

UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE BELFORT MONTBELIARD

# THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE BELFORT  
MONTBELIARD

Discipline : **Automatique, Electronique de puissance**  
Formation Doctorale : **Sciences pour l'Ingénieur**  
Ecole Doctorale : **SPIM**

Préparé par **Hattab MAKER**

A été soutenue le 4 novembre 2008

---

## **Optimisation et gestion d'énergie pour un système hybride : association Pile à Combustible et Supercondensateurs**

---

### **JURY**

M. Joeri VAN MIERL	Professeur à l'Université VUB Bruxelles	Rapporteur
M. Mustapha OULADSINE	Professeur à l'Université AIX-Marseille	
M. Michel ZASADZINSKI	Professeur à l'Université Nancy 1	Rapporteur
M. Rachid OUTBIB	Professeur à l'Université AIX-Marseille	
M. Pascal VENET	Maître de Conférences HDR à l'Université Lyon 1	
M. Abderrahmane HAMMAR	Dr Ingénieur PVI	
M. Hamid GUALOUS	Maître de Conférences HDR à l'Université de Franche-Comté	

## Résumé

Ce mémoire de thèse est une contribution à la résolution du problème de l'optimisation de la gestion d'énergie dans un véhicule à pile à combustible. Ce véhicule est équipé d'une pile de type PEMFC, utilisée comme source principale et un module de supercondensateurs comme source d'appoint de puissance. L'adaptation des niveaux de tension entre les sources et la charge dans le véhicule nécessite deux convertisseurs DC-DC, l'un de type Boost, l'autre Buck/Boost, permettant de maintenir constante la tension du bus continu et d'imposer la puissance ou le courant demandé par la charge.

L'optimisation de la gestion d'énergie dans le véhicule a pour objectif d'établir une nouvelle loi de gestion d'énergie robuste et précise permettant d'améliorer les performances du véhicule en termes d'accélération et de longévité. Dans ce volet, la commande optimale sous contraintes a été adoptée. Elle a permis d'établir une gestion optimale de l'énergie provenant de la pile à combustible en tenant compte des contraintes subies par celle-ci. La commande par mode de glissement a été utilisée pour contrôler les convertisseurs DC-DC. Deux stratégies de cette commande ont été étudiées et réalisées expérimentalement : la première concerne une surface de glissement linéaire. La seconde utilise une surface de glissement munie d'une action intégrale.

Ce travail a été clôturé par l'association des deux commandes pour contrôler les convertisseurs DC-DC pour forcer les deux sources du véhicule à suivre les trajectoires de référence fournies par la commande optimale. Les simulations ont permis de montrer la complémentarité entre ces deux commandes.

*Mots Clés: - Gestion d'énergie, pile à combustible, supercondensateurs, commande par mode de glissement, commande optimale, propulsion électrique*

## Abstract

This thesis deals with contribution to problem solving of power management in fuel cell vehicle. This vehicle is equipped with a fuel cell PEMFC, used as the main source and a supercapacitors module as an auxiliary source. The adaptation levels of the voltage between sources and load in the vehicle requires two DC-DC converters, the first is a Boost, the second is a Buck / Boost, to regulate the DC link voltage and to impose the power required by the load. With an aim of establishing an optimal control of the power management in fuel cell vehicle. It is to calculate the reference power of the supercapacitors which minimizes energy provided by the fuel cell, starting from the power demanded from the load (motorization and auxiliaries). This control law must take into account the constraints imposed on the system. These constraints relate to the limitation of the power of the fuel cell and its dynamic response. The power management in fuel cell vehicle allow to determine the reference supercapacitors pack current trajectory which is regulated by sliding mode control via the bidirectional DC-DC converter. The dc link voltage is regulated also by sliding mode control via the unidirectional DC-DC converter.

*Key-Words: - Power management, fuel cell, supercapacitors, sliding mode control, optimal control, electric propulsion.*



## AVANT-PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été menés à l'institut de recherche Pile à Combustible (FCLAB).

Je remercie son Ex Directeur Monsieur Jean-Marie KAUFFMANN, Professeur à l'université de Franche-Comté de m'avoir proposé cette thèse.

Je remercie sincèrