sécurité de fonctionnement et de coût de revient. A noter que l'utilisation des piles à combustible en basse puissance associées à des packs de supercondensateurs est proposée dans certaines applications comme le backup de puissance dans des ordinateurs portable, le téléphone portable, les systèmes autonomes propres à grande autonomie etc... [Bar01]. Dans ces applications basse puissance, la pile à combustible fonctionne sans auxiliaire supplémentaire permettant de contrôler son environnement. Sa caractéristique statique est donc fortement sensible aux conditions de fonctionnement du système (température, pression, humidité...).

Dans ce chapitre, on étudie un système hybride électrique multi-sources/multi-charges basse puissance. Un module de piles à combustible d'une trentaine de watts qui est développé par l'association PAXITECH est utilisé comme source principale. L'objectif de l'étude est de concevoir une alimentation compacte permettant de gérer les pics de consommation tout en assurant un fonctionnement optimal du système lorsque les conditions de fonctionnement du dispositif varient. L'utilisation d'un pack des supercondensateurs comme source auxiliaire va permettre de gérer les pics de consommation. Une architecture de puissance basée sur un bus de tension variable va permettre d'optimiser la taille de l'électronique et d'assurer une bonne gestion de l'énergie dans le système. La fourniture d'énergie à l'utilisateur se fera via trois convertisseurs DC/DC fournissant les tensions de charge 5, 12 et 24 volts.

Cette étude a été réalisée dans le cadre du programme ANR PACBI en collaboration avec les sociétés France Telecom, Paxitech et Technolia, le GREEN étant en charge de la partie alimentation électrique du dispositif. Comme pour le contrôle de la source hybride réalisé au chapitre III, un contrôle basé sur la génération de trajectoire de référence de grandeurs énergétiques lié au système est utilisé pour gérer les flux d'énergie entre les sources et les charges. Dans un premier temps, nous allons donc montrer qu'il est possible d'établir un modèle réduit du système qui peut être considéré comme "différentiellement plat". On proposera ensuite une stratégie de contrôle sans commutation d'algorithme qui permettra d'assurer le bon fonctionnement de l'ensemble du système que ce soit en modes dits "normal" et "de décharge" du système. Dans l'application traitée, les utilisateurs n'injectent pas d'énergie au système et par conséquent, le mode de récupération n'existe pas. Les

énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs vont être considérés comme les composantes de la sortie plate du système. Cette hypothèse suppose que les valeurs des énergies magnétiques stockées dans les éléments inductifs du système sont négligeables devant les valeurs des énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs. Le dimensionnement du système sera réalisé de manière à vérifier cette hypothèse.

L'approche présentée diffère des travaux habituellement faits sur l'application du concept de platitude aux convertisseurs statiques [Gen04b], [Ang98], [Sir99] pour lesquels les composantes de la sortie plate sont majoritairement les énergies totales stockées dans chaque convertisseur (somme des énergies magnétiques et électrostatiques). Cette méthode nécessite une connaissance exacte des paramètres de système pour générer la trajectoire de référence de la sortie plate choisie. Des estimateurs paramétriques doivent alors être utilisés pour assurer une erreur statique nulle en régime permanent mais ceci au pris de performances dynamiques moindres.

Comme on va le constater, la connaissance de la caractéristique tension-puissance (V - P) de la pile à combustible est nécessaire pour générer la trajectoire de référence. Cette caractéristique, cependant, ne reste pas toujours constante et varie généralement en fonction des variations de pression, débit, température et niveau d'humidité de gaz entré [Ul198],[Fri04],[Fri03]. Pour tenir compte de la dispersion de cette caractéristique au cours du temps et pour suivre les variations de caractéristique statique de la pile à combustible (CSPAC), il faut compenser ces fluctuations par la commande. Par conséquent, un système d'observation permettant d'estimer la valeur de la tension en sortie de pile pour une puissance de charge P donnée, va être proposé et étudié.

Pour vérifier la stratégie de contrôle, un prototype expérimental a été réalisé au laboratoire GREEN. Le contrôle est implanté via une carte dite "temps réel" de type dSPACE DS1103. Les résultats expérimentaux vont être présentés avec des charges résistives variables mais aussi avec la charge industrielle correspondant à l'application du contrat ANR PACBI.

Lorsqu'on s'intéresse à la minimisation des organes de stockage de manière à améliorer la compacité de l'électronique, il est nécessaire d'améliorer les performances dynamiques du système notamment en rejet de perturbation. Pour ce faire et éviter les saturations en régime transitoire pouvant conduire à des phénomènes de "chattering", il est alors souhaitable de minimiser la valeur des capacités et des éléments inductifs. Dans certains cas de figures, l'hypothèse consistant à négliger les valeurs des énergies électromagnétiques devant les valeurs des énergies électrostatiques n'est alors plus valable. Il est alors nécessaire d'en tenir compte dans l'élaboration des lois de commande. A la fin de ce chapitre, nous proposerons une modification de la stratégie de contrôle proposée de manière à tenir compte de l'énergie magnétique stockée dans les hacheurs séries. Une linéarisation entrée/sortie va être utilisée pour contrôler les énergies électrostatiques stockées dans les capacités de sortie.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons exclusivement aux algorithmes de gestion d'énergie dans un système multi sources multi charges. Le dimensionnement du système n'y sera pas abordé. Les résultats présentés au chapitre III sont généralisables à la structure de puissance étudiée dans ce chapitre.

4.2 Description du système hybride

4.2.1 Introduction

La Société TECHNOLIA développe et commercialise actuellement un système de stationnement interactif qui utilisent des bornes interactives. Le principal marché visé par TECHNOLIA est celui des collectivités territoriales. Selon cette analyse, le marché pour les équipements spécifiques de signalisation des places de stationnement pour personnes à mobilité réduite devrait fortement croître dans les années à venir du fait de l'extension de la notion de «personne à mobilité réduite» (personnes âgées, populations à pathologies handicapantes momentanées...). Ces bornes de stationnement peuvent se révéler très intéressantes dans les parkings de gares (dépose minute) ou dans les centres villes (places gratuites à durées limitées). TECHNOLIA souhaitait donc étudier la possibilité de rendre autonome ses bornes en y intégrant et/ou associant un dispositif de production d'électricité autonome basé sur une pile à combustible.

4.2.2 Choix et description de l'architecture électrique

Trois niveaux de tension (5V, 12V, 24V) sont à garantir par l'alimentation électrique développée. La consommation moyenne de la borne (des charges) est voisine de 30W et au cours de son fonctionnement, des pics de puissance pouvant aller jusqu'à 51,4W peuvent être demandés par l'ensemble des dispositifs électriques de la borne. Afin de minimiser la consommation en hydrogène de la pile, on a décidé de choisir une structure d'alimentation hybride constituée d'une pile à combustible 30W de tension nominale 30V et d'un pack de supercondensateurs pouvant supporter une tension maximale voisine de 13V (mise en série de 6 super condensateurs 50F et possédant une tenue en tension 2,3V). Un dispositif de contrôle s'assurera que la tension maximale aux bornes du pack ne peut dépasser 12V. La Fig.4-1 présente le schéma de l'architecture électrique choisie. Comme le montre cette figure, la pile à combustible va être directement connectée à un bus de tension variable. Cette architecture correspond en fait à l'utilisation de la variante 1 détaillée au chapitre trois comme source hybride d'énergie à la différence près que dans le cas d'un système multi charges, le convertisseur de sortie est remplacé par les convertisseurs statiques permettant d'alimenter les charges (connectées ici aux tensions 5V, 12V, et 24V). Le choix de la première variante plutôt que la seconde permet alors d'éliminer un convertisseur de puissance, convertisseur qui verrait transiter l'intégralité de la puissance fournie aux charges.

La tension minimum du bus continu est fixée à 25V. Ce bus alimente trois charges électriques connectées au bus continu via des convertisseurs séries continu-continu. La gestion des flots d'énergie dans le système est réalisée en contrôlant l'énergie stockée dans le condensateur du bus continu. Le pack de supercondensateurs est relié au bus continu par un convertisseur continu-continu bidirectionnel en courant.

Des Mosfets de type IRF1405 (55V, 169A, $r_{ds}=5,3 \text{ m}\Omega$) sont utilisés pour tous les interrupteurs commandables présents dans le système. Les diodes Schotky de type SB340 sont utilisées comme diodes de roue libre des trois convertisseurs abaisseurs, alimentant les charges sous tensions 5V, 12V et 24V.

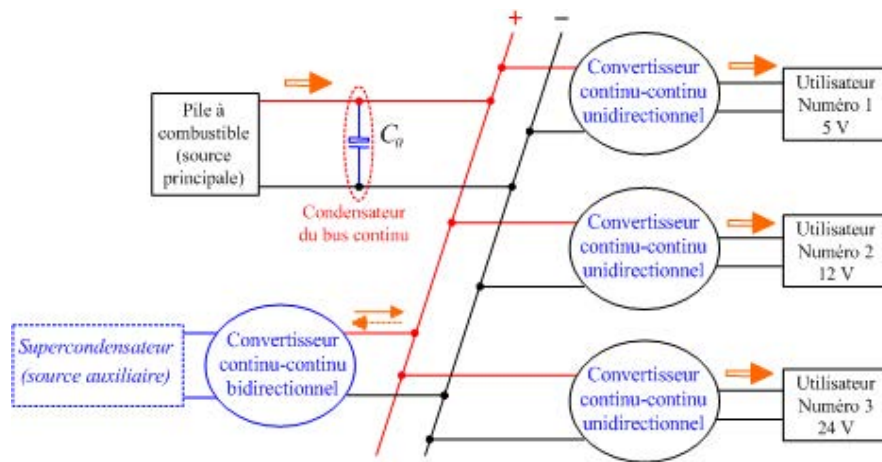


Figure 4-1 : Schéma général du système multi sources/multi charges avec pile à combustible et pack de supercondensateurs.

4.2.3 Description de la pile à combustible

La pile à combustible qui est utilisée comme source principale est réalisée par la société PAXITECH dont l'objectif est de produire et commercialiser des piles à combustible pour applications portables ainsi que des composants de pile à combustible. La technologie développée par PAXITECH est particulièrement bien adaptée pour les solutions qui nécessitent un faible encombrement et pour lesquelles des géométries spécifiques sont imposées. Elle est donc bien adaptée à une utilisation dans les bornes de TECHNOLIA. De plus, il s'agit d'une technologie qui ne nécessite qu'un nombre très limité d'auxiliaires (alimentation directe en air) et pas de système de refroidissement. La pile développée par PAXITECH permet l'alimentation électrique de base de la borne. Cette pile à combustible a une durée de vie supérieure à 4000 heures et un rendement supérieur à 50 %.

Le système pile à combustible utilisé est constitué en fait par la mise en série de trois piles à combustible, l'une de 6W et les deux autres de 12 Watts. Ces deux dernières piles sont constituées chacune de 40 cellules (association parallèle de quatre ensembles de 10 cellules en série). Ces modules fournissent chacun une tension de 18 Volt en circuit ouvert et devaient être capables de délivrer une puissance de 12 Watts pour une tension nominale supérieure à 13 Volts. La Fig.4-2 présente la caractéristique statique tension-courant ($V-I$) et tension-puissance ($V-P$) du système pile à combustible utilisé. A noter que la pression d'hydrogène alimentant les piles est fixée à 0,4 bar.

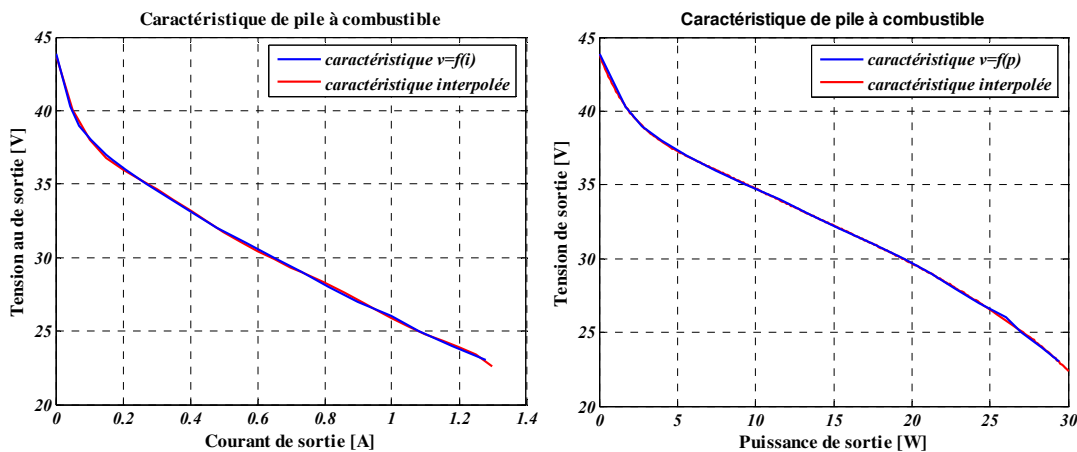


Figure 4-2 : Caractéristique statique du système pile à combustible PAXITECH utilisé comme source principale d'énergie.

Du point de vue de la gestion de l'eau accumulée dans la pile, un échangeur a été réalisé afin de collecter par gravité l'eau produite dans les modules "12W" et d'évaporer cette eau vers l'environnement extérieur par l'intermédiaire d'une membrane échangeuse.

4.2.4 Description de la carte dSPACE

Pour contrôler le système et produire les signaux de commande des interrupteurs, une carte temps réel DS1103PPC, spécialement conçue pour le développement des commandes numériques multi-variables et le travail en temps réel, a été utilisée. La carte contrôleur DS1103PPC est une carte standard que l'on peut brancher sur un PC en utilisant le bus ISA. La carte peut également être insérée dans une boîte d'expansion dSPACE qui communique avec le PC via un bus ISA ou Ethernet.

La Fig.4-3 montre une photo du banc expérimental réalisé au laboratoire GREEN pour tester et vérifier la stratégie de contrôle proposée. Sur cette photo, sont présentées les piles à combustible et la boîte de dSPACE (la photo de gauche), et les cartes d'électronique d'interface (étage des capteurs des courants et tensions, convertisseurs supercondensateurs et drivers). Il faut noter que ces cartes électroniques sont alimentées par les piles à combustible et consomment environ 10W.

Les paramètres de notre système hybride multi-sources multi-charges (Fig.4-4) sont donnés ci-dessous :

- puissance maximum de pile à combustible 27 W dont une dizaine de watt est utilisée par l'électronique de commande ; donc : $P_{0max} \approx 17$ W
- courant maximum de la pile à combustible (i_{0max}) $\approx 0,7$ A,
- tension à vide de pile à combustible ($v_f(0)$) $\approx 42,5$ V,
- tension minimum de pile à combustible ($v_f(i_{0max})$) ≈ 25 V,
- résistance de ligne (r_0) $\approx 0,01$ Ω ,
- condensateur de bus continu (C_0) $\approx 8,8$ mF,
- capacité des sorties ($C_1 = C_2 = C_3$) $\approx 1,00$ mF,
- valeur du pack de supercondensateurs (C_{sc}) $\approx 16,67$ F,
- inductance du convertisseur lié au pack de supercondensateurs (L_{sc}) $\approx 0,68$ mH,
- résistance en série avec l'inductance du convertisseur lié au pack de supercondensateurs $r_{sc} \approx 0,07$ Ω ,
- inductance de convertisseur DC-DC 1 (l_1) $\approx 1,25$ mH,
- résistance en série avec l'inductance de convertisseur DC-DC 1 (r_1) $\approx 0,3$ Ω ,
- inductance de convertisseur DC-DC 2 et 3 ($l_2 = l_3$) $\approx 2,2$ mH,
- résistance en série avec l'inductance de convertisseur DC-DC 2 et 3 ($r_2 = r_3$) $\approx 0,6$ Ω ,
- tension maximum du pack de supercondensateurs (V_{scmax}) = 12 V,
- tension minimum du pack de de supercondensateurs (V_{scmin}) = 2 V,
- tension de référence du pack de supercondensateurs (V_{scref}) = 9 V,
- tension de référence de sortie 1 (V_{1p}) = 5 V,
- tension de référence de sortie 2 (V_{2p}) = 12 V,
- tension de référence de sortie 3 (V_{3p}) = 24 V,

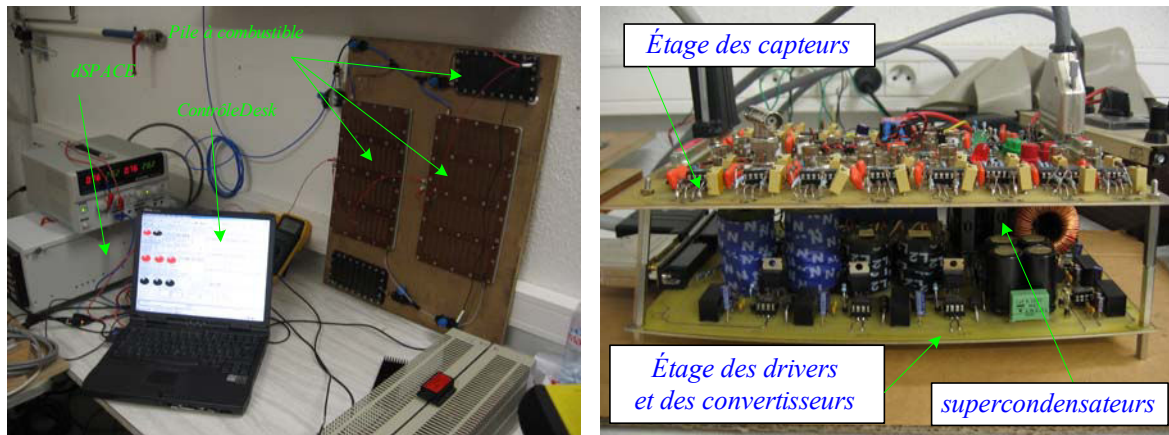


Figure 4-3: photos des éléments constituant le banc de test du système multi-sources/multi-charges étudié.

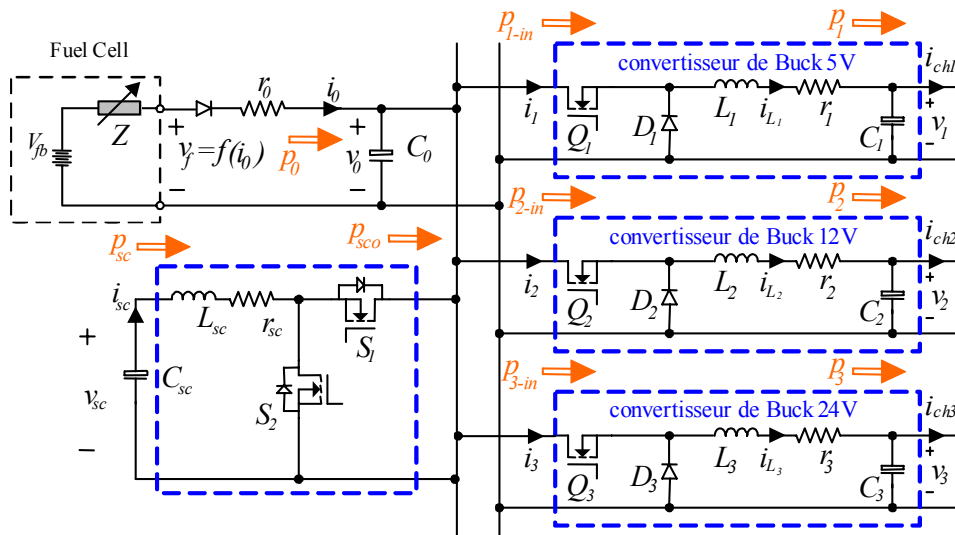


Figure 4-4: Schéma présentant l'architecture électrique choisie pour le système hybride multi-sources multi-charges.

4.3 Architecture électrique, modélisation du système hybride et contrôle

4.3.1 Introduction

Pour contrôler ce système hybride, il est nécessaire préalablement de le modéliser. Ce système comporte quatre convertisseurs ce qui en fait un système d'ordre relativement élevé. Comme pour le chapitre III, il est donc nécessaire de construire un modèle d'ordre réduit permettant de gérer les flots d'énergie de manière simple et robuste. Ce modèle se base sur l'hypothèse que les courants dans les différents convertisseurs sont parfaitement contrôlés et suivent leurs références respectives. L'utilisation de régulateurs de courant non linéaires (contrôle par mode de glissement) va permettre de vérifier cette hypothèse.

4.3.2 Modélisation du système

La Fig.4-4 montre les notations utilisées pour établir le modèle d'ordre réduit du système. Comme on peut le constater sur cette figure, l'ordre du système est de 9. Pour construire le modèle

d'ordre réduit, nous faisons l'hypothèse que les courants dans tous les convertisseurs sont parfaitement asservis à leurs références et que la dynamique d'asservissement en courant est beaucoup plus rapide que la dynamique d'asservissement des différentes grandeurs énergétiques à leurs références. La valeur de la capacité équivalente du pack de supercondensateurs est grande ; la tension à ses bornes sera donc considérée comme un paramètre lentement variable dans le temps. On suppose aussi la valeur de l'inductance de câble reliant la pile à combustible au bus continu est petite. Elle est donc négligée. Dans chaque convertisseur, les pertes dans l'inductance ainsi que dans la cellule de commutation sont modélisées par une résistance en série avec l'inductance (noté par r_{sc} , r_1 , r_2 et r_3 dans la Fig.4-4).

Confère les notations précisées sur la Fig.4-4, les équations du système réduit s'écrivent :

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = \frac{p_1}{v_1} - i_{ch1}, \quad (4-1a)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = \frac{p_2}{v_2} - i_{ch2}, \quad (4-1b)$$

$$C_3 \frac{dv_3}{dt} = \frac{p_3}{v_3} - i_{ch3}, \quad (4-1c)$$

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} = \frac{p_0 + p_{sc0} - p_{in}}{v_0}, \quad (4-1d)$$

où les puissances p_{in} et p_{sc0} vérifient :

$$p_{sc0} = p_{sc} - r_{sc} \left(\frac{p_{sc}}{v_{sc}} \right)^2, \quad (4-2a)$$

$$p_{j-in} = p_j + r_j \left(\frac{p_j}{v_j} \right)^2, \quad j = 1, 2, 3 \quad (4-2b)$$

$$p_{in} = \sum_{j=1}^3 p_{j-in}. \quad (4-2c)$$

4.3.3 Description de la méthode proposée pour contrôler le système

4.3.3.1 Introduction

Les études présentées ici sont similaires à celles effectuées au chapitre III. Il va s'agir de montrer qu'il est possible de déterminer un modèle d'ordre réduit du système multi sources multi charges pouvant être considéré comme "différentiellement plat". On pourra alors proposer une gestion des flots d'énergie via l'utilisation de trajectoire prédéfinie de la sortie plate du système. Pour prouver la platitude du système réduit, il sera nécessaire de vérifier que la sortie plate $y \in R^m$ du système peut se mettre sous la forme :

$$y = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(l)}), \quad (4-3)$$

Où : $x \in R^n$, $u \in R^m$, $\dot{x} = f(x, u)$

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}), \quad (4-4)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+l)}). \quad (4-5)$$

4.3.3.2 Analyse de la platitude du système d'ordre réduit

Comme pour le chapitre III, nous allons supposer dans un premier temps que les énergies magnétiques stockées dans les inductances du système ont des valeurs négligeables vis-à-vis des valeurs des énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs C_0 , C_1 , C_2 et C_3 . On propose alors d'utiliser ses énergies électrostatiques comme composantes de la sortie plate du système. Posons alors :

$$y = [y_0 \quad y_1 \quad y_2 \quad y_3]^T = \left[\frac{1}{2}C_0v_0^2 \quad \frac{1}{2}C_1v_1^2 \quad \frac{1}{2}C_2v_2^2 \quad \frac{1}{2}C_3v_3^2 \right]^T. \quad (4-6)$$

Les variables d'état de système peuvent alors être exprimées comme des fonctions des composantes de la sortie plate. Il vient :

$$v_0 = \sqrt{\frac{2y_0}{C_0}}, \quad (4-7a)$$

$$v_j = \sqrt{\frac{2y_j}{C_j}}, \quad (4-7b)$$

où $j = 1, 2, 3$.

Le vecteur d'état du système se met alors sous la forme :

$$\begin{aligned} x &= [v_0 \quad v_1 \quad v_2 \quad v_3]^T \\ &= \varphi(y) = (\varphi_0(y), \varphi_1(y), \varphi_2(y), \varphi_3(y)) = \left[\sqrt{\frac{2 \cdot y_0}{C_0}} \quad \sqrt{\frac{2 \cdot y_1}{C_1}} \quad \sqrt{\frac{2 \cdot y_2}{C_2}} \quad \sqrt{\frac{2 \cdot y_3}{C_3}} \right]^T. \end{aligned} \quad (4-8)$$

Nous avons supposé que les courants dans les éléments inductifs du système i_j et i_{sc} , suivent parfaitement leurs références respectives i_{jref} et i_{scref} . Les puissances p_1, p_2, p_3 et p_{sc} introduites sur la Fig.4-4 sont alors considérées comme les composantes du vecteur de commande du système. En utilisant les équations (4-1a)-(4-1c) et (4-7b), ces puissances peuvent se mettre sous la forme :

$$p_j = \dot{y}_j + v_j \cdot i_{chj} = \psi_j(y_j, \dot{y}_j), \quad (4-9a)$$

De façon similaire, la puissance fournie par le pack de supercondensateurs est calculable à l'aide des équations (4-2a)-(4-2c), (4-1d) et (4-9a). Il vient :

$$\begin{aligned} p_{sc} &= 2 \cdot P_{scmax} \cdot \left[I - \sqrt{I - \frac{\dot{y}_0 + \sum_{j=1}^n p_{j-in} - p_0}{P_{scmax}}} \right], \\ &= \psi_{sc}(y_0, y_j, \dot{y}_0, \dot{y}_j) \end{aligned} \quad (4-9b)$$

Où :

- P_{scmax} est la puissance maximum qui peut être délivrée par le pack de supercondensateurs et

vérifie :

$$P_{scmax} = \frac{v_{sc}^2}{4 \cdot r_{sc}}, \quad (4-10)$$

- p_0 représente la puissance délivrée par la pile à combustible et vérifie :

$$p_0 = \frac{v_f - \varphi_0(y_0)}{r_0} \cdot \varphi_0(y_0). \quad (4-11)$$

Les équations (4-8) et (4-9) permettent d'exprimer respectivement les variables d'état et de commande en fonction des composantes de la sortie plate candidate et de ses dérivées successives. Le système réduit peut donc être considéré comme plat, les énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs correspondant aux composantes de la sortie plate et les puissances p_{sc} , p_1 , p_2 , p_3 aux composantes du vecteur commande [Fli95].

4.3.4 Stratégie de contrôle du système

4.3.4.1 Planification des trajectoires

Comme dans le chapitre III, la gestion des flots d'énergie dans le système va se faire via la planification des trajectoires données aux composantes de la sortie plate. Posons y_{0ref} et y_{jref} les énergies de référence stockées respectivement dans le condensateur du bus continu C_0 et les condensateurs de sortie C_j ($j=1,2,3$). La gestion des trajectoires liées aux énergies des condensateurs de sortie est simple à réaliser. Seules deux contraintes sont à prendre en compte :

- La première est qu'en régime établi, les tensions aux bornes des condensateurs de sortie doivent être égales à leur référence respective (5V, 12V ou 24V).
- La seconde contrainte doit prendre en compte le fait qu'à l'instant initial tout comme à l'instant final, la dérivée de la sortie plate du système (et donc de ses composantes) est nulle. Cette propriété devra évidemment être respectée par la trajectoire de référence. Posons V_{1ref} , V_{2ref} , V_{3ref} (respectivement y_{1ref}^* , y_{2ref}^* , y_{3ref}^*) les tensions (respectivement énergies) de référence en régime permanent associées aux condensateurs C_1 , C_2 et C_3 :

$$\begin{bmatrix} y_{1ref}^* & y_{2ref}^* & y_{3ref}^* \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{1ref}^{*2} & \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{2ref}^{*2} & \frac{1}{2} \cdot C_3 \cdot V_{3ref}^{*2} \end{bmatrix}^T. \quad (4-12)$$

De manière à respecter les deux contraintes données ci-dessus, des trajectoires de type "arrêt-arrêt" sont générées pour les trois énergies électrostatiques y_{1ref} , y_{2ref} , y_{3ref} et correspondent en fait à la réponse indicielle de filtres du second ordre suite à un échelon de référence d'amplitude respective y_{1ref}^* , y_{2ref}^* , y_{3ref}^* .

L'expression analytique de ces trajectoires est donnée ci-dessous (origine des temps $t=0$ correspondant à l'instant d'application de l'échelon) :

$$y_{1ref}(t) = y_{1ref}^* \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right), \quad (4-13a)$$

$$y_{2ref}(t) = y_{2ref}^* \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_2} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right), \quad (4-13b)$$

$$y_{3ref}(t) = y_{3ref}^* \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_3} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_3}\right) \right). \quad (4-13c)$$

Quant à la trajectoire liée à $y_{0ref}(t)$, c'est elle qui permet la gestion des transitoires d'énergie entre les différents éléments constituant l'architecture électrique. En fait les transferts d'énergie vont être contrôlés en fixant la valeur de la tension du bus continu notée $v_0(t)$ à une valeur de référence v_{0ref}^* dépendant de l'état de charge du système. Un algorithme permettant d'obtenir cette grandeur de référence est représenté sur les figures 4-5 et 4-6. La première contrainte à prendre en compte pour concevoir la trajectoire de la référence de sortie y_0 , est la dynamique lente inhérente à l'utilisation d'une pile à combustible. Cette contrainte sera assurée grâce à l'emploi d'un filtre passe bas (on note τ_0 sa constante de temps) dans l'algorithme utilisé pour générer l'énergie de référence y_{0ref} (Fig.4-5). Le contrôle de cette énergie va nous permettre de contrôler indirectement la dynamique du courant et de la puissance délivrés par la de pile à combustible.

L'algorithme utilisé pour calculer la tension de référence v_{0ref}^* est détaillé sur la Fig.4-5. Deux termes distincts permettent d'obtenir la valeur de cette tension. La sortie du bloc $f(p_{in})$ permet d'évaluer quelle doit être la tension en régime établi $v_{0n} = f(p_{in})$, sachant que la pile à combustible doit alors fournir l'intégralité de la puissance à la charge. Un terme correctif permettant d'assurer la charge du pack de supercondensateurs à sa valeur nominale va être ajouté à cette tension. Le principe de génération de cette tension v_{0ref}^* à partir des deux entrées précédentes est détaillé sur la Fig.4-6. La saturation à V_{fmax} et V_{fmin} permet d'assurer respectivement les contraintes en puissance liées à l'utilisation d'une pile à combustible. Une valeur de v_{0ref}^* fixée à V_{fmax} correspond à un fonctionnement à vide alors qu'une valeur de v_{0ref}^* fixée à V_{fmin} correspond à un fonctionnement à puissance maximale. Lorsque la tension du pack de supercondensateurs se rapproche de sa valeur nominale (erreur de tension inférieure à une grandeur de commande ΔV_{sc}), le contrôleur de tension se comporte alors comme un régulateur linéaire par morceau. Contrairement à l'approche détaillée au chapitre III (Fig.3-5), cette stratégie de génération de trajectoire permet d'améliorer les performances dynamiques associées au contrôle du pack de supercondensateurs.

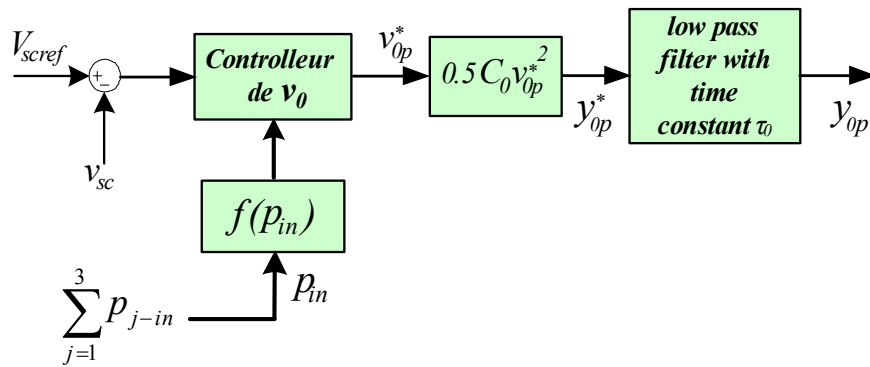
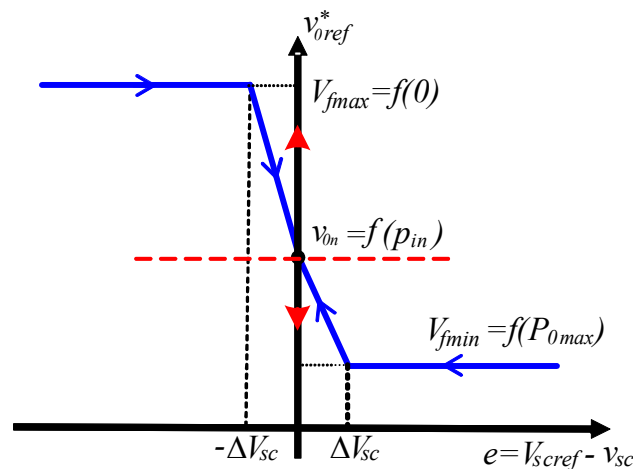

 Figure 4-5 : Schéma fonctionnel de l'algorithme utilisé pour générer l'énergie de référence $y_{0ref}(t)$.


Figure 4-6 : Stratégie de contrôle de la tension du bus continu.

Tous les modes de fonctionnement du système peuvent alors être gérés via la trajectoire définie précédemment. Lorsque le pack de supercondensateurs est insuffisamment chargé, si l'écart ($e = V_{scref} - v_{sc}$) avec sa référence est supérieur à Δv_{sc} , la tension du bus continu est régulée à V_{fmin} . La pile à combustible fournit alors une puissance égale à sa puissance maximale. En mode normal de fonctionnement une partie de cette puissance est fournie à la charge, le reste sert à recharger le pack de supercondensateurs. En mode de décharge, la tension du bus étant régulée à V_{fmin} , le pack de supercondensateurs va lui aussi fournir de l'énergie à la charge de manière à garantir le niveau de tension à imposer aux bornes de la pile à combustible.

Inversement lorsque le pack de supercondensateurs est en surcharge, si l'écart avec sa référence est inférieur à $-\Delta v_{sc}$, alors la tension du bus continu est régulée à V_{fmax} . La pile à combustible est donc à vide, le pack de supercondensateurs va alors pouvoir se décharger en fournissant de l'énergie à la charge si le système opère en mode normal ou de décharge.

Si le système pouvait opérer en mode de récupération, la tension du bus étant régulée à V_{fmax} , l'énergie ne pourrait alors être stockée que dans l'organe de stockage.

Lorsque l'erreur de tension aux bornes du pack de supercondensateurs est faible ($-\Delta v_{sc} < e < \Delta v_{sc}$), le fonctionnement reste identique aussi bien en récupération qu'en décharge.

L'expression analytique de la référence d'énergie électrostatique stockée dans le condensateur C_0 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$y_{0ref}^*(t) = \frac{I}{2} \cdot C_0 \cdot v_{0ref}^{*2}(t), \quad (4-14)$$

avec :

$$v_{0ref}^*(t) = \begin{cases} V_{fmax} & \text{si } V_{scref} - v_{sc}(t) < -\Delta v_{sc} \\ \frac{f(p_{in}) - V_{fmax}}{\Delta v_{sc}} \cdot (V_{scref} - v_{sc}(t)) + f(p_{in}) & \text{si } -\Delta v_{sc} < V_{scref} - v_{sc}(t) < 0 \\ \frac{V_{fmin} - f(p_{in})}{\Delta v_{sc}} \cdot (V_{scref} - v_{sc}(t)) + f(p_{in}) & \text{si } 0 < V_{scref} - v_{sc}(t) < \Delta v_{sc} \\ V_{fmin} & \text{si } \Delta v_{sc} < V_{scref} - v_{sc}(t) \end{cases} \quad (4-15)$$

La Fig.4-7 montre l'algorithme utilisé pour implanter le contrôleur de tension détaillé sur la Fig.4-6.

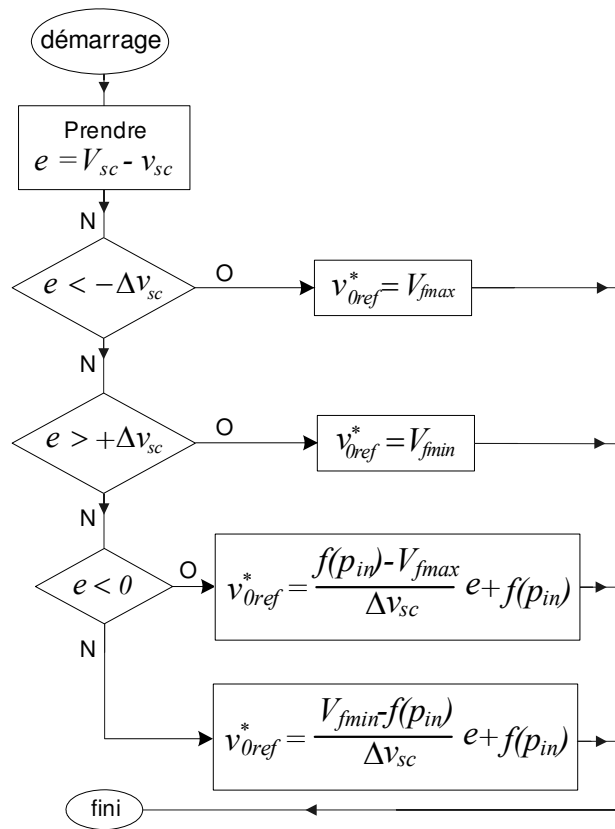


Figure 4-7: Algorithme de calcul de la tension de référence du bus continu [Pay09].

4.3.4.2 Contrôle des convertisseurs et synthèse de la commande par mode glissement

Dans le paragraphe précédant, nous avons généré des trajectoires de référence que doivent suivre les composantes de la sortie plate de manière à assurer un fonctionnement correct du système et ceci sans commutation d'algorithmes et quel que soit le mode d'opération du système. Si le système était parfaitement connu, une synthèse en boucle ouverte à partir des relations (4-9a) et (4-9b) était envisageable en remplaçant les énergies et leurs dérivées par leurs références respectives. Or différentes erreurs de modélisation ont été volontairement faits de manière à simplifier les lois de commande : les énergies magnétiques ont été négligées ; la modélisation des pertes dans les semiconducteurs et plus généralement dans le convertisseur est incomplète, certains coefficients sont mal identifiés ou évoluent dans le temps en fonction de paramètres d'environnement comme par exemple la température. Tout cela fait qu'il est nécessaire d'assurer l'asservissement des composantes de la sortie plate à leurs références respectives. Afin de découpler le contrôle de chaque composante de la sortie plate, une linéarisation entrée/sortie est utilisée. La commande du système linéarisé est obtenue via un régulateur non linéaire de type glissant. Ce type de régulateur est connu pour être robuste vis-à-vis des perturbations causées par les variations paramétriques ou les erreurs de modélisation.

L'expression de la surface de glissement est définie comme suit : $S = [s_0 \quad s_1 \quad s_2 \quad s_3]^T$, où :

$$s_i = (y_{iref} - y_i) + k_i \cdot \int_0^t (y_{iref} - y_i) \cdot dx. \quad (4-16)$$

Dans cette équation, $i=\{0,1,2,3\}$. Pour étudier le comportement asymptotique des variables d'état, on met les équations précédentes sous forme matricielle :

$$S = \mathbf{K} [Y_{ref} - Y]^T, \quad (4-17)$$

où:

$$\mathbf{Y}_{ref} = \begin{bmatrix} y_{0ref} \\ y_{1ref} \\ y_{2ref} \\ y_{3ref} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \int (y_{0ref} - y_0) dt \\ \int (y_{1ref} - y_1) dt \\ \int (y_{2ref} - y_2) dt \\ \int (y_{3ref} - y_3) dt \end{bmatrix} \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -k_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -k_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -k_3 \end{bmatrix}.$$

En appliquant la technique de linéarisation entrée/sortie aux dérivées des sorties plates du système, on peut écrire : $v = \dot{y}$ ou sous forme matricielle $[v_0, \dots, v_3]^T = [\dot{y}_0, \dots, \dot{y}_3]^T$. Ainsi, le système d'équations différentielles vérifié par les variables d'état du système linéarisé peut se mettre sous la forme :

$$\dot{Y} = AY + B.v + C, \quad (4-18)$$

où $A \in \mathfrak{R}^{(8) \times (8)}$, $B \in \mathfrak{R}^{(8) \times (4)}$ et $C \in \mathfrak{R}^{(8) \times (1)}$. Les expressions des matrices A , B et C sont données ci-dessous :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ y_{0ref} \\ y_{1ref} \\ y_{2ref} \\ y_{3ref} \end{bmatrix} \quad v = \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}. \quad (4-19)$$

La commande équivalente du système linéarisé est obtenue à l'aide de la loi de raliement ci-dessous [Pat07] :

$$\dot{S} = -\mathbf{Q} \operatorname{sgn}(\varepsilon) - \lambda(S), \quad (4-20)$$

où : $\mathbf{Q} = \operatorname{diag}[q_0 \quad q_1 \quad q_2 \quad q_3]$, $\varepsilon = [\varepsilon_0 \quad \varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \varepsilon_3]^T$, $\forall i \in \{0,1,2,3\}$, $\varepsilon_i = y_{iref} - y_i$, $q_i > 0$

$$\lambda(s) = [\lambda_0(s_0) \quad \lambda_1(s_1) \quad \lambda_2(s_2) \quad \lambda_3(s_3)]^T, \quad s_i \lambda_i(s_i) > 0, \quad \lambda_i(0) = 0 \quad \forall i \in \{0,1,2,3\}.$$

L'existence d'une commande équivalente est une condition nécessaire pour assurer l'existence d'un mode glissement sur la surface de commutation $S=0$. Afin de maintenir la trajectoire d'état sur cette surface et de rejeter les perturbations externes dues aux erreurs de modélisation ou à des changements dans les valeurs de paramètre, la dérivée de S doit être évaluée le long de la trajectoire d'état et doit vérifier la loi de raliement (4-20). Si nous supposons que Y_{ref} dans (4-17) est constant et si nous définissons $\lambda_i(s_i) = \lambda_i \cdot s_i$, la relation (4-20) permet d'en déduire le vecteur de commande équivalente v . Il vient :

$$v = (\mathbf{K} \cdot \mathbf{B})^{-1} [-\mathbf{K} \cdot \mathbf{A} \cdot Y - \mathbf{K} \cdot \mathbf{C} + \mathbf{Q} \cdot \operatorname{sgn}(\varepsilon) + \lambda \cdot \mathbf{K} \cdot (Y_{ref} - Y)], \quad (4-21)$$

où la matrice $\mathbf{K} \cdot \mathbf{B}$ est supposée non singulière.

L'analyse de la stabilité asymptotique se fait en remplaçant la commande v en (4-18) par la commande équivalente donnée en (4-21). L'analyse des pôles de l'équation différentielle obtenue permet d'analyser la stabilité du mode de glissement sur l'hypersurface $S=0$. En substituant (4-21) à (4-18), il vient :

$$\dot{Y} = \mathbf{A}_{eq} \cdot Y - \mathbf{B} \cdot (\mathbf{K} \cdot \mathbf{B})^{-1} \cdot [\mathbf{K} \cdot \mathbf{C} - \mathbf{Q} \cdot \operatorname{sgn}(S) - \lambda \cdot \mathbf{K} \cdot Y_{ref}], \quad (4-22)$$

où $\mathbf{A}_{eq} = \mathbf{A} - \mathbf{B} \cdot (\mathbf{K} \cdot \mathbf{B})^{-1} \cdot [\mathbf{K} \cdot \mathbf{A} + \lambda \cdot \mathbf{K}]$.

Le premier terme dans (4-22) est utilisé pour le placement des pôles du système en boucle fermée. On montre facilement que les huit pôles du système ne dépendent que des paramètres de commande et vérifient :

$$a_i = -k_i, \chi_i = -\lambda_i \quad i \in \{0,1,2,3\}. \quad (4-23)$$

Les variables de commande p_1, p_2, p_3 et p_{sc} peuvent alors être obtenues grâce aux équations (4-21), (4-9a) et (4-9b) en remplaçant les termes en \dot{y}_i par v_i où $i \in \{0,1,2,3\}$. De manière à assurer l'existence des commandes données par les équations (4-9a) et (4-9b), il est nécessaire de borner les contrôles v_i ($i \in \{0,1,2,3\}$). On pose alors :

$$-P_{0max} \leq v_0 \leq \frac{3}{4}P_{scmax} + p_0 - \sum_{j=1}^n p_{j-in}, \quad (4-24)$$

$$-P_{chmax_j} \leq v_j \leq \frac{v_j^2}{4r_j} - p_{ch_j}. \quad (4-25)$$

D'autre part, les variables de contrôle (les puissances délivrées ou absorbées) p_{sc} et p_j , produites par les équations (4-9a) et (4-9b), doivent appartenir aux intervalles suivants:

$$-(P_{0max} - \sum_{j=1}^n p_{j-in}) \leq p_{sc} \leq P_{scmax}, \quad (4-26)$$

$$0 \leq p_j \leq P_{chmax_j}, \quad (4-27)$$

où P_{chmax} est la puissance maximum des charges. La borne inférieure de l'équation (4-26) permet de tenir compte du fait que lors du passage en mode de récupération, la puissance demandée à la pile à combustible ne peut pas être supérieure à sa puissance maximale P_{0max} . Naturellement ces limitations de puissance ne prennent en compte que les contraintes issues de l'étude de la commande du système. A ces contraintes se superposent les contraintes liées à l'électronique de puissance et notamment les tenues en tension et courant des semiconducteurs. Afin de ne pas alourdir l'exposé, ces contraintes n'ont pas été détaillées mais des limitations de courants et/ou de puissances ont été prises en compte lors du passage aux tests expérimentaux.

Remarque sur la stabilité du système multi-sources multi-charges :

Il est intéressant de remarquer que dans les approches conventionnelles (conception indépendante de la source d'énergie avec son électronique d'interface et des convertisseurs de charge), le problème de stabilité globale peut se poser lorsqu'on interconnecte tous ces dispositifs les uns avec les autres. Des interactions entre les différents contrôleurs peuvent apparaître et entraîner de grandes ondulations dans le système. En outre, une commutation d'algorithme est souvent utilisée pour gérer les flux d'énergie lorsque le système change de mode d'opération. Avec l'approche fondée sur la platitude, toutes les trajectoires d'état sont connues et aucune commutation d'algorithme n'est utilisée. Les variations des variables d'état pendant les régimes transitoires dépendent uniquement des trajectoires de référence des composantes de la sortie plate et sont a priori connues pour des perturbations bornées (borne supposée connue). Les interactions entre les

différents contrôleurs sont évitées à l'aide de linéarisation I/O. Le seul travail des régulateurs est de compenser les erreurs de modélisation (énergie électromagnétique stockée dans les inductances, évaluation des pertes...).

Une fois connues les composantes du vecteur de commande, on peut alors générer les références de courant dans chaque élément inductif du système. On pose $i_{sc\text{ref}}$ et $i_{Lj\text{ref}}$ les courants de référence dans les inductances connectées respectivement au pack de supercondensateurs et aux inductances L_j avec $j=\{1,2,3\}$. Ces références vérifient :

$$i_{sc\text{ref}} = \frac{p_{sc}}{v_{sc}}, \tag{4-28a}$$

$$i_{Lj\text{ref}} = \frac{p_j}{v_j}. \tag{4-28b}$$

Un régulateur par mode de glissement est encore utilisé pour garantir l'asservissement des courants à leurs valeurs de référence. Un modulateur MLI permet d'obtenir les signaux de contrôle des interrupteurs à partir du rapport cyclique demandé par le régulateur glissant (Fig.4-8). La figure 4-9 présente le schéma général du système et de son contrôle.

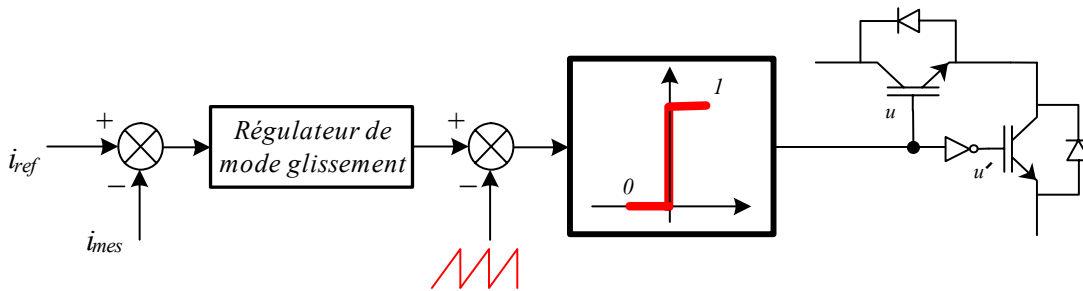


Figure 4-8 : Génération des signaux de commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

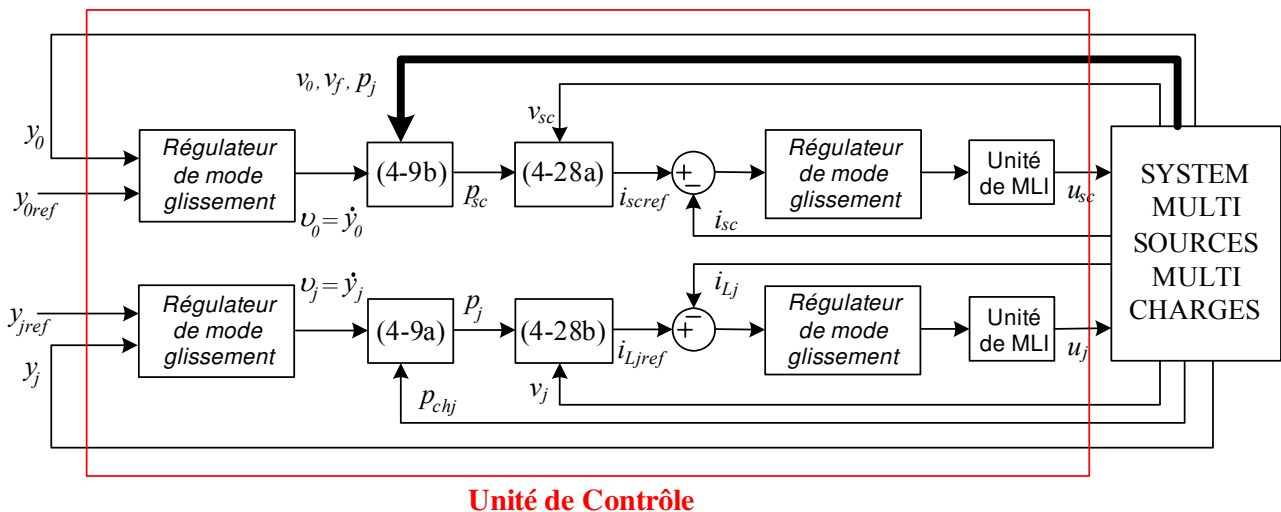


Figure 4-9 : Synoptique du système et de son contrôle.

4.3.4.3 Protection de pack de supercondensateurs

On a constaté dans la partie précédente que la référence du courant fourni par le pack de supercondensateurs était générée par une division de la variable de commande p_{sc} par la tension aux

bornes du pack de supercondensateurs. Afin d'assurer qu'à tout instant cette tension reste dans un intervalle de fonctionnement prédéfini $[V_{scmin}, V_{scmax}]$, un dispositif de protection basé sur une saturation variable de la référence de courant a été mis en œuvre. Cette saturation dynamique est présentée sur la Fig.4-10. A tout instant le courant de référence i_{scref} est bornée par les valeurs I_{scmin} (respectivement I_{scmax}), valeur qui converge vers zéro lorsque la tension du pack de supercondensateurs tend vers sa valeur maximale (respectivement minimale). Les valeurs I_{scmin} et I_{scmax} sont définies comme suit :

$$I_{scmin} = -I_{sc0} \cdot \min \left\{ 1, \frac{V_{scmax} - v_{sc}}{\Delta V_{sc}} \right\}, \quad (4-29a)$$

$$I_{scmax} = I_{sc0} \cdot \min \left\{ 1, \frac{v_{sc} - V_{scmin}}{\Delta V_{sc}} \right\}, \quad (4-29b)$$

où I_{sc0} représente la valeur maximale (supposée positive) du courant supporté par l'électronique de puissance (prise en compte des contraintes liées à l'inductance, au refroidissement ou à la tenue en courant des semiconducteurs).

4.3.5 Observateur de caractéristique statique de sortie de la pile à combustible (CSPAC)

Comme il est expliqué dans les sections précédentes, la connaissance de la caractéristique tension-puissance (V - P) de la pile à combustible est nécessaire pour calculer la trajectoire de référence y_{0ref} (figure 4-5). Comme le montre la Fig.4-11, cette caractéristique ne reste pas toujours constante et varie généralement en fonction des variations de pression, débit, température et niveau d'humidité du gaz en entrée [Ull98], [Fri04]. Pour tenir compte de la dispersion de cette caractéristique au cours du temps, il faut compenser ces fluctuations par la commande. Par conséquent, un algorithme permettant d'estimer la valeur correcte de la tension de sortie (plus précisément, la tension aux bornes du condensateur C_0) pour une valeur donnée de la puissance fournie par la pile p_m doit être développé. La conception de l'observateur et l'étude de sa stabilité vont être étudiées dans ce paragraphe.

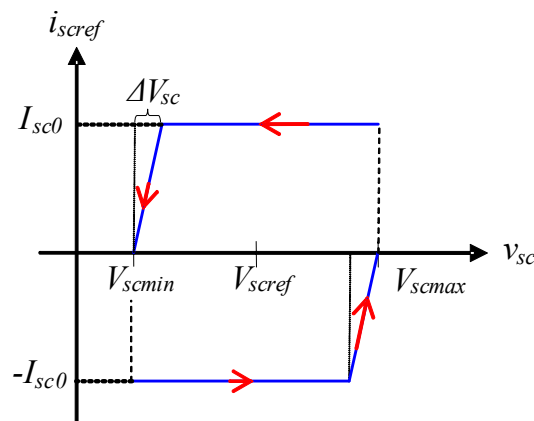


Figure 4-10 : Saturation dynamique de la référence du courant fourni par le pack supercondensateurs.

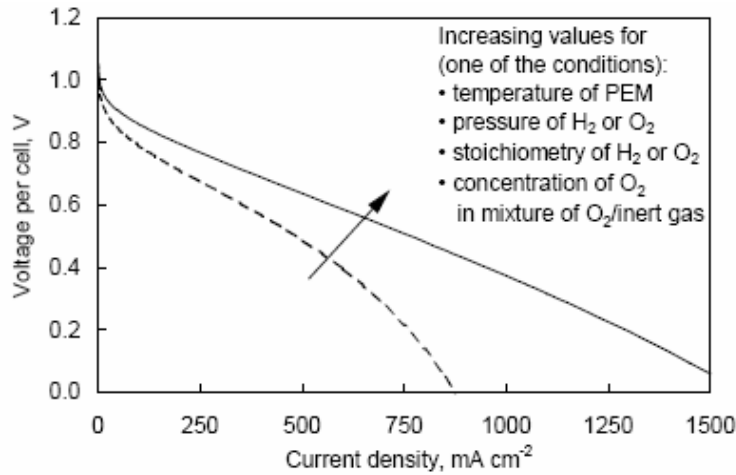


Figure 4-11 : Variation de la caractéristique tension-courant d'une pile à combustible en fonction des paramètres électrochimiques [UII98].

Nous montrons d'abord qu'une variation de CSPAC se traduit par une erreur statique sur la tension aux bornes du pack de supercondensateurs. Il est alors possible de suivre l'évolution du point de fonctionnement de la pile à combustible après un changement de caractéristique statique.

D'abord nous considérons que l'évolution de la caractéristique statique de PAC n'est pas prise en compte par la commande. La tension estimée ($\hat{f}(p_{in})$) ne dépend alors que de la puissance fournie. L'objectif est d'étudier l'influence de l'erreur de CSPAC sur la tension du pack de supercondensateurs. Nous notons $\Delta f(p_{in})$ la différence entre la valeur de la caractéristique estimée $\hat{f}(p_{in})$ et celle de la caractéristique réelle $f(p_{in})$. A l'aide des figures 4-5 et 4-6, il est possible d'obtenir la tension de référence du bus continu en régime permanent (ss). On obtient :

$$\begin{aligned} (v_{0ref})_{ss} &= \hat{f}(p_{in}) + \beta_{\hat{f}(p_{in})}(v_{sc}) \cdot (V_{scref} - v_{sc})_{ss} \\ &= f(p_{in}) + \Delta f(p_{in}) + \beta_{\hat{f}(p_{in})}(v_{sc}) \cdot (V_{scref} - v_{sc})_{ss} \end{aligned} \quad (4-30)$$

$$\text{avec: } \beta_{\hat{f}(p_{in})}(v_{sc}) = \frac{\hat{f}(p_{in}) - V_{f \max}}{\Delta v_{sc}} < 0 \quad \text{si} \quad -\Delta v_{sc} < V_{scref} - v_{sc}(t) \leq 0,$$

$$\beta_{\hat{f}(p_{in})}(v_{sc}) = \frac{V_{f \min} - \hat{f}(p_{in})}{\Delta v_{sc}} < 0 \quad \text{si} \quad 0 < V_{scref} - v_{sc}(t) < \Delta v_{sc}.$$

Or en régime permanent, l'existence d'un point d'équilibre stable ne peut se traduire que par les conditions suivantes :

$$v_j = V_{jref} \quad (j=1,2,3), \quad p_{sc} = 0, \quad p_j = p_{chj}.$$

La tension aux bornes de la pile à combustible ne peut donc être égale qu'à la valeur $f(p_{in})$. Or cette tension est asservie par la commande à la tension de référence $(v_{0ref})_{ss}$ donnée par l'équation (4-30). Cette égalité conduit alors au résultat suivant :

$$\Delta f(p_{in}) = \hat{f}(p_{in}) - f(p_{in}) = -\beta_{\hat{f}(p_{in})}(v_{sc}) \cdot (V_{scref} - v_{sc})_{ss} \quad (4-31)$$

Une variation de CSPAC se traduit alors par une erreur statique sur la tension aux bornes du pack de supercondensateurs. Cette propriété est expliquée à l'aide de la Fig.4-12, sur laquelle sont présentées les caractéristiques statiques avant (courbe continue en bleu) et après modifications suite à une perturbation $\Delta f(p) < 0$ (décalage vers le haut de la caractéristique) et $\Delta f(p) > 0$ (décalage vers le bas de la caractéristique). La caractéristique statique obtenue avant la perturbation correspond en fait à la caractéristique statique prise en compte par la commande ($\hat{f}(p_{in})$).

Il est alors possible de suivre l'évolution du point de fonctionnement de la pile à combustible après un changement de caractéristique statique. Lors d'une perturbation négative ($\Delta f(p) < 0$), la tension aux bornes de la pile étant régulée à une valeur de référence ne pouvant pas varier instantanément, la puissance fournie par la pile devient supérieure à la puissance consommée par la charge. Ce surcroît de puissance est alors absorbé par le pack de supercondensateurs dont la tension croît. Cette augmentation de tension se traduit alors par une augmentation de la tension de référence aux bornes du condensateur C_o (voir relation 4-30). Un nouveau point d'équilibre stable est atteint lorsque cette tension est telle que la puissance fournie par la pile et celle consommée par la charge sont égales. Comme prévu par la relation (4-31), une variation $\Delta f(p)$ négative se traduit par une erreur statique de tension supercapacitive négative.

Un comportement similaire est obtenu lors d'une perturbation positive ($\Delta f(p) > 0$). Au moment où arrive la perturbation, la puissance fournie par la pile devient insuffisante. Le pack de supercondensateurs va alors fournir l'énergie manquante et en conséquence se décharger. La tension du pack de supercondensateurs va alors diminuer et la tension de référence donnée par la relation (4-30) va alors augmenter jusqu'à atteindre le nouveau point d'équilibre stable. Cette erreur positive sur la valeur de la caractéristique statique conduit alors à une erreur statique de tension du pack de supercondensateurs positive.

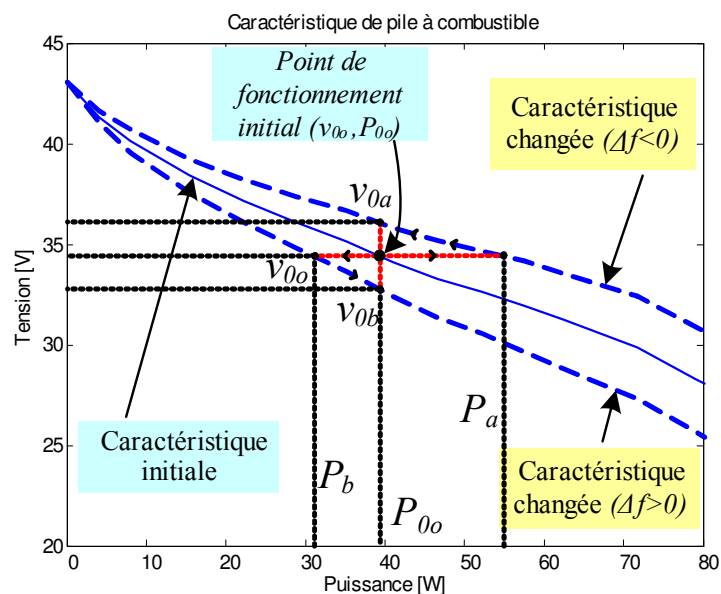


Figure 4-12 : Comportement du système au cours de variations de la CSPAC.

Afin de montrer l'influence des variations de la CSPAC sur le comportement du système, la pile à combustible a été remplacée par une alimentation stabilisée programmable émulant la caractéristique statique d'une pile à combustible. Des erreurs dans la connaissance de la caractéristique statique ont été volontairement introduites pour observer le comportement du système en présence de ces erreurs.

Une variation positive de 10% ($\Delta f < 0$, voir Fig.4-12) est imposée à la caractéristique statique initiale pris en compte par la commande (caractéristique statique correspondant à la courbe continue en bleu sur la Fig.4-12). Cette variation se traduit alors par une augmentation importante de la tension du pack de supercondensateurs qui atteint la valeur 12V alors que sa valeur de référence V_{scref} est fixée à 6,5V. Il est à noter que cette variation a été limitée par le système de protection lié à la commande du pack de supercondensateurs qui empêche les surcharges importantes ou les décharges profondes du pack. Les seuils de protection sont fixés respectivement à 12V en surcharge et 3V en décharge.

4.3.5.1 Conception de l'observateur

Afin de concevoir l'observateur, nous supposons que la dynamique d'observation est conçue de manière à ce que la grandeur observée évolue largement plus rapidement que la dynamique des variations de la CSPAC (caractéristique statique de PAC) et bien plus lentement que la tension du pack de supercondensateurs. En utilisant le fait qu'une erreur sur la caractéristique statique de la pile à combustible se traduit en régime permanent par une erreur statique sur la tension du pack de supercondensateurs, un observateur est proposé pour suivre cette variation et estimer la valeur correcte de la tension de sortie. On se propose alors d'utiliser l'équation différentielle suivante pour définir l'observateur [Pay08a]:

$$\frac{d}{dt} \hat{f}(p_{in}) = -\alpha \cdot (V_{scref} - v_{sc}) \cdot \hat{f}(p_{in}), \tag{4-32}$$

où α est une constante positive.

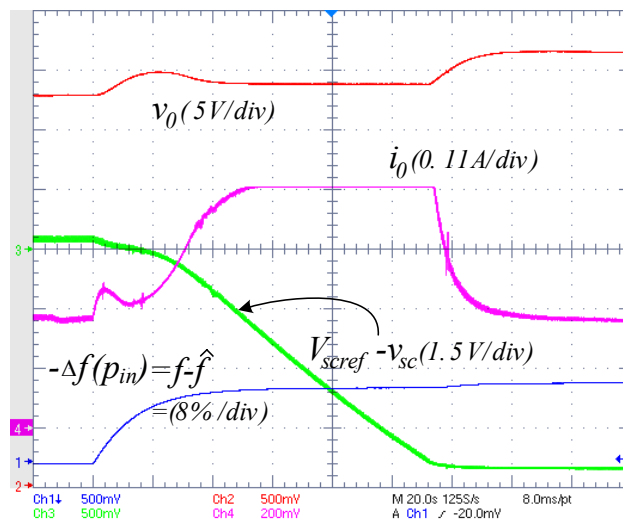


Figure 4-13 : Effet d'une erreur de caractéristique statique sur l'évolution de la tension du pack de supercondensateurs.

4.3.5.2 Analyse de stabilité de l'observateur

Dans cette partie, la stabilité de l'estimateur de CSPAC est vérifiée en s'appuyant sur la deuxième méthode de Lyapunov qui est utile pour prouver la stabilité des systèmes dynamiques décrite par des équations différentielles ordinaires [Oga01]. En considérant l'équation (4-32), le point d'équilibre du système au régime permanent est donné par :

$$(v_{sc})_{ss} = V_{scref} . \quad (4-33)$$

Dans une première étape, l'erreur de tension du pack de supercondensateurs est supposée satisfaire la relation suivante :

$$-\Delta v_{sc} < V_{scref} - v_{sc} < \Delta v_{sc} . \quad (4-34)$$

A partir de l'expression de $\beta_{\hat{f}(p_{in})}(v_{sc})$ donnée dans (4-30) et de l'équation (4-31), il est possible de calculer l'erreur de tension supercapacitive en fonction des valeurs des caractéristiques réelle et estimée. On obtient :

$$(V_{scref} - v_{sc}) = \frac{f(p_{in}) - \hat{f}(p_{in})}{\hat{f}(p_{in}) - V_{f \max}} \cdot \Delta v_{sc} \quad \text{si} \quad -\Delta v_{sc} < V_{scref} - v_{sc}(t) \leq 0 , \quad (4-35)$$

$$(V_{scref} - v_{sc}) = \frac{\hat{f}(p_{in}) - f(p_{in})}{\hat{f}(p_{in}) - V_{f \min}} \cdot \Delta v_{sc} \quad \text{si} \quad 0 < V_{scref} - v_{sc}(t) < \Delta v_{sc} . \quad (4-36)$$

Pour prouver la stabilité asymptotique globale, la fonction de Lyapunov candidate est définie comme suit :

$$V(\hat{f}(p_{in})) = \frac{1}{2} \cdot (\hat{f}(p_{in}) - f(p_{in}))^2 . \quad (4-37)$$

La dérivée de cette fonction de Lyapunov est obtenue en utilisant les équations (4-36), (4-37) et (4-32). Il vient :

$$\dot{V}(\hat{f}(p_{in})) = -\alpha \cdot \hat{f}(p_{in}) \cdot \frac{(\hat{f}(p_{in}) - f(p_{in}))^2}{V_{f \max} - \hat{f}(p_{in})} \cdot \Delta v_{sc} < 0 \quad \text{si} \quad -\Delta v_{sc} < V_{scref} - v_{sc}(t) \leq 0 , \quad (4-38)$$

$$\dot{V}(\hat{f}(p_{in})) = -\alpha \cdot \hat{f}(p_{in}) \cdot \frac{(\hat{f}(p_{in}) - f(p_{in}))^2}{\hat{f}(p_{in}) - V_{f \min}} \cdot \Delta v_{sc} < 0 \quad \text{si} \quad 0 < V_{scref} - v_{sc}(t) < \Delta v_{sc} , \quad (4-39)$$

où la valeur de la caractéristique statique estimée $\hat{f}(p_{in})$ est absolument positive et incluse dans l'intervalle $[V_{f \min}, V_{f \max}]$. Comme on peut le constater, la fonction de Lyapunov est définie positive

alors que sa dérivé est définie négative. Par conséquent, le point d'équilibre est globalement asymptotiquement stable dans le domaine de l'espace d'état où l'hypothèse (4-34) est vérifiée.

Suite à l'utilisation de l'observateur proposé qui fait converger $\hat{f}(p_{in})$ vers $f(p_{in})$, l'algorithme de gestion d'énergie proposé n'est donc pas dépendant des variations de caractéristique statique de la pile à combustible dues à un changement de conditions de fonctionnement (température, pression en hydrogène, humidification...).

Dans le cas où l'hypothèse (4-34) n'est pas satisfaite et que le système fonctionne en mode normal, l'erreur statique de tension du pack de supercondensateurs peut être inférieure à $-\Delta v_{sc}$ (premier cas) ou supérieure à $+\Delta v_{sc}$ (deuxième cas). Il est évident que la loi de commande donnée en (4-15) conduit à diminuer (dans le premier cas) ou augmenter (dans le deuxième cas) la tension du pack de supercondensateurs via l'augmentation ou la diminution de l'énergie électrostatique de référence du condensateur du bus continu C_0 . Ainsi, en mode de fonctionnement normal, il existe une durée finie au-delà de laquelle la relation (4-34) sera finalement satisfaite.

La stabilité de l'estimateur de CSPAC est vérifiée en imposant au système un changement dans la caractéristique statique de la pile à combustible, celle-ci étant émulée à l'aide d'une alimentation stabilisée programmable. Les figures 4-14 et 4-15 montrent les résultats obtenus lors de variations positive (Fig.4-14) et négative (Fig.4-15) de la valeur de cette caractéristique statique. La valeur du coefficient α régissant la dynamique d'estimation (relation (4-32)) est fixée à 0,04. Ces figures présentent l'évolution de l'erreur de tension aux bornes du pack de supercondensateurs et de la tension aux bornes du condensateur C_0 lors de changements dans la CSPAC. Comme prévue par l'approche théorique, l'effet de l'erreur statique sur la tension du pack de supercondensateurs est bien toujours nulle en régime permanent. La stabilité asymptotique de l'observateur est évidente sur ces figures. Comme le montre ces résultats, un bon suivi des variations de la CSPAC permet un contrôle efficace du système hybride multi-sources multi-charges. La connaissance exacte de la caractéristique statique de la PAC n'est donc pas une condition nécessaire au bon fonctionnement de la stratégie de gestion d'énergie proposée grâce à l'utilisation de l'observateur introduit.

Remarque :

Dans l'étude de l'observateur, l'inductance de ligne tout comme la diode de protection entre la PAC et le condensateur C_0 ont été négligées. Un des avantages de l'estimateur est de compenser les erreurs introduites par les chutes de tension dans la diode D_0 et la résistance de ligne r_0 (Fig.4-4). Cette erreur peut être considérée comme une variation de la CSPAC.

4.3.6 Résultats expérimentaux

Pour valider les algorithmes de commande proposés dans le cadre du projet PACBI, nous avons d'abord testé le système à pile à combustible de la société PAXITECH muni de l'alimentation développée au GREEN sur charges résistives. La description du banc de tests a été faite dans la section 4-2. Les caractéristiques statiques tension-courant et tension-puissance des piles à combustible de la société PAXITECH connectées en série et utilisées pour les essais sont données sur la Fig.4-2.

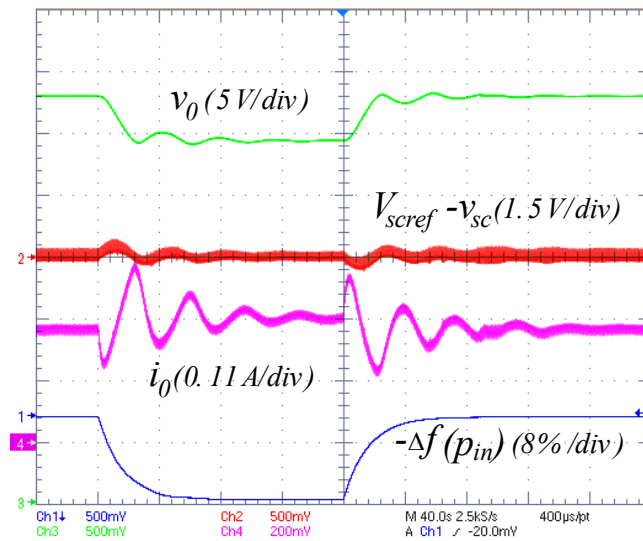


Figure 4-14 : Comportement du système après une variation positive de 10% de la valeur de la CSPAC.

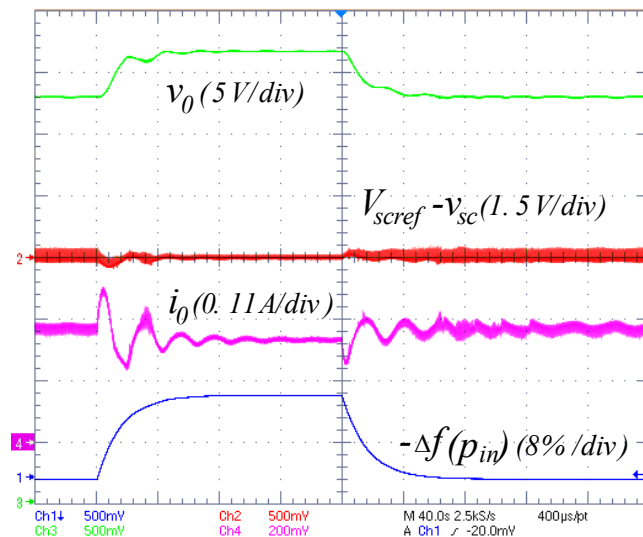


Figure 4-15: Comportement du système après une variation négative de 10% de la CSPAC.

Les figures 4-16, 4-17 et 4-18 montrent les formes d'ondes obtenues lors des phases de démarrage du système. Comme prévu par la commande, les énergies électrostatiques (et donc les tensions de sortie) suivent parfaitement leurs trajectoires de référence données par les équations (4-13a)-(4-13c).

Pour vérifier le comportement de l'organe de stockage (supercondensateurs), des échelons de tension de référence aux bornes du pack de supercondensateurs sont réalisés. Celle-ci passe de 10V à 8V (passage en mode de décharge), et vice-versa (passage en mode de récupération). Confère les résultats présentés sur la Fig.4-19, l'asservissement de la tension du pack de supercondensateurs se fait correctement. Lors du passage en mode de décharge, la tension v_0 est proche de la tension à vide de la PAC, la puissance fournie par celle-ci est donc nulle. En mode de récupération, la tension aux bornes de la pile évolue au dessous de sa valeur nominale de manière à recharger le pack de supercondensateurs. L'oscillation de tension observée à la fois sur le bus continu et aux bornes du pack de supercondensateurs est due à l'estimateur utilisé pour connaître la valeur de tension à

imposer aux bornes de C_0 de manière à assurer une erreur statique nulle sur la tension supercapacitive.

Les résultats présentés sur les figures 4-20 à 4-22 permettent d'investiguer le comportement du système lors de perturbation de charge sur l'alimentation 5V. Comme le montre les résultats expérimentaux, on constate que la tension de sortie de l'alimentation 5V est peu affectée par les variations de charge. Cette propriété est induite par la linéarisation utilisée pour générer la puissance de commande et l'utilisation de régulateur de courant rapide (réponse en quelques périodes d'échantillonnage). Avec les paramètres de commande choisis, lorsque le courant de charge est supérieur à 3,6 A, le système passe en mode de décharge et le pack de supercondensateurs doit fournir l'énergie manquante à la charge. La Fig.4-21 présente les allures du courant de pile, de la tension du bus continu, de la tension et du courant supercapacitif.

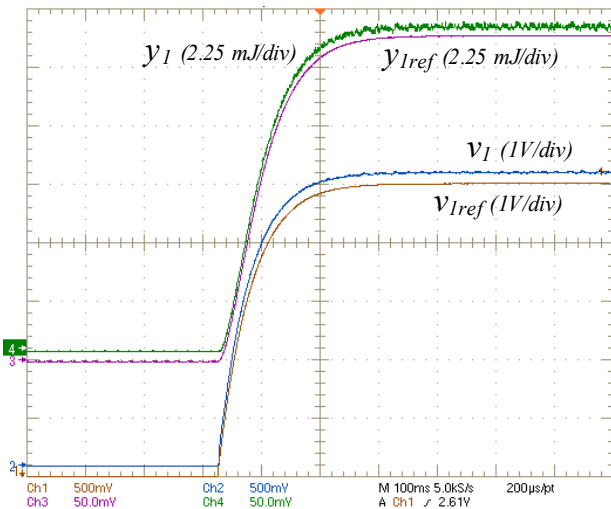


Figure 4-16 : Allure de la tension et de l'énergie stockée dans le condensateur de sortie 5V pendant une phase de démarrage.

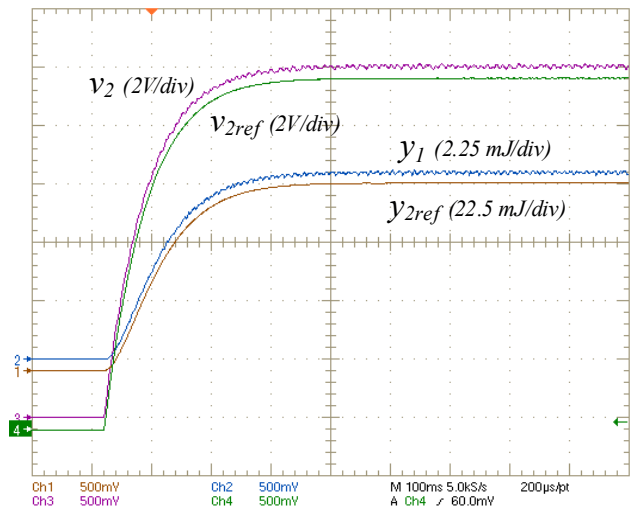


Figure 4-17 : Allure de la tension et de l'énergie stockée dans le condensateur de sortie 12V pendant une phase de démarrage.

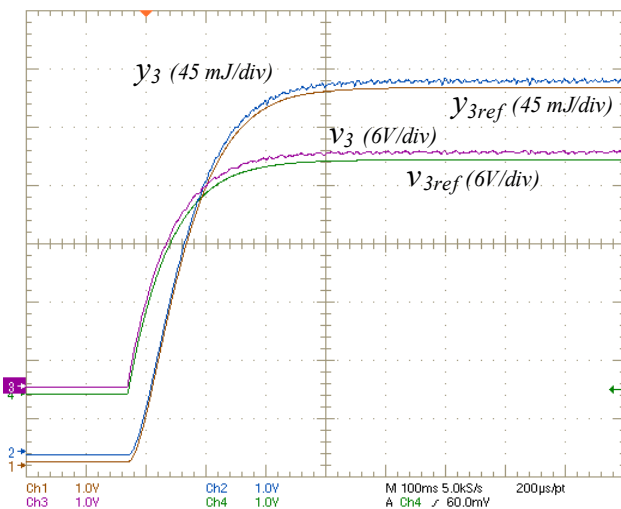


Figure 4-18 : Allure de la tension et de l'énergie stockée dans le condensateur de sortie 24V pendant une phase de démarrage.

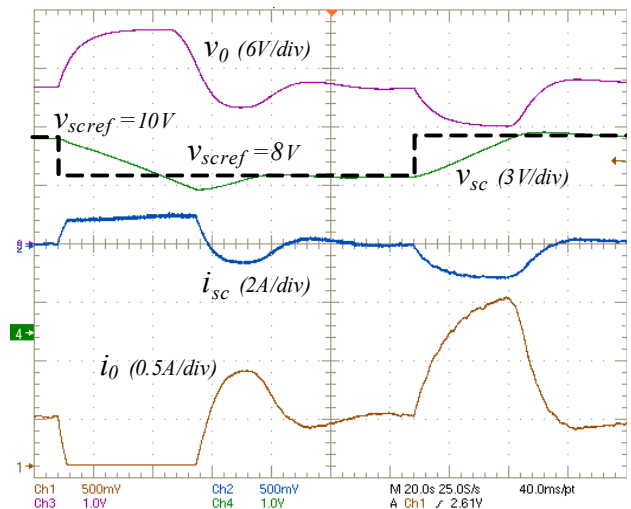


Figure 4-19 : Allure des tensions aux bornes du pack de supercondensateurs et du condensateur C_0 ainsi que des courants fournis par le pack de supercondensateurs et la PAC lors d'échelons de tension de référence V_{scref} de 8V à 10V et vice-versa.

Initialement, le régime est stabilisé en fonctionnement normal, avec une tension supercapacitive de 10 V (*i.e.* niveau de tension V_{scref} initialement fixé à 10V), un courant de pile voisin de 0,25A, un courant de charge de 1A sur l'alimentation 5V, et un courant supercapacitif quasi nul.

Au premier essai ($t=8s$), on effectue un échelon de 2A sur i_{chl} . On peut observer une variation rapide de courant supercapacitif alors que le courant fourni par la pile à combustible n'augmente que lentement. Lorsqu'une variation forte de la charge ($i_{chl}=5A$) est imposée au système à $t=100s$ ($p_{chl}=150\%P_{0max}$), le courant supercapacitif évolue très rapidement de manière à assurer la fourniture d'énergie à la charge alors que la puissance fournie par la pile à combustible n'évolue que lentement. L'organe de stockage prend transitoirement le relais de la source principale, mais aussi fournit la différence de puissance entre la pile et la charge (mode de décharge). C'est la raison pour laquelle le courant fourni par le pack de supercondensateurs augmente au fur et à mesure que le courant de pile atteint sa valeur maximum. Ce comportement est observable sur la Fig.4-22 où les puissances transisant dans le système y sont représentées.

La Fig.4-23 permet d'étudier le comportement du système lors de la phase de démarrage des autres alimentations et notamment l'alimentation 12V. On constate alors que le niveau de tension 5V n'est pas affecté par cette phase de démarrage. De plus l'appel de puissance engendré par la mise en fonction de la seconde alimentation est parfaitement géré par l'algorithme de gestion d'énergie. La pile à combustible va évoluer lentement vers son nouveau point de fonctionnement, l'organe de stockage assurant dans un premier temps l'approvisionnement en énergie puis dans un second temps sa recharge à sa valeur nominale de fonctionnement.

Finalement, le comportement du système complet est présenté sur les figures 4-25 et 4-26. Le profil de charge vu par les trois alimentations est détaillé sur la Fig.4-24. On peut constater que coté pile à combustible, lors des phases de démarrage où de variations de charges, l'appel de puissance est "lissé" grâce à l'organe de stockage. La pile à combustible ne voit donc pas de variations brusques de puissance à ces bornes.

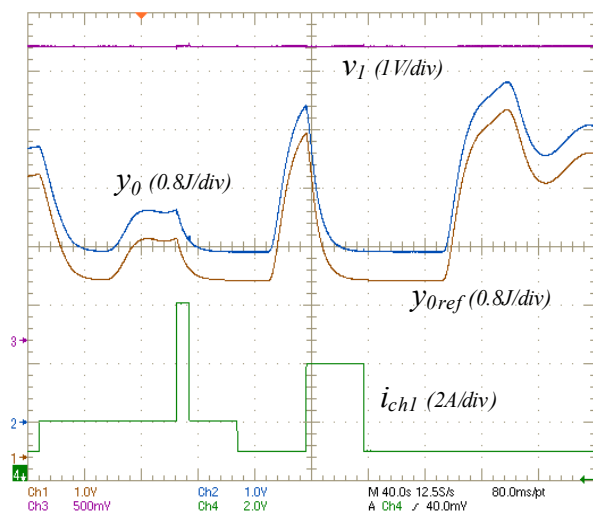


Figure 4-20 : Allure de l'énergie stockée dans le condensateur C0 après une variation de charge aux bornes de l'alimentation 5V.

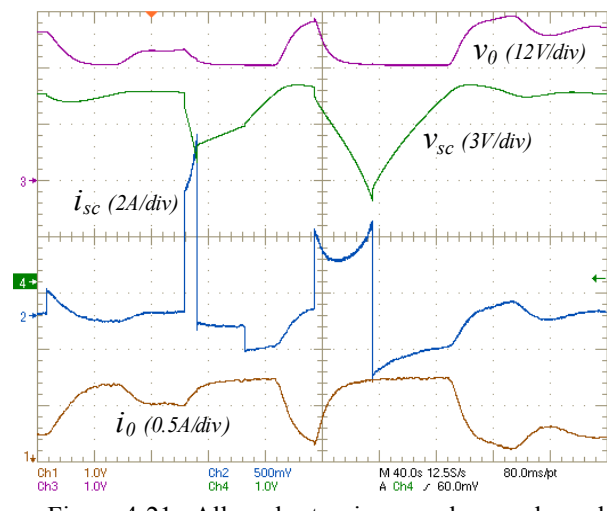


Figure 4-21 : Allure des tensions aux bornes du pack de supercondensateurs et du condensateur C_0 ainsi que des courants fournis par le pack de supercondensateurs et la PAC après une variation de charge aux bornes de l'alimentation 5V (profil de charge donné sur la Fig. 4-20).

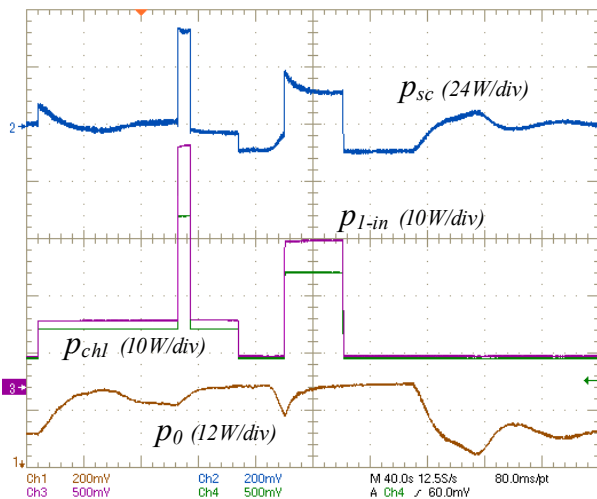


Figure 4-22 : Allure des puissances transitant dans le système de système après une variation de charge aux bornes de l'alimentation 5V (profil de charge donné sur la Fig. 4-20).

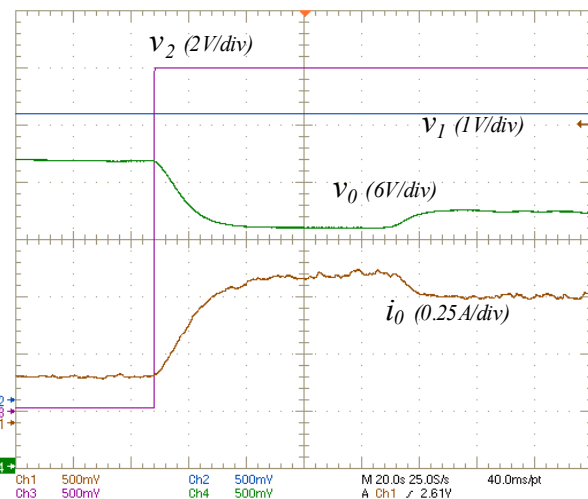


Figure 4-23 : Allure des tensions v_0 , v_l et v_2 et du courant fourni par la PAC suite au démarrage de l'alimentation 12V.

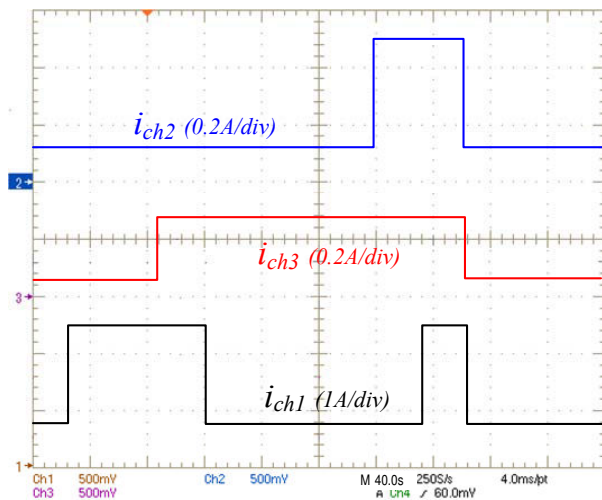


Figure 4-24 : Allure des variations de charge sur les trois alimentations 5V, 12V et 24V.

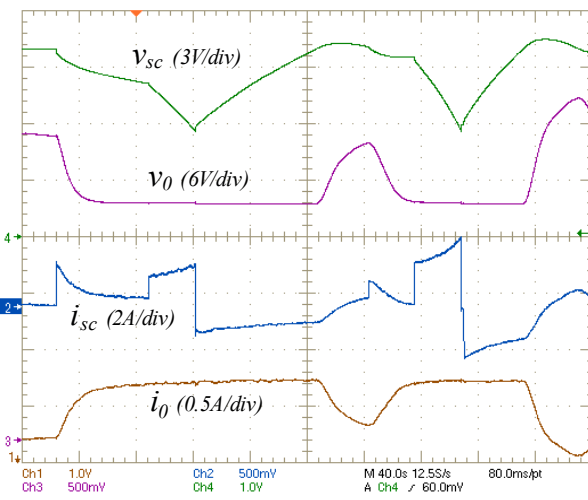


Figure 4-25 : Allure des tensions aux bornes du pack de supercondensateurs et du condensateur C_0 ainsi que des courants fournis par le pack de supercondensateurs et la PAC après des variations de charge aux bornes des alimentations 5V, 12V et 24V (profil de charge donné sur la Fig. 4-24).

Les tests précédents ont été réalisés sur des charges résistives variables. Il est maintenant intéressant de visualiser le comportement du système avec les charges électriques pour lesquels il a été dimensionné. Le système complet a donc été intégré dans les bornes interactives de la société TECHNOLIA comme le montre la Fig.4-27.

Les allures des courants - tensions des trois alimentations lors des phases de démarrage des alimentations 5V, 12V et 24V une fois connectées à l'électronique embarquée de la borne TECHNOLIA sont présentées sur les figures 4-28 à 4-30. Malgré les variations de courant de charge assez brutales notamment lors de la phase de démarrage, les niveaux de tension reste parfaitement régulés.

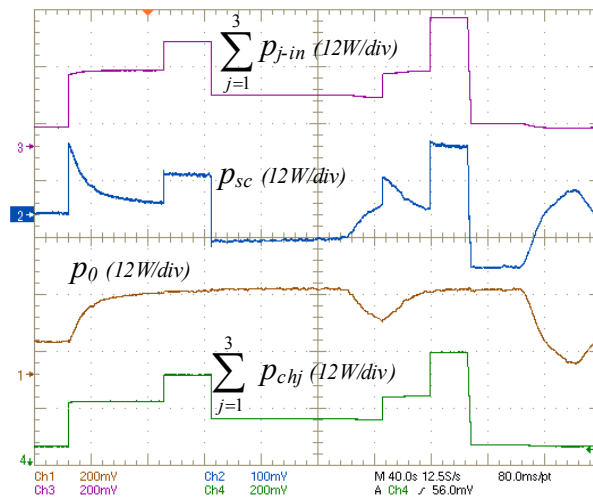


Figure 4-26 : Allure des puissances transitant dans le système de système après des variations de charge aux bornes des alimentations 5V, 12V et 24V (profil de charge donné sur la Fig.4-24).

Les photos 4-31 à 4-33 montrent les trois principales phases de fonctionnement de cette borne de stationnement à savoir le mode "attente d'un véhicule", "détection d'un véhicule", "appel à la police". Comme on peut le constater, le système fonctionne parfaitement dans toutes les phases de fonctionnement.

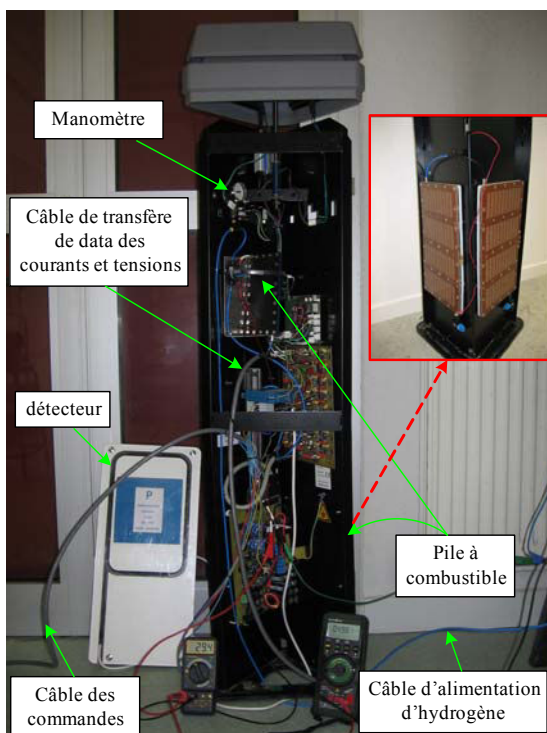


Figure 4-27 : Intégration de l'électronique de puissance et des piles PAXITECH dans la borne de stationnement TECHNOLIA.

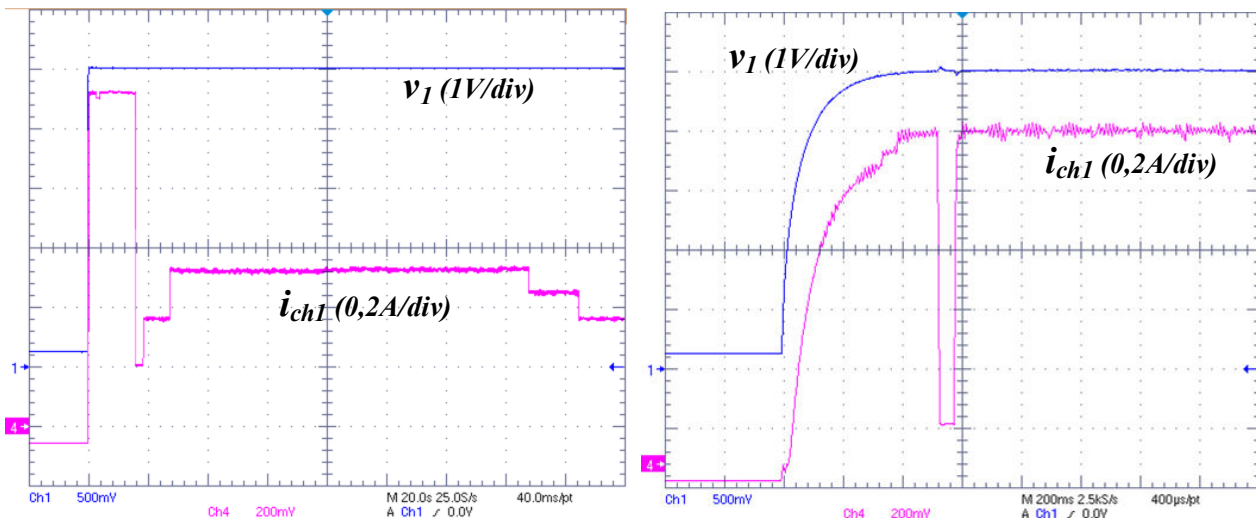


Figure 4-28 : Comportement de l'alimentation 5V lors du démarrage avec la borne TECHNOLIA (gauche), Zoom (droite).

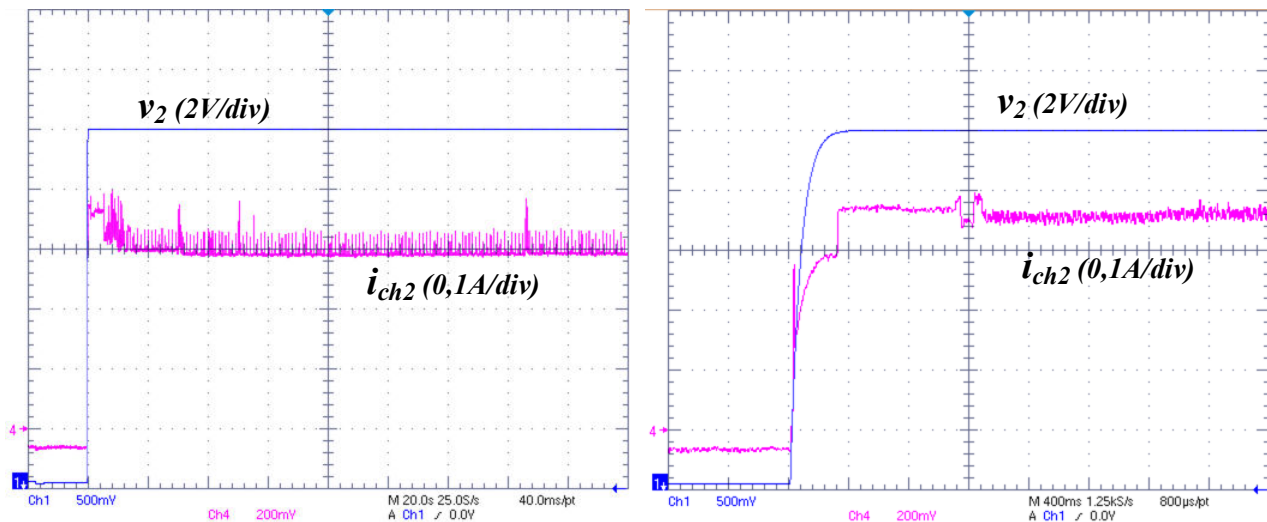


Figure 4-29 : Comportement de l'alimentation 12V lors du démarrage avec la borne TECHNOLIA (gauche), Zoom (droite).

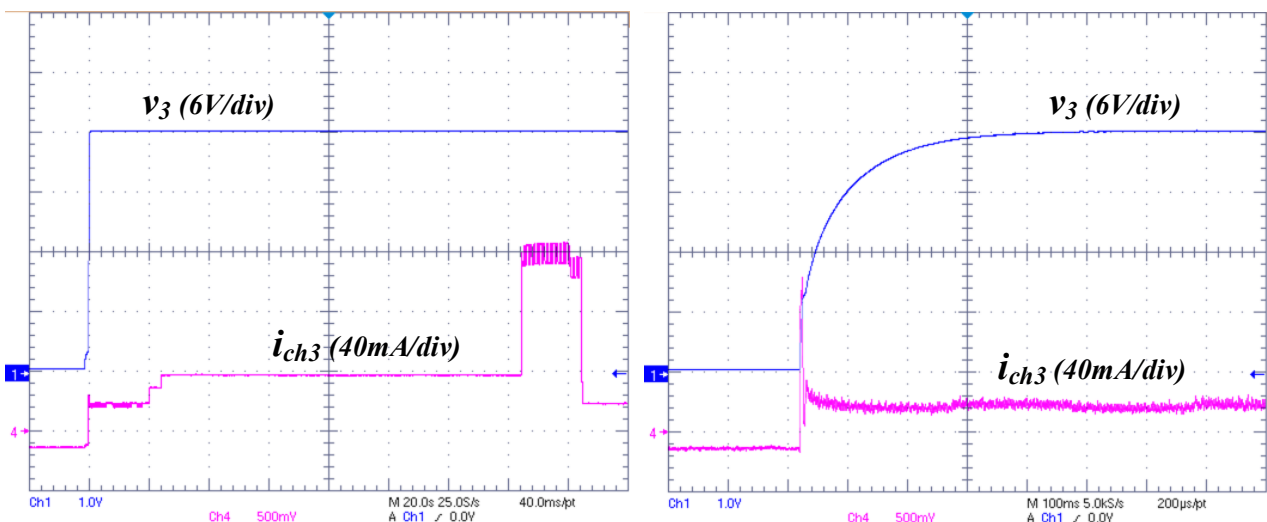


Figure 4-30 : Comportement de l'alimentation 24V lors du démarrage avec la borne TECHNOLIA (gauche), Zoom (droite).



Figure 4-31 : fonctionnement de la borne en attente de véhicule.



Figure 4-32 : fonctionnement de la borne après détection d'un véhicule.



Figure 4-33 : fonctionnement de la borne lors d'un appel à la police.

4.4 Prise en compte partielle des énergies magnétiques

4.4.1 Introduction

Dans la section 4-3, une méthode basée sur la notion de platitude gérant les flots d'énergie d'un système hybride multi-sources multi-charges a été développée. L'une des hypothèses faite dans le cadre de l'étude a consisté à négliger les énergies magnétiques stockées dans les éléments inductifs lorsqu'on les compare aux énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs. Lorsqu'on s'intéresse à l'optimisation en termes de poids et de volume du dispositif, l'objectif est de diminuer au maximum à la fois les valeurs des inductances et celles des condensateurs. Le choix des valeurs d'inductance est conditionné aux valeurs des courants efficaces admissibles par les sources, charges ou éléments capacitifs. Les valeurs de condensateurs sont elles conditionnées au choix des ondulations de tension admissibles en régime transitoire et au courant efficace qui les traverse. Il peut arriver, dans certaines applications, que l'hypothèse faite ne soit plus valable. En utilisant le contrôle précédant, on constate alors des oscillations des énergies contrôlées autour de leurs trajectoires de référence respectives. Il est possible de prendre en compte ces énergies électromagnétiques dans l'élaboration de la commande du système multi sources multi charges. L'approche conventionnelle consiste à considérer comme sortie plate l'énergie totale stockée dans le hacheur. Le contrôle devient alors fortement sensible aux paramètres du système et notamment à l'estimation des pertes dans la structure de conversion. Nous proposons ici d'utiliser une linéarisation entrée sortie sur les convertisseurs permettant de réguler les niveaux de tension 5V, 12V et 24V, la grandeur de sortie étant encore une fois les énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs de sortie. Comme détaillé au chapitre II, l'utilisation de cette transformation en boucle ouverte est conditionnée au non présence de zéro dynamique instable. Hors comme l'a montré le chapitre II, ces zéros dynamiques sont stables dans le cas des hacheurs séries mais peuvent être instables dans le cas des hacheurs parallèles. C'est la raison pour laquelle la linéarisation entrée sortie ne sera appliquée qu'aux grandeurs de sortie du système à savoir les

énergies électrostatiques contenues dans les condensateurs de sortie des alimentations 5V, 12V et 24V. La commande liée au contrôle de l'énergie électrostatique y_0 ne sera pas modifiée.

4.4.2 Contrôle des convertisseurs abaisseurs

Les convertisseurs abaisseurs appartiennent à une classe de système non-linéaire qui après la modélisation au sens des grandeurs moyennes, admettent une représentation sous la forme d'équations différentielles non linéaires similaire à l'expression donnée en (4-40) où x et u sont les vecteurs respectivement d'état et de commande et f et g sont des applications de dimension appropriée. Pour cette classe de système, une transformation mathématique assurant le découplage des asservissements des sorties du système est envisageable. En conservant le formalisme introduit au chapitre 2, on a :

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x}) \mathbf{u}; \quad \mathbf{y} = h(\mathbf{x}), \quad (4-40)$$

$$\text{avec : } g(\mathbf{x}) = [g_1(\mathbf{x}) \quad g_2(\mathbf{x}) \quad g_3(\mathbf{x})] \quad \mathbf{u} = [d_1 \quad d_2 \quad d_3]^T$$

$$\mathbf{x} = [v_1 \quad v_2 \quad v_3 \quad i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3}]^T \quad h(\mathbf{x}) = [\frac{1}{2}C_1v_1^2 \quad \frac{1}{2}C_2v_2^2 \quad \frac{1}{2}C_3v_3^2]^T$$

$$f(x) = [f_1(x) \quad f_2(x) \quad f_3(x) \quad f_4(x) \quad f_5(x) \quad f_6(x)]^T$$

$$f_1(x) = \frac{1}{C_1}(i_{L1} - i_{ch1}) \quad f_2(x) = \frac{1}{C_2}(i_{L2} - i_{ch2}) \quad f_3(x) = \frac{1}{C_3}(i_{L3} - i_{ch3})$$

$$f_4(x) = \frac{r_1}{L_1}(-i_{L1} - \frac{v_1}{r_1}) \quad f_5(x) = \frac{r_2}{L_2}(-i_{L2} - \frac{v_2}{r_2}) \quad f_6(x) = \frac{r_3}{L_3}(-i_{L3} - \frac{v_3}{r_3})$$

$$g_1(\mathbf{x}) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{v_0}{L_1} \quad 0 \quad 0]^T$$

$$g_2(\mathbf{x}) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{v_0}{L_2} \quad 0]^T$$

$$g_3(\mathbf{x}) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{v_0}{L_3}]^T$$

La Fig.4-34 donne une représentation sous forme de schéma bloc des hacheurs abaisseurs modélisés au sens des grandeurs moyennes par l'équation différentielle (4-40).

Les éléments du vecteur de sortie $\mathbf{h}(\mathbf{x}) = [h_1(\mathbf{x}) \quad h_2(\mathbf{x}) \quad h_3(\mathbf{x})]^T$ sont ici les énergies électrostatique stockées sur les condensateur de sortie. Le calcul des différentes dérivées de *Lie* conduit alors à :

$$L_f h_1(\mathbf{x}) = C_1 v_1 (f_1(x)) \quad L_f h_2(\mathbf{x}) = C_2 v_2 (f_2(x)) \quad L_f h_3(\mathbf{x}) = C_3 v_3 (f_3(x))$$

$$L_r^2 h_1(\mathbf{x}) = (i_{L1} - i_{ch1}) f_1(x) + v_1 f_4(x) \quad L_r^2 h_2(\mathbf{x}) = (i_{L2} - i_{ch2}) f_2(x) + v_2 f_5(x)$$

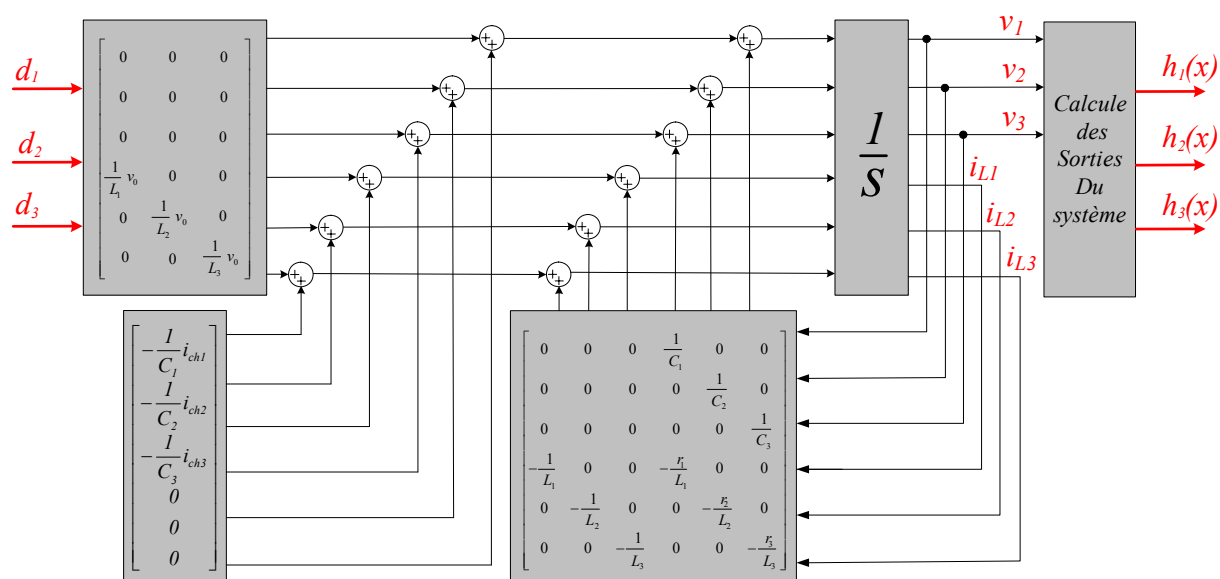


Figure 4-34 : Représentation sous forme de schéma bloc de la modélisation des convertisseurs abaisseurs en vue d'une linéarisation entrée/sortie.

$$L_r^2 h_1(\mathbf{x}) = (i_{L3} - i_{ch3})f_3(x) + v_3 f_6(x) \quad L_{g_1} L_r h_1(\mathbf{x}) = \frac{1}{L_1} (v_1 \cdot v_0)$$

$$L_{g_2} L_r h_2(\mathbf{x}) = \frac{1}{L_2} (v_2 \cdot v_0) \quad L_{g_3} L_r h_3(\mathbf{x}) = \frac{1}{L_3} (v_3 \cdot v_0)$$

La Fig.4-35 montre le système linéarisé obtenu après la linéarisation entrée sortie où $v = [v_1 \quad v_2 \quad v_3]^T$ correspond au vecteur de commande de ce système. Comme on peut le constater, les variables de commande (i.e. les rapports cycliques) apparaissent après deux dérivations successives du vecteur de sorties. Le bouclage statique permettant la linéarisation du sous-système constitué par les trois hacheurs abaisseurs s'obtient en imposant le vecteur de commande donné ci-après :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} v_0 v_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} v_0 v_2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_3} v_0 v_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{(i_{L1} - i_{ch1})^2}{C_1} - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} v_1 - \frac{v_1^2}{L_1} \\ \frac{(i_{L2} - i_{ch2})^2}{C_2} - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} v_2 - \frac{v_2^2}{L_2} \\ \frac{(i_{L3} - i_{ch3})^2}{C_3} - \frac{r_3}{L_3} i_{L3} v_3 - \frac{v_3^2}{L_3} \end{bmatrix} \right\}. \quad (4-41)$$

En remarquant que la matrice $E(x)$ détaillée au chapitre II s'écrit ici comme suit :

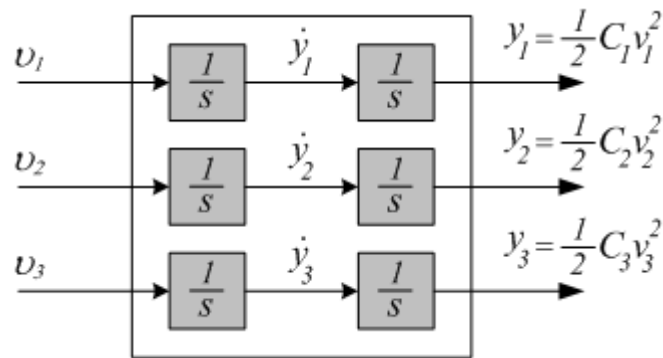


Figure 4-35 : Système obtenu après application de la linéarisation entrée/sortie.

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} L_f h_1(x) & L_{g_3} L_f h_1(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) & L_{g_3} L_f h_2(x) \\ L_{g_1} L_f h_3(x) & L_{g_2} L_f h_3(x) & L_{g_3} L_f h_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} v_0 v_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} v_0 v_2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_3} v_0 v_3 \end{bmatrix}. \quad (4-42)$$

Remarque :

La technique de linéarisation utilisée est sensible aux variations paramétriques du système et aux incertitudes de modélisation. L'asservissement des sorties du système linéarisé peut donc être réalisé à l'aide de régulateurs robustes vis-à-vis des variations paramétriques ou des erreurs de modélisations. Il peut aussi être réalisé avec des contrôles conventionnels de type retour d'état couplé à des estimateurs de paramètres du système. Dans l'étude faite ici, nous avons opté pour l'utilisation de régulateurs robuste de type glissant.

4.4.3 Résultat de simulation

Pour valider cette stratégie de contrôle modifiée, une simulation de l'ensemble du système est effectuée dans l'environnement logiciel MATLAB-Simulink en utilisant les paramètres des résistances, bobines et condensateurs donnés à la partie 4.2.4. L'asservissement de l'énergie électrostatique y_0 reste inchangé. Seul le contrôle des hacheurs abaisseurs a été modifié.

Les figures 4-36 et 4-37 montrent les caractéristiques statiques tension-courant ($V-I$) et tension-puissance ($V-P$) de la pile à combustible utilisée comme source principale d'énergie. La puissance maximum de celle-ci est limitée à 8W, ce qui correspond à un courant maximum de pile de 0,32A sous 25V.

Les profils de courants de charge des trois alimentations stabilisées sont montrés sur la Fig.4-38 où les niveaux de courants évoluent de quelques dizaines jusqu'à quelques centaines milli ampères. Les allures des courants fournis par la PAC et le pack de supercondensateurs sont présentées sur la Fig.4-39 alors que les comportements de la tension du bus continu et du pack de supercondensateurs sont présentés sur la Fig.4-40. La tension de référence du pack de supercondensateur (V_{scref}) est fixée sur 10V alors que sa valeur initiale est 9,7 V. Tant que la tension

v_{sc} est inférieure à V_{scref} , le courant du pack est négatif. Comme pour le contrôle précédent, lors de brusques variations de puissance, c'est l'organe hybride qui permet de lisser les appels de puissance.

Contrairement à la première approche, lorsque la technique de linéarisation est utilisée, les courants dans les éléments inductifs ne sont plus contrôlés. En regardant les allures des courants en régime transitoire présentées sur la Fig.4-41, on constate que les surintensités sont faibles que globalement leurs profils sont très similaires aux profils de charge. Il est assez facile de montrer que dans le cas de hacheurs abaisseurs, la technique de linéarisation entrée sortie et la commande par platitude en considérant l'énergie électrostatique comme sortie du système, conduisent à la même commande. L'évolution du courant inductif ne dépend alors que du courant de charge, de la sortie plate et de sa dérivée. Il est donc possible d'envisager des applications de puissance plus importante avec ce type de contrôle puisque les risques de surintensités en régime transitoire sont faibles.

Comme le montre les figures 4-42 et 4-43, les énergies électrostatiques y_0 , y_1 , y_2 et y_3 suivent parfaitement leurs références respectives. De manière plus générale, les figures 4-36 à 4-45 prouvent le bon fonctionnement du système avec la seconde variante de commande.

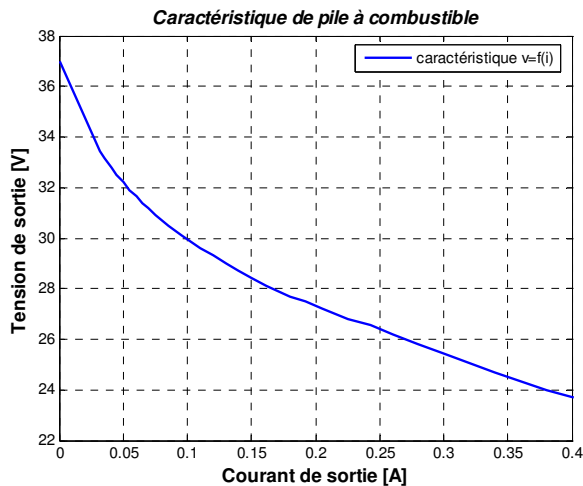


Figure 4-36 : Caractéristique statique V-I de la pile à combustible utilisée.

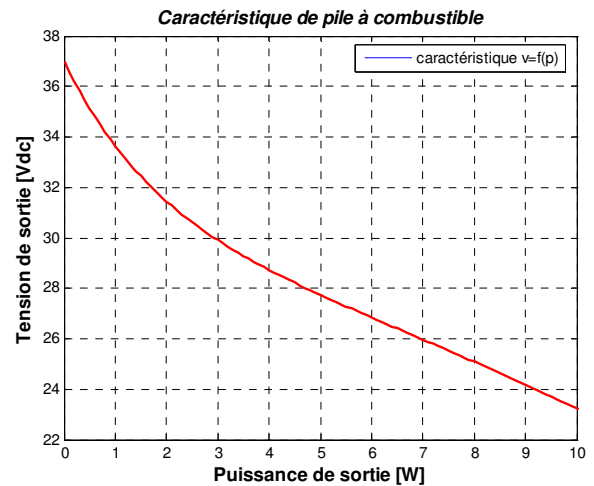


Figure 4-37 : Caractéristique statique V-P de la pile à combustible utilisée.

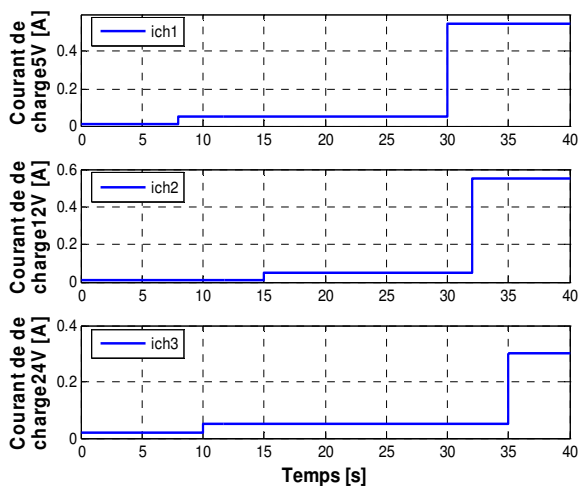


Figure 4-38 : Allure des courants de charge.

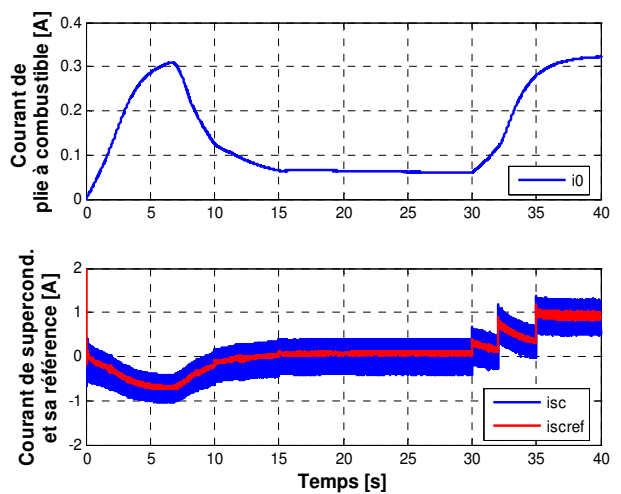


Figure 4-39 : Allure des courants fournis par la PAC et le pack de supercondensateurs.

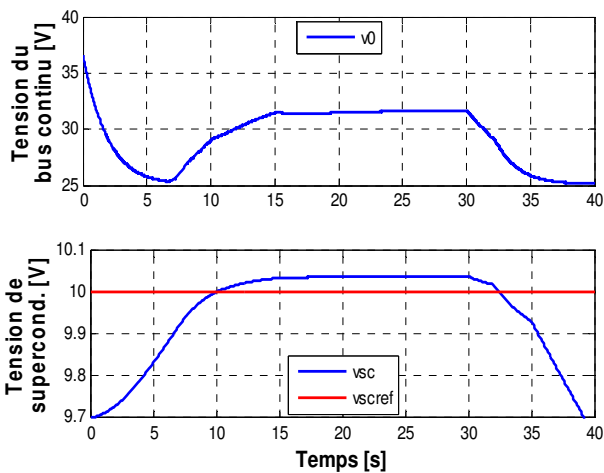


Figure 4-40 : Allure des tensions du bus continu et aux bornes du pack de supercondensateurs.

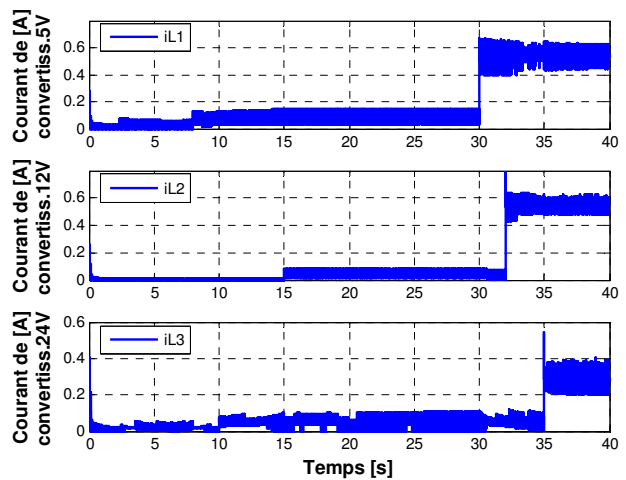


Figure 4-41 : Allure des courants dans les éléments inductifs des trois hacheurs abaisseur.

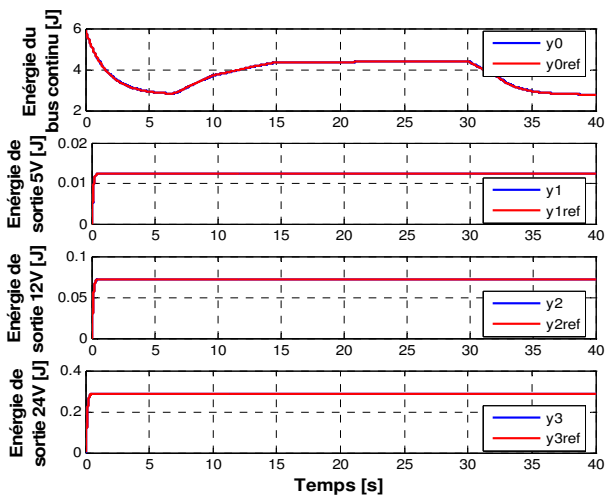


Figure 4-42 : Asservissement des énergies électrostatiques stockées dans les condensateurs.

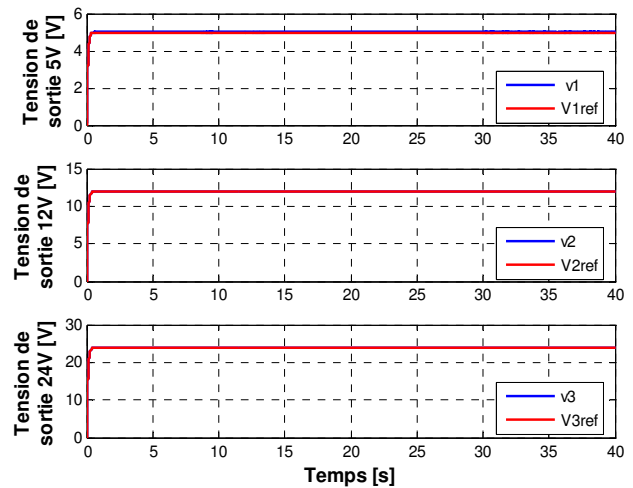


Figure 4-43 : Asservissement des tensions de sortie du système.

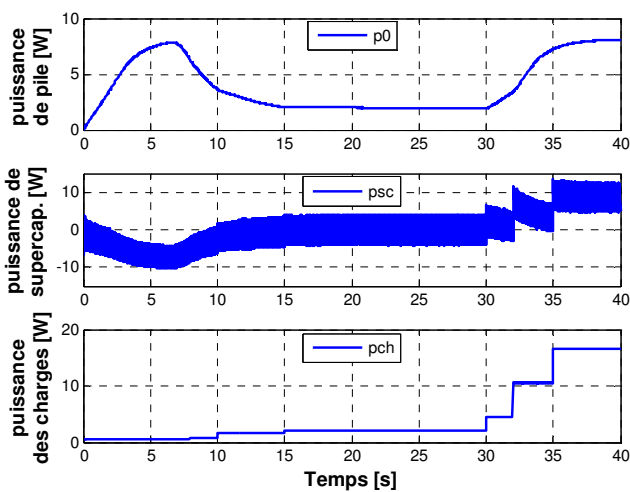


Figure 4-44 : Allure des puissances fournies par la PAC, le pack de supercondensateurs et débitée par les charges.

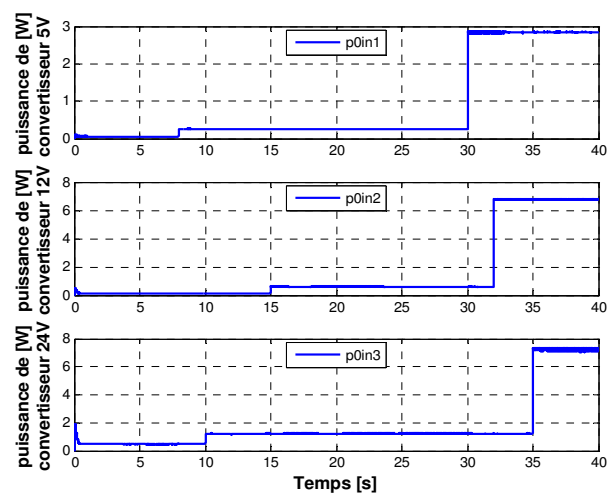


Figure 4-45 : Allure de puissance consommées par chaque convertisseur abaisseur.

4.5 Conclusion

Nous avons détaillé dans ce chapitre, une stratégie permettant de gérer les flots d'énergie dans un système hybride. Deux variantes de ce contrôle ont été élaborées. La première approche à consister à générer des trajectoires de référence pour les énergies électrostatiques contenues dans les condensateurs du système. Les énergies magnétiques ont alors été supposées négligeables. Il a été montré que tous les modes de fonctionnement du système multi-sources/multi-charges peuvent être pris en compte par cette stratégie de contrôle et ceci sans commutation d'algorithme. Les performances dynamiques du système sont optimales ce qui permet de minimiser la taille des composants passifs de stockage du système. Bien que la stratégie de contrôle proposé requière la connaissance de la caractéristique statique tension-puissance ($V-P$) de la pile à combustible, il a été montré qu'il était possible d'évaluer sa valeur au point de fonctionnement du système, rendant ainsi la structure de contrôle peu sensible aux dispersions de caractéristique statique. Une validation expérimentale a été effectuée et a validé la structure de contrôle proposée.

La seconde approche a permis d'affiner la connaissance du système en prenant en compte dans la gestion d'énergie, les énergies électromagnétiques des convertisseurs à structure série. Il a été montré que l'utilisation de la technique de linéarisation entrée sortie permettait d'assurer le découplage des contrôles de chaque sortie du système tout en prenant en compte les variations d'énergie magnétique dans le système. Cette approche a été validée via des simulations numériques réalisées avec Matlab/simulink. Il faut toutefois relativiser l'utilisation de cette technique qui est lié à la non présence de zéro dynamique instable dans le système et qui ne peut donc pas être généralisée, contrairement à la première variante, à tous les types de système multi-sources multi-charges.

Conclusion Générale

Le principal objectif de cette thèse était de proposer une stratégie de contrôle sans commutation d'algorithme pour un système hybride constituée d'une pile à combustible comme la source principale et d'un pack des supercondensateurs comme source auxiliaire. Trois structures de système hybride ont été étudiées.

Après avoir rappelé les généralités sur les sources électrochimiques et les principaux modes de contrôle des sources hybrides dans le chapitre I et détaillé les principes généraux des contrôle utilisés dans ce mémoire au chapitre II, nous avons développé dans les chapitres III et IV une stratégie de contrôle permettant d'assurer la gestion des flots d'énergie dans une source hybride (Chapitre III) et plus généralement dans un système multi-sources multi-charges (Chapitre IV). La stratégie proposée repose sur la génération d'un modèle d'ordre réduit du système et la gestion des flots d'énergie via des trajectoires de référence de certaines grandeurs énergétiques du système. Le contrôle proposé s'inspire de la commande par platitude; seule la technique utilisée pour générer les trajectoires diffère. Plutôt que d'utiliser des fenêtres de discrétisation temporelle et d'utiliser des trajectoires de type polynomiale par morceau, nous avons opté pour l'utilisation de filtre continu d'ordre un ou deux qui ne nécessite pas l'utilisation de fenêtre de discrétisation. Le dimensionnement de ces filtres de manière à garantir les performances dynamiques souhaitées et les contraintes du système (limitation de puissance, limitation de la dérivée du courant de source de la pile à combustible) a été expliqué dans le chapitre III.

L'impact de ce mode de contrôle sur le dimensionnement des éléments passifs (inductances, condensateurs) de la source hybride a été expliqué. Plusieurs variantes d'architecture de puissance ont été étudiées, et comparées en terme de performances dynamiques et d'efficacité énergétique.

Il est à noter que l'approche proposée nécessite la connaissance a priori de la caractéristique statique de la source principale d'énergie (ici une pile à combustible). Dans le chapitre IV, il a été expliqué qu'une connaissance approximative de cette caractéristique était suffisante pour implanter la commande. Un estimateur non linéaire a été proposé et permet de garantir un fonctionnement optimal du système hybride même si cette caractéristique évolue dans le temps.

Les architectures de puissance et les modes de commande proposés ont été validés par des résultats simulés et/ou expérimentaux.

Il est à noter que l'approche proposée, même si elle a été validée sur des structures de puissance non isolées, peut facilement être étendue au cas des structures isolées. Des travaux au laboratoire, visant à utiliser les lois de commande détaillées dans ce mémoire à une structure à trois ports en demi-pont, constituent la continuation logique de ces travaux ; seul change l'asservissement de puissance dans ce type de convertisseur. Parmi les perspectives, il semble important dans un premier temps de développer un modèle permettant la prise en compte plus fine des pertes dans la structure de conversion, modèle qui doit pouvoir rester compatible avec l'utilisation de la commande plate. Un autre objectif est de tester ces méthodes de commande pour des systèmes hybrides de forte puissance en y incluant des fonctionnalités permettant le diagnostic en ligne de la PAC. La prise en compte des dynamiques internes des sources ou organes de stockage électrochimique paraît aussi un élément important à prendre en compte dans la génération des trajectoires de référence.

Annexe : Analyse théorique et comparaison des pertes dans les convertisseurs pour les deux variantes

Les pertes dans un convertisseur sont principalement liées d'une part aux semi conducteurs mais aussi aux types de contrôles de courant utilisés et à la stratégie de modulation employée [Sha07]. Dans cette partie, nous allons détailler la méthodologie utilisée pour estimer les pertes dans un convertisseur continu-continu. Puis nous comparerons les pertes dans les convertisseurs lorsque le système fonctionne à puissance de charge constante.

A.1 Estimation des pertes dans le convertisseur

Les pertes dans un semi-conducteur sont classées en deux catégories : pertes par conduction et pertes par commutation. Nous commencerons par développer une méthodologie permettant d'estimer les pertes en conduction puis celles en commutation.

A.1.1 Estimation des pertes par conduction

Au niveau de chaque semi-conducteur, nous modélisons la chute de tension à l'état passant par une source de tension continue en série avec une résistance dont les valeurs sont calculées à partir des données du constructeur. La puissance instantanée dissipée, dans le $j^{\text{ème}}$ composant d'un bras, sera estimée par la relation :

$$P_{cond.j} = (V_{oj} + R_{dj} \cdot i_j) \cdot i_j = v_j \cdot i_j \quad (\text{A-1})$$

V_{oj} , R_{dj} et i_j étant respectivement une chute de tension à l'état passant supposée constante, la résistance dynamique et le courant traversant le $j^{\text{ème}}$ composant. Les valeurs de V_{oj} et R_{dj} sont calculées à partir des abaques données par le constructeur. A titre d'exemple, la Fig. A-1 et A-2 représentent les abaques nécessaires au calcul de ces deux paramètres que ce soit pour modéliser un IGBT et un MOSFET ou leurs diodes en anti-parallèle. Les données présentées pour IGBT sont fournies par la société Semikron et correspondent à des bras d'onduleur de type SKM100GB063D. Ce module supporte 100A et 600V. Les données présentées pour MOSFET sont fournies par la société MITSUBISHI de type FM200TU-07A. Ce module est dimensionné pour 100A et 75V, et peut être utilisé pour réaliser le convertisseur de la source auxiliaire dans la variante 1 (basse tension, Fig. 3-1).

D'après la Fig. A-1, pour $V_{GE}=15V$ (pour IGBT) et $V_{GS}=15V$ (pour MOSFET), la valeur trouvée de la résistance dynamique ($R_d = \frac{\Delta v}{\Delta i}$) et la chute de tension à l'état passant est égale à :

$$R_{d-IGBT}=13 \text{ m}\Omega$$

$$V_{o-IGBT}=1,1 \text{ V}$$

$$R_{d-MOSFET}=2,5 \text{ m}\Omega$$

$$V_{o-MOSFET}=0 \text{ V}$$

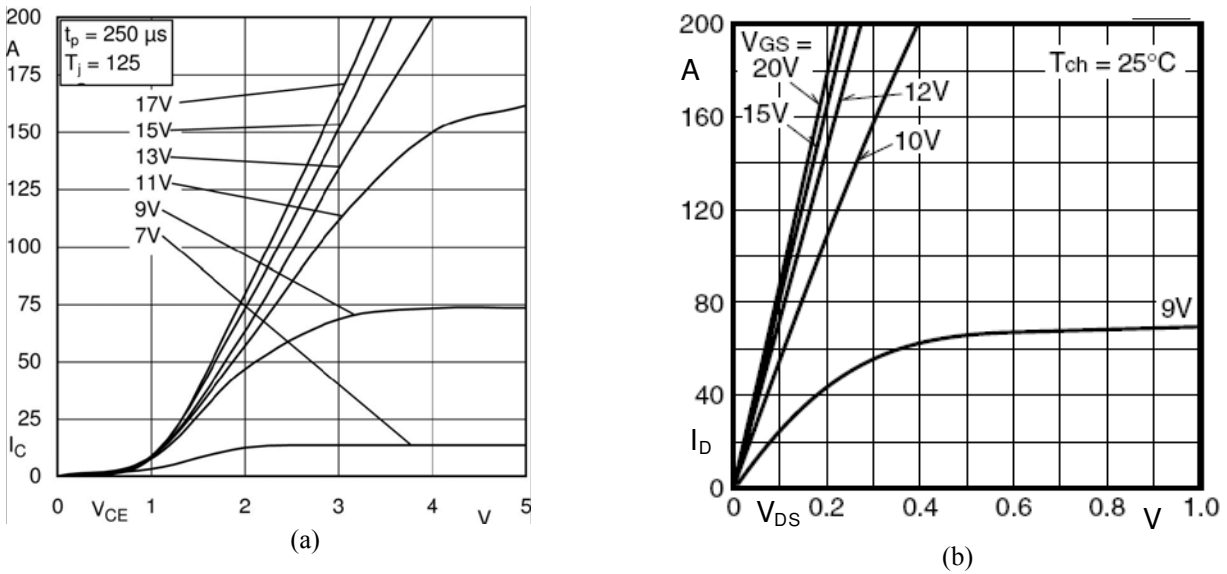


Figure A-1 : Caractéristique de sortie d'un :
 (a) IGBT pour différentes valeurs de tension grille-émetteur V_{GE} .
 (b) MOSFET pour différentes valeurs de tension grille-source V_{GS} .

De même, à partir de la Fig. A-2, nous pouvons calculer la résistance dynamique de la diode (R_{Dd}) et sa chute de tension (V_{oD}) à l'état passant pour une température du composant de 125°C. Il vient :

$$R_{Dd-IGBT} = 5 \text{ m}\Omega$$

$$V_{oD-IGBT} = 0,85 \text{ V}$$

$$R_{Dd-MOSFET} = 9,5 \text{ m}\Omega$$

$$V_{oD-MOSFET} = 0,75 \text{ V}$$

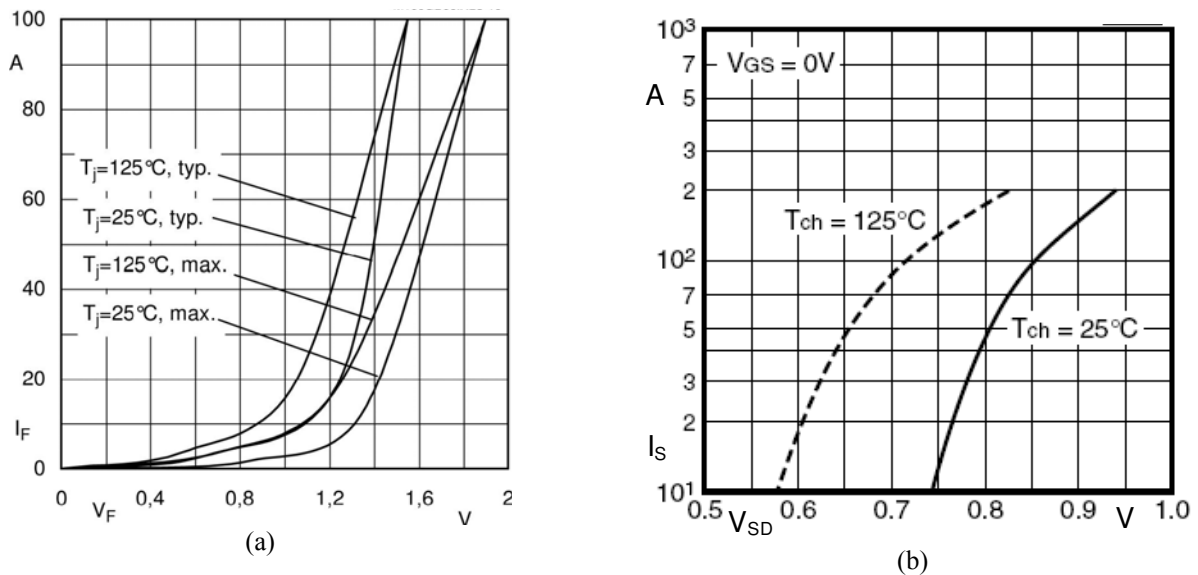


Figure A-2 : Caractéristique statique de la diode en anti-parallèle de :
 (a) IGBT, (b) MOSFET.

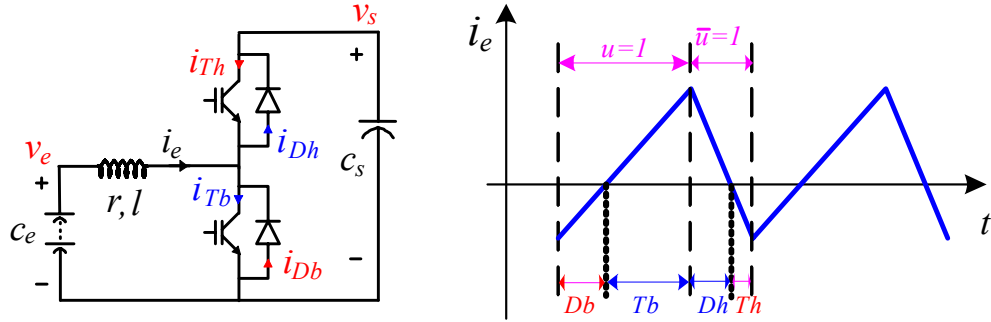


Figure A-3 : Notations utilisées pour le calcul des pertes dans les semi-conducteurs d'un bras en fonction du courant de source.

Soit i_e , le courant fourni dans le convertisseur par une source (Fig. A-3). Suivant le signe de ce courant ($sg(i_e)$) et la commande du convertisseur (u), nous pouvons déterminer le courant dans les quatre composants par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{Th} = -(\bar{u} \cdot sg(i_e)) \cdot i_e \\ i_{Tb} = (u \cdot sg(i_e)) \cdot i_e \\ i_{Dh} = (\bar{u} \cdot sg(i_e)) \cdot i_e \\ i_{Db} = -(u \cdot sg(i_e)) \cdot i_e \end{cases} \quad (A-2)$$

Avec:

$$sg(i_e) = \begin{cases} 1 & \text{si } i_e \geq 0 \\ 0 & \text{si } i_e < 0 \end{cases} \quad (A-3)$$

A noter que dans la Fig. A-3, le courant est montré telle qu'il vari autour de zéro où tous les quatre composants de convertisseur conduisent dans une partie du période.

Pour un intervalle de temps donné $[t_1, t_2]$, les pertes par conduction dans les différents composants sont calculées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_{cond.Th} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} v_{Th} i_{Th} dt \\ P_{cond.Tb} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} v_{Tb} i_{Tb} dt \\ P_{cond.Dh} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} v_{Dh} i_{Dh} dt \\ P_{cond.Db} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} v_{Db} i_{Db} dt \end{cases} \quad (A-4)$$

Avec $T = t_2 - t_1$.

Les pertes totales par conduction dans le convertisseur est alors égales à :

$$P_{\text{totales cond.}} = P_{\text{cond.Th}} + P_{\text{cond.Tb}} + P_{\text{cond.Dh}} + P_{\text{cond.Db}} \quad (\text{A-5})$$

A.1.2. Estimation des pertes en commutations

Dans chaque composant, ces pertes n'apparaissent que lors de sa mise en conduction et de son blocage. Pour déterminer l'énergie dissipée dans le composant considéré dans l'intervalle T, nous proposons la méthode suivante.

Elle est basée sur le calcul des pertes par commutation, calculées directement à partir des abaques donnés par le constructeur. Dans cette méthode pour calculer les pertes par commutation, il est nécessaire de connaître la valeur du courant dans l'interrupteur à la commutation ainsi que sa commande. La Fig. A-4 représente l'ensemble des pertes par commutation pour un ensemble diode-interrupteur pour une commutation à l'amorçage et au blocage d'un module d'IGBT de Semikron SKM100GB063D (Fig. A-4(a)) et un module de MOSFET de MITSUBISHI de type FM200TU-07A (Fig. A-4(b)). L'énergie dissipée à l'amorçage E_{on} regroupe l'énergie dissipée à l'amorçage dans l'interrupteur $E_{\text{com.on}T}$ et au blocage dans la diode en antiparallèle sur l'interrupteur complémentaire du même bras $E_{\text{com.off}D}$. De même l'énergie dissipée au blocage E_{off} regroupe l'énergie dissipée au blocage de l'interrupteur $E_{\text{com.off}T}$ et l'énergie dissipée à l'amorçage de la diode en anti parallèle de l'interrupteur complémentaire du même bras $E_{\text{com.on}D}$. Il vient alors :

$$\begin{cases} E_{on} = E_{\text{com.on}T} + E_{\text{com.off}D} \\ E_{off} = E_{\text{com.off}T} + E_{\text{com.on}D} \end{cases} \quad (\text{A-6})$$

Pour une température de semi-conducteur T_j , une tension de source continue V_{cc} (V_{DD} pour MOSFET), une tension grille-émetteur V_{GE} (grille-source V_{GS} pour MOSFET) et une résistance de grille R_G donnés, les énergies d'amorçage et de blocage peuvent être calculées en fonction du courant collecteur I_C (courant drain I_D pour MOSFET). Nous supposons que les variations d'énergie dissipée varient linéairement en fonction du niveau de tension continue.

A.2.2. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous nous proposons de calculer les pertes en conduction et en commutation générées par chaque convertisseur du système hybride et ceci pour les trois modes de fonctionnement du système à savoir le mode normal, le mode de décharge et le mode de récupération. Le calcul des pertes est réalisé comme détaillé aux paragraphes A.1.1 et A.1.2. Le convertisseur 2 sera réalisé à l'aide de composants de type IGBT puisque le niveau de tension en sortie pour les deux variantes peut être, suivant les applications envisagées, incompatible avec l'utilisation de composants MOSFET (tension supérieure à 200 V). Quant au convertisseur 1, pour la variante 1 (Fig. 3-1), les composants devraient être de type MOSFET puisque le convertisseur d'interface avec le pack de supercondensateurs est relié à un bus continu supposé être de faible tension. Afin de mieux comparer l'effet d'un changement de technologie sur le rendement du système, les deux technologies (MOSFET et IGBT) seront utilisées pour ce convertisseur. Pour la variante 2 (Fig. 3-2), des composants de type IGBT seront utilisés pour réaliser le convertisseur 1.

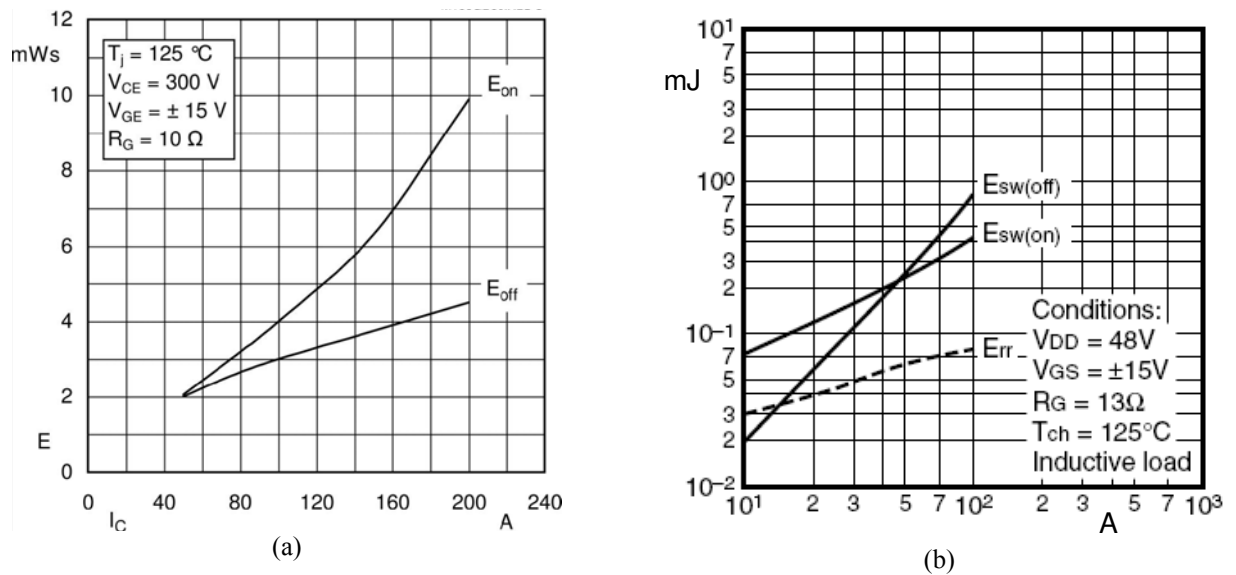


Figure A-4: Abaqués représentant l'énergie dissipée à l'amorçage E_{on} et au blocage E_{off} en fonction du :
 (a) courant commuté I_C dans l'IGBT,
 (b) courant commuté I_D dans le MOSFET.

Les abaques présentés sur les figures A-1, A-2 et A-4 sont utilisées pour calculer les pertes dans le convertisseur. Les paramètres pris en compte pour le calcul des pertes en conduction sont présentés dans la section A.1.1.

Nous allons tout d'abord présenter sur les figures A-5 à A-22, les allures des pertes par effet joule (p_{ohm}) dans les bobines, des pertes en conduction (p_{cond}) et en commutation (p_{comm}) dans les convertisseurs pour trois modes de fonctionnement à savoir le mode normal ($p_{ch}=0,3kW$), le mode de décharge ($p_{ch}=1,8kW$) et le mode de récupération ($p_{ch}=-2,0kW$) et les rendements obtenus de ces modes de fonctionnement. L'évolution des pertes totales dans le système et du rendement pour différentes puissances de charge y est aussi présentée. Les valeurs et les résultats sont obtenues par simulation numérique du système hybride en utilisant les paramètres présentés dans la partie précédente, à l'exception des paramètres suivants : $V_{2ref}=300V$, $r_1=20m\Omega$ et $r_2=50m\Omega$.

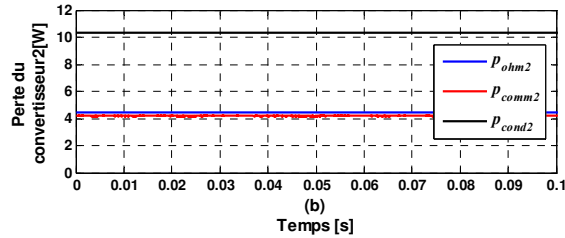
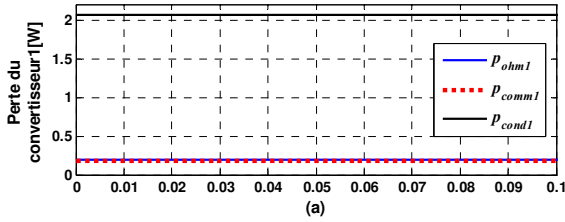
Les figures A-5, A-7 et A-9 montrent l'évolution des pertes par effet joule (p_{ohm}), en conduction (p_{cond}) et en commutation (p_{comm}) générées par le convertisseur1 construit avec des IGBT et des MOSFET et le convertisseur 2, pour la variante1 (figures A-5 et A-7) et la variante2 (Fig. A-9).

Comme nous pouvions nous y attendre, les pertes en conduction et en commutation du convertisseur 1 réalisé avec des composants MOSFET (Fig. A-7(a)) sont inférieures à celles obtenues en utilisant des IGBT (Fig. A-5(a)). En outre, les pertes en conduction et en commutation en mode normal ($v_{sc}=V_{scref}$ et courant supercondensateur centré autour zéro) dans le convertisseur d'interface du pack de supercondensateurs pour la seconde variante (Fig. A-9(a)) sont supérieures à celles obtenues avec la première variante. Les pertes dans le second convertisseur sont égales pour les deux variantes puisqu'en mode normal de fonctionnement, ses tensions d'entrée et de sortie tout comme ses courants d'entrée et de sortie sont identiques.

Les pertes totales incluant les pertes joule, les pertes en conduction et en commutation dans le système pour les deux variantes sont présentées sur les figures A-6(a), A-8(a) et A-10(a). Ces valeurs sont celles utilisées pour calculer le rendement dans le système. D'après ces figures, les pertes obtenues avec la variante2 sont supérieures à celles obtenues avec la variante1 en mode normal de fonctionnement.

Les figures A-11 à A-16 présentent les résultats obtenus lorsque le système opère en mode de décharge ($p_{ch}=1,8kW$). Les figures A-17 à A-22 présentent ceux obtenus en mode de récupération ($p_{ch}=-2,0kW$). Comme on peut le constater, lorsque les puissances mises en jeu sont supérieures à quelques centaines de watt (voir figure A-23 et A-24), les pertes associées à la variante 1 sont toujours bien plus importantes que celles associées à la variante 2. Par contre, on notera que l'utilisation de composants Mosfet dans la variante 1 améliore toujours le rendement de conversion de ce convertisseur que ce soit en mode de décharge ou de récupération.

Les tableaux A-I à A-IV présentent un récapitulatif des rendements et des pertes obtenus pour chaque variante et pour chaque mode de fonctionnement.



(a) dans le convertisseur 1 en utilisant des IGBT,
 (b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=0,3kW$)
 Figure A-5: pertes joule, en commutation et en conduction en mode normal pour la variante 1.

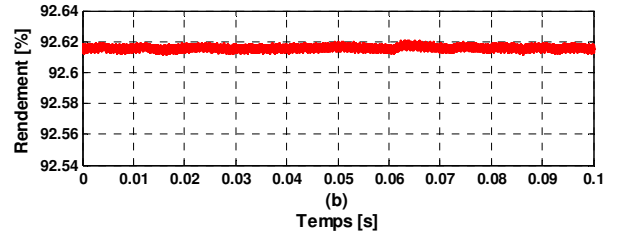
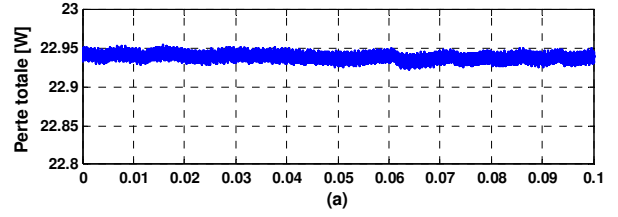
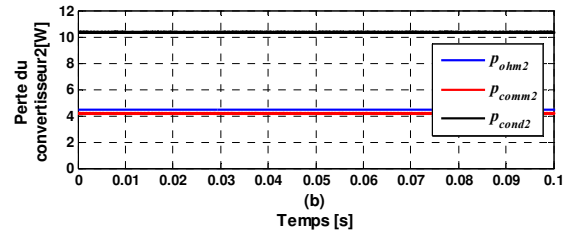
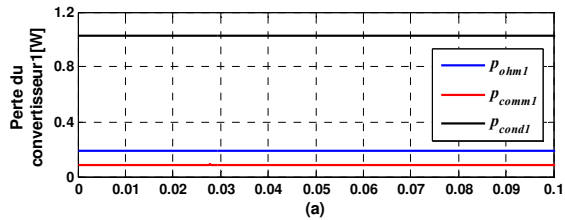


Figure A-6: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 1 au mode normal en utilisant des IGBT dans le convertisseur 1 ($p_{ch}=0,3kW$).



(a) dans le convertisseur 1 en utilisant des MOSFET,
 (b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=0,3kW$)
 Figure A-7: pertes joule, en commutation et en conduction en mode normal pour la variante 1.

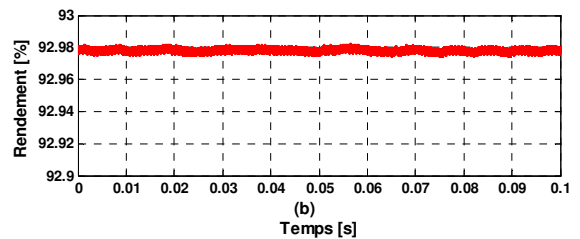
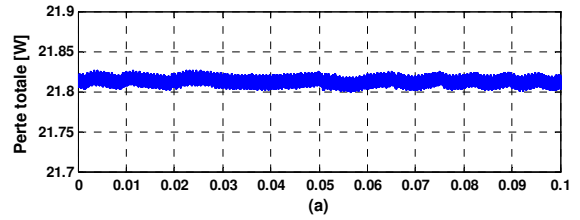
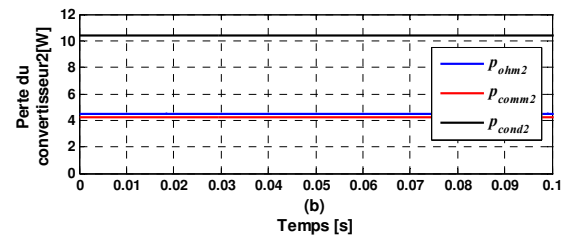
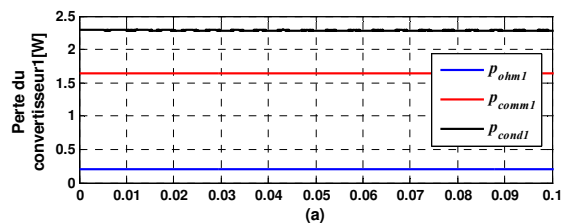


Figure A-8: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 1 en mode normal en utilisant des MOSFET dans le convertisseur 1 ($p_{ch}=0,3kW$).



(a) dans le convertisseur 1,
 (b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=0,3kW$)
 Figure A-9: pertes joule, en commutation et en conduction en mode normal pour la variante 2.

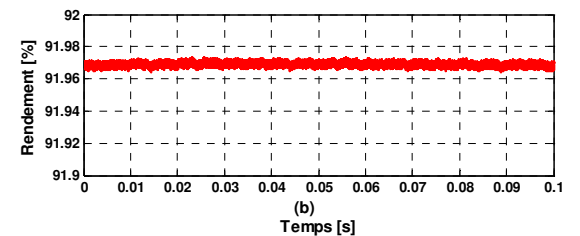
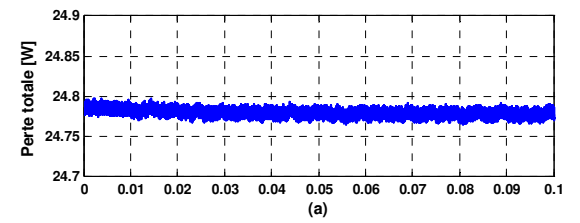
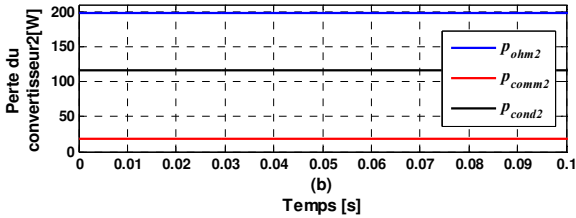
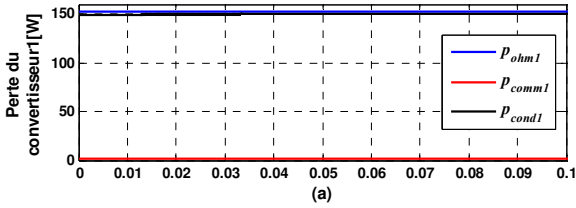
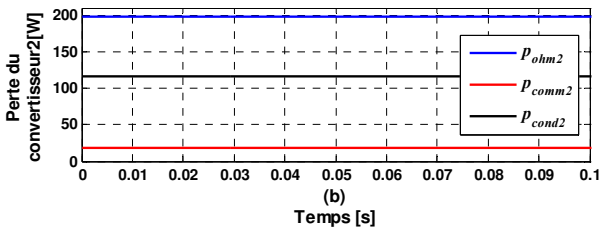
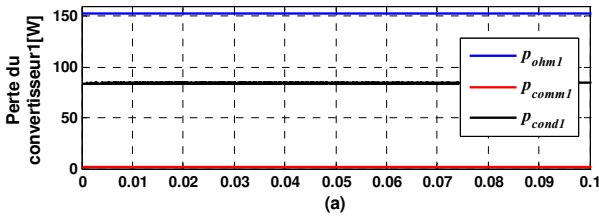


Figure A-10: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 2 en mode normal ($p_{ch}=0,3kW$).



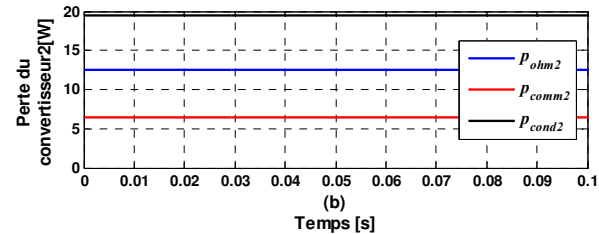
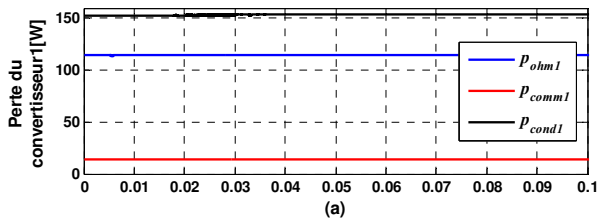
(a) dans le convertisseur 1 en utilisant des IGBT,
(b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=-1,8kW$)

Figure A-11: pertes joule, en commutation et en conduction en mode de décharge pour la variante 1.



(a) dans le convertisseur 1 en utilisant des MOSFET,
(b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=-1,8kW$)

Figure A-13: pertes joule, en commutation et en conduction en mode de décharge pour la variante 1.



(a) dans le convertisseur 1,
(b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=-1,8kW$)

Figure A-15: pertes joule, en commutation et en conduction en mode de décharge pour la variante 2.

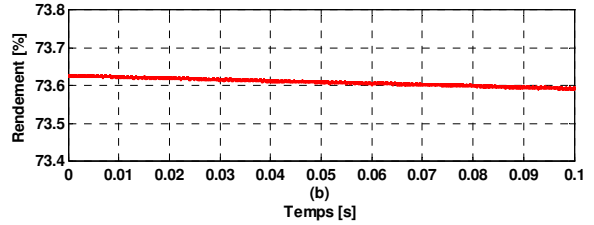
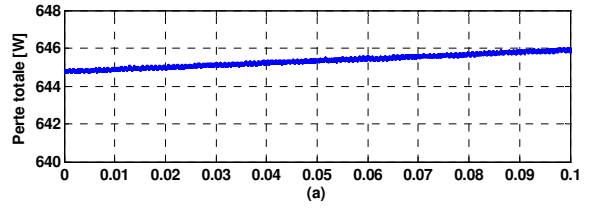


Figure A-12: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 1 en mode de décharge en utilisant des IGBT dans le convertisseur 1 ($p_{ch}=-1,8kW$).

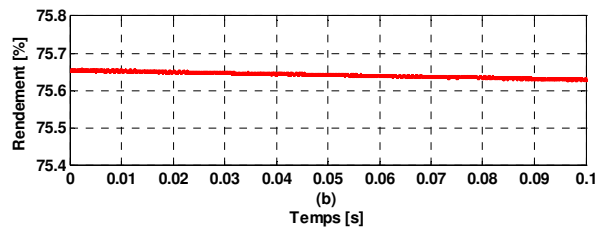
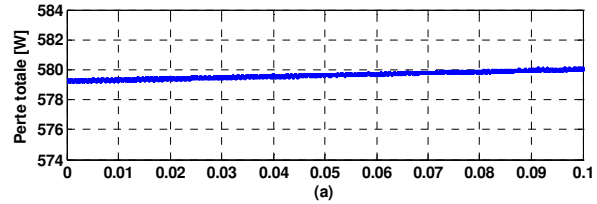


Figure A-14: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 1 en mode de décharge en utilisant des MOSFET dans le convertisseur 1 ($p_{ch}=-1,8kW$).

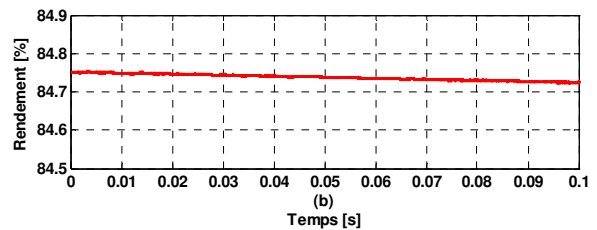
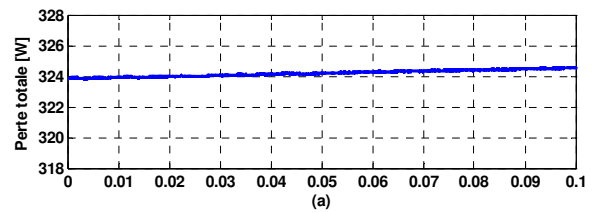
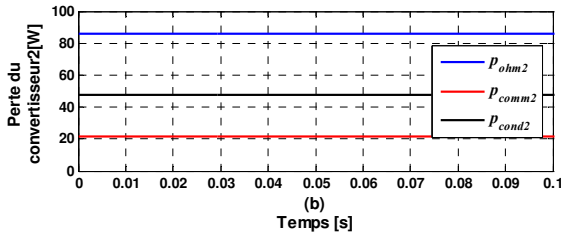
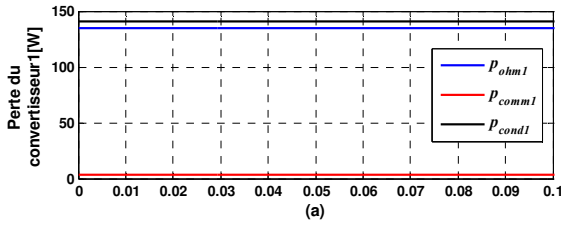
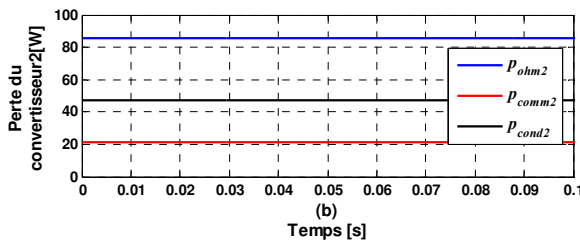
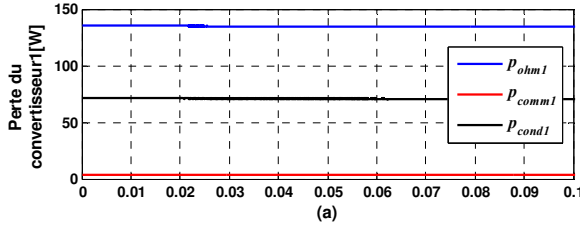


Figure A-16: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 2 en mode de décharge ($p_{ch}=-1,8kW$).



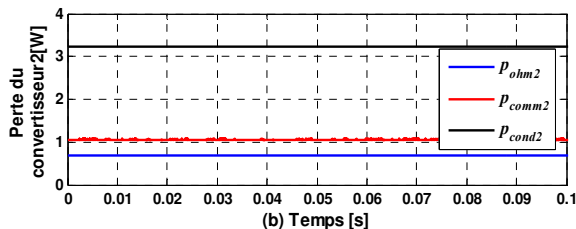
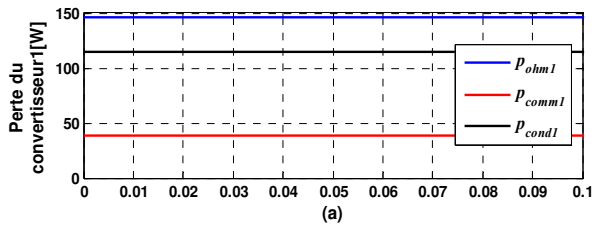
(a) dans le convertisseur 1 en utilisant des IGBT,
(b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=-2kW$)

Figure A-17: pertes joule, en commutation et en conduction en mode de récupération pour la variante 1.



(a) dans le convertisseur 1 en utilisant des MOSFET,
(b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=-2kW$)

Figure A-19: pertes joule, en commutation et en conduction en mode de récupération pour la variante 1.



(a) dans le convertisseur 1,
(b) dans le convertisseur 2, ($p_{ch}=-2kW$)

Figure A-21: pertes joule, en commutation et en conduction en mode de récupération pour la variante 2.

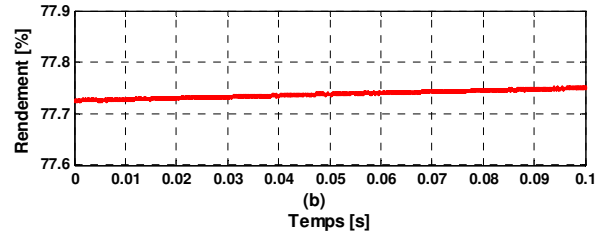
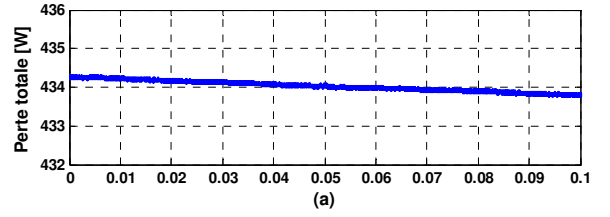


Figure A-18: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 1 en mode de récupération en utilisant des IGBT dans le convertisseur 1 ($p_{ch}=-2kW$).

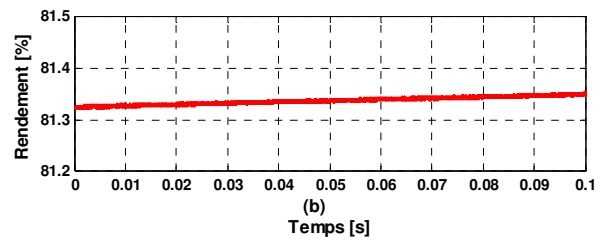
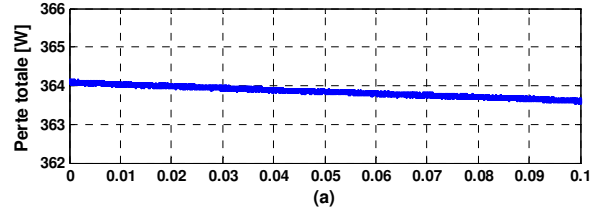


Figure A-20: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 1 en mode de récupération en utilisant des MOSFET dans le convertisseur 1 ($p_{ch}=-2kW$).

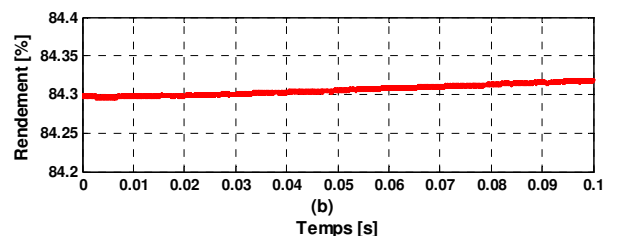
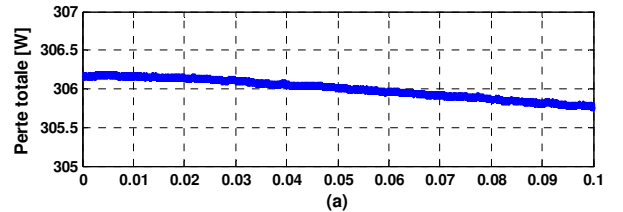


Figure A-22: perte totale (a) et rendement (b) obtenus avec la variante 2 en mode de récupération, ($p_{ch}=-2kW$).

Tableau A-I : rendement du système hybride en mode normal et de décharge (%).

RENDEMENT (%):

PUISSANCE de la charge (Kw) (ST) STRUCTURE	Mode normal				Mode de décharge				
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	1,0	1,4	1,6	1,8
ST1 (IGBT dans le converti)	89,9	92,9	92,62	91,7	89,96	83,76	79,5	76,8	73,62
ST1 (MOSFET dans le converti)	90,1	93,4	92,98	92,25	90,47	86,1	81,25	78,8	75,65
ST2	89,9	91,64	91,97	91,1	91,4	90,0	87,5	86,13	84,74

Tableau A-II : rendement du système hybride en mode de récupération (%).

Rendement (%) en mode de récupération

PUISSANCE de la charge (Kw) (ST) STRUCTURE	-2,0	-1,75	-1,5	-1,0	-0,5	-0,25	-0,15	-0,1
ST1 (IGBT dans le converti)	77,7	78,9	80,5	83,8	87,4	88,36	87,27	85,0
ST1 (MOSFET dans le converti)	81,3	82,42	83,9	87	90,4	91,3	90,16	87,96
ST2	84,3	84,9	85,8	87,8	89,15	88,76	87,3	87,0

Tableau A-III : pertes totales du système hybride en mode normal et de décharge (W).

Pertes totales (W):

PUISSANCE de la charge (Kw) (ST) STRUCTURE	Mode normal				Mode de décharge				
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	1,0	1,4	1,6	1,8
ST1 (IGBT dans le converti)	10,5	14,9	22,9	34,7	66,9	180,0	362,0	484,0	644,5
ST1 (MOSFET dans le converti)	9,3	13,8	21,8	33,5	63,3	162,0	323,0	430,0	579,2
ST2	10,6	17,2	24,8	36,0	56,3	110,0	200,0	257,5	324,0

Tableau A-IV : pertes totales dans les différentes structures du système hybride en mode de récupération (W).

Pertes totales (W) en mode de récupération

PUISSANCE de la charge (Kw) (ST) STRUCTURE	-2,0	-1,75	-1,5	-1,0	-0,5	-0,25	-0,15	-0,1
ST1 (IGBT dans le converti)	434,2	369	292,5	161,7	63,0	29,1	19,0	15,0
ST1 (MOSFET dans le converti)	364,0	307,5	241,5	129,6	47,8	21,7	14,8	12,0
ST2	306,2	264,5	212,5	122	54,4	28,3	19,0	13,0

Comme le montre les figures A-23 et A-24, le système hybride obtenu avec la variante2 conduit souvent à un rendement plus élevé, particulièrement en mode de récupération ou de décharge. Cependant le choix d'une architecture plutôt qu'une autre sera conditionné au profil de charge utilisateur et seul le calcul des pertes sur un cycle entier de fonctionnement permettra de choisir entre l'une ou l'autre des variantes.

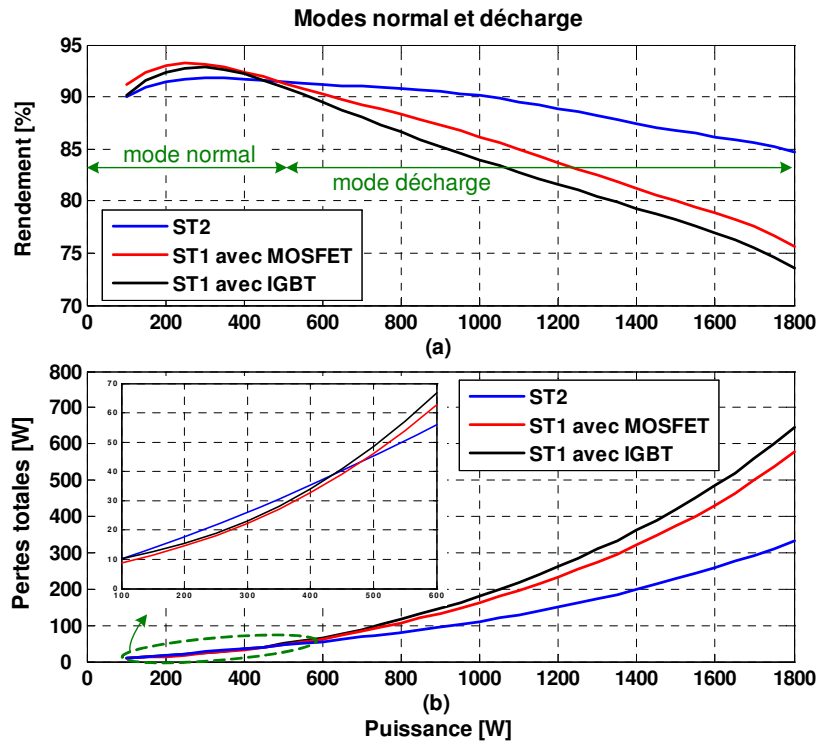


Figure A-23: rendement (a) et pertes totales (b) des variantes1 et 2 en mode normale et de récupération.

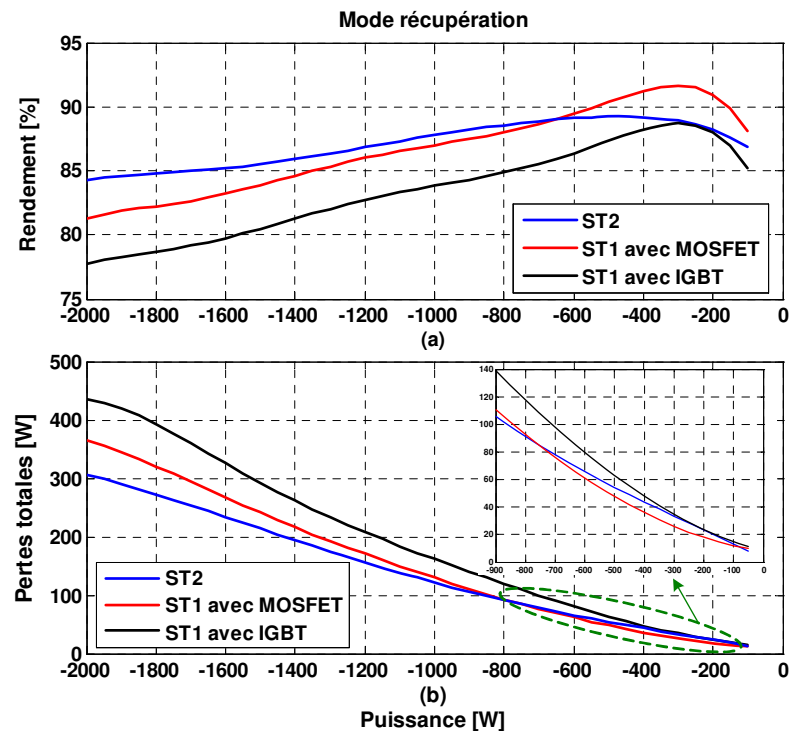


Figure A-24: rendement (a) et pertes totales (b) des variantes1 et 2 en mode de récupération.

Références Bibliographiques

- [Akl 07] C. R. Akli, X. Roboam, B. Sareni, A. Jeunesse, "Energy management and sizing of storage devices of a hybrid locomotive," in *12th Europ. Conf. on Power Elec. And Appl.(EPE'07)*, Aalborg (Denmark), 2-5 Sep 2007.
- [Ami 06] M. Amirabadi, Sh. Farhangi, "Fuzzy Control of a Hybrid Power Source for Fuel Cell Electric Vehicle using Regenerative Braking Ultracapacitor," in *Proc. 12th Int. Pow. Elec. And Motion Cont. Conf. (PEMC'06)*, Slovenia, 2006, pp. 1389-1394.
- [Ang 98] M. Angulo-Nunez, H. Sira-Ramirez, "Flatness in the passivity based control of DC-to-DC power converters," *Proc. on the 37th IEEE conf. on Decision and Control*, Florida USA, Dec. 1998, pp. 4115-4120.
- [Aya 03] M. Y. Ayad, S. Raël, B. Davat, "Hybrid power source using supercapacitors and batteries," in: *Proc. EPE'03*, Toulouse (France), Sep. 2003.
- [Aya 04] M.Y. Ayad, "Mise en oeuvre des supercapacitors dans les sources hybrides continues," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, Dec. 2004.
- [Aya 07] M. Ayad, S. Pierfederici, S. Rael, B. Davat, "Voltage regulated hybrid DC power source using supercapacitors as energy storage device," *J. Energy Conv. And Management*, Vol. 48, no. 7, July 2007, pp. 2196–2202.
- [Bar 01] P. Barrade, A. Rufer, "High power fast exchange between storage systems: supercapacitors as energy buffer in transportation system," *18th International Electric Vehicule Symposium*, Berlin, Oct. 2001.
- [Beh 06] M. Becherif, M.Y. Ayad, A. Miraoui, "Modeling and Passivity-Based Control of Hybrid Sources: Fuel Cell and Supercapacitors," *IEEE Ind. App. Conf. (IAS'06)*, Tampa, USA, 8-12 Oct. 2006.
- [Bel 00] F. Belhachemi, S. Raël, B. Davat, "A Physical based model of power electric double-layer supercapacitors," in: *Proc. of IEEE-IAS'00*, Rome (Italy), Oct. 2000.
- [Bel 01] F. Belhachemi, "Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, Dec. 2001.
- [Ber 03] D. Berndt, "Maintenance-Free batteries: Lead-acid, Nickel/Cadmium, Nickel/Hydride: A handbook of battery technology," Research Studies Press; 3rd Revised edition 2003.
- [Bod 01] G.H. Bode, D.G. Holmes, "Load Independent Hysteresis Current Control of a Three Level Single Phase Inverter with Constant Switching Frequency," *32nd Annu. Power Elect. Spec., IEEE PESC'01*, Conference, Vancouver (Canada), 17-21 June 2001.
- [Bon 97] R. Bonert, S.Reichert, "Super-capacitors for peak load shaving of batteries," *EPE'97*, Trondheim (Norvège), septembre 1997, pp. 1055-1060.
- [Cha 99] K. Chau, Y. Wong, C. Chan, "An overview of energy sources for electric vehicles," *Energy Conversion and Management*, no.40, 1999, pp. 1021-1039.
- [Com 94] A. Comsa, F. Meibody-Tabar, F.M. Sargos, "Switching Frequency Control of a HCCVSI and Comparison with Conventional Methods," *Europ. Power Elect.*, Lausanne (Suisse), 19-20 Oct. 1994, pp. 349-53.
- [Coo 02] B. Cook, "An introduction to fuel cells and hydrogen technology," *Engineering Science and Education Journal*, vol. 11, no 6, Dec. 2002, pp. 205- 216.
- [Cor 04] 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 Trans. on Ind. Electronics*, vol. 51, no. 5, Oct. 2004, pp. 1103 - 1112.
- [Des 04] B. Destraz, P. Barrade, A. Rufer, "Power Assistance for Diesel-Electric Locomotives with Supercapacitive Energy Storage," in: *Proc. of IEEE-PESC'04*, Aachen, Germany, 20-25 June, 2004.

- [Ehs 05] M. Ehsani, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design," CRC PRESS, 2005.
- [Ell 01] T.M.W. Ellis, M.R. Von Spakovsky, D.J. Nelson, "Fuel cell systems: efficient, flexible energy conversion for the 21st century," *Proc. IEEE*, Vol. 89 no. 12, 2001, pp. 1808–1818.
- [Els 04] M.Y. El-Sharkh, et al., "A dynamic model for a stand-alone PEM fuel cell power plant for residential applications," *Journal of Power Sources*, Vol. 138, no. 1-2, Nov. 2004, pp. 199-204.
- [Ema 04] A. Emadi, M. Ehsani, J.M. Miller, "Vehicular Electric Power Systems- land, sea, air, and space vehicles," Marcel Dekker, Technology & Industrial Arts, 2004.
- [Fli 95] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples," *Int. J. Cont.*, Vol. 61, no. 6, 1995, pp. 1327-1361.
- [Fli 92] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, P. Rouchon, "Sur les systemes non lineaires differentiellement plats," *C.R. Acad. Sci. Paris, Serie I, Mathématiques*, Vol. 315, 1992, pp. 619-624.
- [Fri 03] W. Friede, "Modélisation et caractérisation d'une pile à combustible du type PEM," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, 28 Août 2003.
- [Fri 04] W. Friede, S. Raël, B. Davat, "Mathematical method and characterization of the transient behaviour of a PEM fuel cell," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, no. 5, Sep. 2004, pp. 1234-1241.
- [Ful 02] "Fuel cell Handbook EG&G Technical Services," Inc., 6th edition, November 2002.
- [Gao 04] Lijun Gao, Z. Jiang, R. Dougal, "An actively controlled fuel cell/battery hybrid to meet pulsed power demands," *J. Power Sources*, Vol. 130, 2004, pp. 202-207.
- [Gen 04a] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolph, H. Güldner, "Boost converter control: comparison of PI-, passivity-based and flatness-based methods," in: *Proc. 11th Int. Pow. Electron. And Motion Cont. Conf. (PEMC'04)*, Riga. (Latvia), 2004.
- [Gen 04b] A. Gensior, J. Rudolph, "Observers and an online trajectory planning algorithm for boost converters," in *Proc. 11th Int. Pow. Electron. And Motion Cont. Conf. (PEMC'04)*, Riga, 2004.
- [Gen 09] A. Gensior, H. Sira-Ramírez, J. Rudolph, H. Güldner, "On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, no. 2, Feb. 2009, pp. 360-370.
- [Gof 99] Ph. Le Goff, "Les supercondensateurs, Les piles à combustibles," *Mise à jour : Sept. 1999 - version 2.0 : <http://pl.legoff.free.fr>*.
- [Gop 02] R. Gopinath, et al, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control," in: *Proc. of IEEE-PESC'02*, Queensland, June 2002.
- [Gui 00] H. Guillard and H. Bourlès, "Robust feedback linearization," *Proc. 14th Int. Symp. Math. Theory of Networks and Systems*, Perpignan, France, June 2000.
- [Has 91] T. Hashimoto, "Electrical double layer capacitors back up momentary power cut," *J. of Electronic Engineering*, Vol. 28, no. 298, Oct. 1991, pp. 116-118.
- [Hal 96] S.M. Halpin, S.R. Ashcraft, "Design considerations for single-phase uninterruptible power supply using double-layer capacitors as the energy storage element," *IEEE-IAS'96*, Vol. 4, San Diego, Oct. 1996, pp. 2396-2403.
- [Hua 08] B. Huang, A. Shahin, J.P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, "High Voltage Ratio non-isolated DC-DC Converter for Fuel Cell Power Source Applications," in: *Proc. of 39th IEEE-PESC'08*, Rhodes, Greece, June 2008, pp. 1277-1283.
- [Iqb 03] M.T. Iqbal, "Modeling and control of a wind fuel cell hybrid energy system," *Renewable Energy Journal*, Vol. 28, no. 2, Feb. 2003, pp. 223-237.
- [Jia 05] Z. Jiang, L. Gao, R.A. Dougal, "Flexible Multiobjective Control of Power Converter in Active Hybrid Fuel Cell/Battery Power Sources," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, no. 1, Aug. 2005, pp. 244-253.

- [Jon 99] P.B. Jones, J.B. Lakeman, G.O. Mepsted, J.M. Moore, "A hybrid power source for pulse power applications," *J. Power Sources*, Vol. 80, no. 1-2, Jul. 1999, pp. 242-247.
- [Kan 95] M. Kant, "La voiture électrique," *Techniques de l'ingénieur*, septembre 1995.
- [Koj 06] K. Yamamoto, E. Hiraki, T. Tanaka, M. Nakaoka, T. Mishima, "Bidirectional DC-DC Converter with Full-bridge/Push-pull circuit for Automobile Electric Power Systems," in: *Proc. of IEEE-PESC 2006*, Jeju, South Korea, June, 2006, pp. 280-284.
- [Köt 00] R. Kötz et M. Carlen, "Principles and applications of electrochemical capacitors," *Electrochimica Acta*, Vol. 45, n° 15-16, 3 May 2000, pp. 2483-2498.
- [Lac 04] J. Lachaize, "Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction," *Thèse de Doctorat INPT*, Toulouse, 20 Sep. 2004.
- [Lac 05] A. Lachichi, "Modélisation et Stabilité d'un Régulateur hybride de courant application aux convertisseurs pour pile à combustible," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, 24 Nov. 2005.
- [Las 01] J. Lassègues, "Supercondensateurs, 2001," *Techniques de l'Ingénieur*, Ref: D3 334.
- [Lee 00] D.C. Lee, G.M. Lee, K.D. Lee, "DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, no. 3, May/Jun. 2000, pp. 826-833.
- [Lee 03] T.S. Lee, "Input-Output Linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage source Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2003, pp.11-22.
- [Lee 98] J.H. Lee, T.R. Lalk, A.J. Appleby, "Modeling electrochemical performance in large scale proton exchange membrane fuel cell stacks," *Journal of PowerSources*, Vol. 70, no. 2, Feb. 1998, pp. 258-268.
- [Lev 03] J. Lévine, "Analyse et commande des systèmes non linéaires," cours école de Mines de Paris, Feb. 2003.
- [Liu 07] P. Liutanakul "Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance – Structure – Commande," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, 25 Jan. 2007.
- [Liu 08a] P. Liutanakul, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, "Application of SMC with I/O feedback linearization to the control of the cascade controlled-rectifier/inverter-motor drive system with small dc-link capacitor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, no. 5, pp. 2489-2499, Sep. 2008.
- [Loh 04] A. Lohner, W. Evers, "Intelligent Power Management of a Supercapacitor based Hybrid Power Train Management of a Supercapacitor based Hybrid Power Train for Light-rail Vehicles and City Busses," in: *Proc. of IEEE-PESC'04*, Aachen, Germany, 20-25 June, 2004, pp. 672-676.
- [Luc 06] A. Lucia, D. Franco, H. Bourlès, E.R. De Pieri, H. Guillard, "Robust nonlinear control associating robust feedback linearization and H control", *IEEE transactions on automatic control*, Vol.51, no.7, july 2006.
- [Mar 03] Ph. Martin, R.M. Murray, P. Rouchon, "Flat systems, equivalence and trajectory generation," *CDS Technical Report*, CDS 2003-008, April, 2003.
- [Mar 08] Ph. Martin, P. Rouchon, "Platitude des systèmes : Planification et suivi de trajectoires," *cours école de Mines de Paris*, May 2008.
- [Mar 93] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors," *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 38, no. 2, Feb. 1993, pp. 208-221.
- [Mic 04] M. Michon, J.L. Duarte, M. Hendrix, M. Godoy SimBes, "A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems," *35th Annual IEEE Power Elect. Specialists*, 2004, pp. 4736-4742.
- [Mil 95] J. Miller, "Battery-capacitor power source for digital communication applications:simulations using advanced electrochemical capacitors," in *Proc. Of the Symp. on Electroch. Capacitors*, Chicago, Oct. 1995, pp. 246-254.

- [Nad 96] M. Nadal and F. Barbir, "Development of a hybrid fuel cell/battery powered electric vehicle," *Int. J. Hydrogen Energy*, Vol. 21, no. 6, Jun. 1996, pp. 497-505.
- [Ner 02] T.A. Nergaard, J.F. Ferrell, L.G. Leslie, J.S. Lai, "Design considerations for a 48 V fuel cell to split single phase inverter system with ultracapacitor energy storage," in: *Proc. of IEEE-PESC'02*, Queensland, June 2002.
- [Nie 94] M.V. Nieuwstadt, M. Rathinam, R.M. Murray, "Differential flatness and absolute equivalence," in: *Proc. of IEEE Conf. on Decision and Control*, Vol. 1, 14-16 Dec., 1994, pp. 326-332.
- [Omn 00] H. Oman, "Fuel cells for personal electricity," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, Vol. 15, no. 9, Sep. 2000, pp. 43-45.
- [Oga 01] K. Ogata, "Modern Control Engineering," Pearson Education, Nov. 2001.
- [Ort 04] R. Silva-Ortigoza, H. Sira-Ramírez, "Control of a Parallel Resonant Inverter," in: *Proc. 43rd IEEE Conf. on Decision and Control*, Vol. 5, Paradise Island, 14-17 Dec. 2004, pp. 5303-5307.
- [Pat 07] N. Patin, A. A. Naassani, E. Monmasson, J. Louis, "Sliding mode control of a doubly-fed induction generator," *EPE'07 Conference*, CD-ROM, Aalborg, Denmark, 2-5 Sep. 2007.
- [Pay 06] A. Payman, S. Pierfederici, D. Arab-Khaburi, F. Meibody-Tabar, "Flatness based control of a hybrid system using a supercapacitor as an energy-storage device and a fuel cell as the main power source," in: *Proc. 32nd Annual Conference of the IEEE Ind. Elec. Soc. (IECON'06)*, Paris (France), 7-10 Nov. 2006, pp. 207-212.
- [Pay 07a] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, "Implementation of a Flatness Based Control for a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid System," in: *Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. (PESC'07)*, Orlando, Florida (USA), 17-21 Jun 2007, pp. 357-362.
- [Pay 07b] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, "Performance Investigation and Comparison of Two Different Electrical Hybrid System Structures," *IEEE Vehicle Power and Propul. Conf. (VPPC'07)*, Arlington, (USA), 9-12 Sep. 2007, CD-ROM.
- [Pay 08a] A. Payman, M. Zandi, S. Pierfederici, P. Liutanakul, F. Meibody-Tabar, "Fuel Cell Characteristic Observation to Control an Electrical multi-source/multi-load hybrid system," *IEEE Power Elect. Spec. Conf. (PESC'08)*, Rhodes (GREECE), 15-19 Jun 2008, pp. 1951-1956.
- [Pay 08b] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source," *Energy Conversion And Management*, Vol. 49, Iss. 6, June 2008, pp. 1637-1644.
- [Pay 09] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, B. Davat, "Flatness based control of a fuel cell-supercapacitor multi source/multi load hybrid system," *13th Europ. Conf. on Power Elec. And Appl. (EPE'09)*, Barcelona, 8-10 Sep 2009, CD-ROM.
- [Per 00] G. Pereira, P. Bartholomeus, P. le Moigne, C. Rombaut, P. van Berten, "Structures de conversion d'énergie d'un engine de transport en commun urbain à supercondensateurs," *EFP'00*, Lille, Nov.-Dec. 2000, pp. 225-230.
- [Raj 05] K. Rajashekara, "Hybrid fuel-cell strategies for clean power generation," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 41, no.3, 2005, pp. 682-688.
- [Ran 98] D.A.J. Rand, R. Wood, "Batteries for electric vehicles," Research Studies Press LTD, 1998.
- [Rio 94] P. Rioual, H. Pouliquen, "Nonlinear Control of PWM Rectifier by State Feedback Linearization and Exact PWM Control," in *PESC'94*, 1994, pp. 1095-1102.
- [Rou 00] H. Rouault, D. Bloch, "Le stockage de l'électricité : les batteries," Clefs CEA n°44, 2000.
- [Ruf 02] A. Rufer, P. Barrade, "A supercapacitor-based energy storage system for elevators with soft commutated interface," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 38, no. 5, 2002, pp. 1151-1159.
- [Sad 04] I. Sadli, *et al.* "Behaviour of a protons exchange membrane fuel cell (PEMFC) supplying a low voltage static converter," *2nd FDFC2004*, Belfort (France), 29 Nov.-2 Dec. 2004.
- [Sai 04] R. SAISSET, "Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques," *Thèse de Doctorat INPT*, Toulouse, 2 Apr. 2004.

- [Sha 07] M. 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 INPL*, Nancy, 11 July 2007.
- [Sir 06] H. Sira-Ramírez, Ramón Silva-Ortigoza, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices," London: Springer, 2006.
- [Sir 99] H. Sira-Ramírez, "On DC to AC power conversion: a differential flatness approach," in Proc. *IEEE Inter. Symp. Ind. Elec. (ISIE'99)*, Vol. 1, 1999, pp. 362-366.
- [Slo 91] J.J. E. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control," Prentice-Hall. Inc., 1991.
- [Ste 01] Ph. Stevens, *et al.*, "Piles à combustible 2001," *Techniques de l'Ingénieur*, Ref : D 3 340.
- [Tao 08] H. Tao, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, "Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, no. 2, March 2008, pp. 782-792.
- [Tho 04a] P. Thounthong, S. Raël et B. Davat, "Supercapacitors as an energy storage for fuel cell automotive hybrid electrical system," in Proc. *1st Eur. Symp. on Supercap. & Appl. (ESSCAP'04)*, Belfort (France), 4-5 Nov., 2004, (CDROM).
- [Tho 04b] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, "A PEM fuel cell converter for automotive electrical system," in Proc. *27th Electrical Engineering Conf. (EECON'04)*, Khonkaen (Thaïlande), 11-12 Nov. 2004, pp. 481-484.
- [Tho 04c] S. Thomas, M. Zalowitz, "Fuel Cells – Green Power, prepared for the U.S. Department of Energy, under contract W-7405-ENG-36," disponible à: <http://education.lanl.gov/resources/fuelcells/fuelcells.pdf>.
- [Tho 05] P. Thounthong, "Conception d'une Source Hybride Utilisant une Pile à Combustible et des Supercondensateurs," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, 9 Dec. 2005.
- [Tho 06] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, "Test of a PEM fuel cell with low voltage static converter," *J. Power Sources*, Vol. 150, no. 1, 2006, pp. 145-150.
- [Tho 07] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, no 6, Dec. 2007, pp. 3225-3233.
- [Tou] M. Tournoux, "Matériaux pour le stockage et la transformation électrochimique de l'énergie," *Rapport CNRS*.
- [Ull 98] Ø. Ulleberg, "Stand-alone power systems for the future: optimal design, operation and control of solar-hydrogen energy systems," *Ph.D. thesis*, Depart. of Thermal Energy and Hydropower, Norwegian Univ. of Sci. and Tech., Trondheim. 1998.
- [Urb 09] M. Urbain, "Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs *Li-Ion*. Estimation en ligne de la *SoC* et de la *SoH*," *Thèse de Doctorat INPL*, Nancy, 4 June 2009.
- [Utk 78] V. I. Utkin, "Sliding modes and their applications in variable structure systems," Mir Publisher, Moscow, 1978.
- [Wai 01] R.J. Wai, R.Y. Duan, L.J. Chang, "grey Feedback linearization Speed control for induction Servo Motor drive," *IEEE IECON'01*, pp. 580-585.
- [Web 04] J. Weber, A. Gensior, H. Güldner, O. Woywode, "Flatness Based Control for Chaotic Boost Converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04)*, Aachen. (Germany), 20-25 June 2004, pp. 1601-1604.
- [Won 01] L.K. Wong, F.H.F. Leung, P.K.S. Tam, "A fuzzy controller for non linear system", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.48, no.1, Feb. 2001.
- [Zub 98] L. Zubieta et R. Bonert, "Characterization of double-layercapacitors (DLCs) for power electronics applications," *IEEE-IAS'98*, Saint-Louis, Oct. 1998, pp. 1149-1154.

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

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur Eric MONMASSON, Professeur, IUPGE, Cergy Pontoise

Monsieur Mohamed MACHMOUM, Professeur, IREENA, CRTT, Saint Nazaire

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

Monsieur PAYMAN Alireza

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

"Contribution à la gestion d'énergie dans les systèmes hybrides multi-source multi-charge"

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « **Génie électrique** »

Fait à Vandoeuvre, le 02 juillet 2009

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
VANDOEUVRE CEDEX

Contribution à la Gestion de l'Énergie dans les Systèmes Hybrides Multi-sources/Multi-charges

Résumé : Ce mémoire propose une stratégie de contrôle sans commutation d'algorithme pour un système hybride constituée d'une pile à combustible comme source principale et d'un pack de supercondensateurs comme source auxiliaire. Trois structures de système hybride ont été étudiées. Après avoir évoqué les différentes structures des systèmes hybrides électriques et des techniques utilisées pour les contrôler, deux approches sont traitées. La première est basée sur la notion de platitude permettant d'assurer la gestion des flots d'énergie dans une source hybride et plus généralement dans un système multi sources/multi charges. La stratégie proposée repose sur la génération d'un modèle d'ordre réduit du système et la gestion des flots d'énergie via des trajectoires de référence de certaines grandeurs énergétiques du système. L'impact de ce mode de contrôle sur le dimensionnement des éléments passifs (inductances, condensateurs) de la source hybride a été expliqué. Dans la deuxième stratégie, l'énergie totale stockée dans les hacheurs est prise en compte dans l'élaboration de la commande du système multi sources/multi charges en utilisant une linéarisation entrée/sortie sur les convertisseurs des charges.

Un observateur non linéaire a été proposé pour estimer la variation de la caractéristique statique de pile à combustible et permet de garantir un fonctionnement optimal du système hybride. Les architectures de puissance et les modes de commande proposés ont été validés par des résultats simulés et/ou expérimentaux.

Mots clés : Pile à combustible - supercondensateur - platitude - système hybride - multi source/multi charge - convertisseur continu/continu - observateur - linéarisation entrée/sortie.

Contribution to the Energy Management in Multi-sources/Multi-loads Hybrid systems

Abstract: This work deals with a nonlinear control strategy of an electrical hybrid system which is composed of a fuel cell as the main source and a supercapacitor bank as the auxiliary source. Any algorithm commutation is not used in the proposed control strategy whereas the system works in different operating modes. After a review of various structures of the electrical hybrid systems and different control methods of these systems, two new approaches are developed. The first one is flatness-based method to ensure the energy management in the proposed hybrid systems and generally in a multi source / multi loads system. The proposed strategy is based on generation of a reduced-order model of the system. The energy management is carried out through the reference trajectories of the stored electrostatic energy of the system. The effect of the proposed control method on design of the system components (inductors and capacitors) is explained. In the second approach, the total energy stored in the choppers is taken into account to control the load converters of a multi-source/multi load system by use of the input/output linearization method.

A nonlinear observer is proposed to estimate the variation of voltage-power output characteristic of the fuel cell which leads to an optimal performance of the hybrid system. The simulation and experimental results prove validity of the proposed control strategy.

Keywords: Fuel cell - supercapacitor - flatness - hybrid system - multi source/multi load - DC/DC converter - observer - Input/output linearization.
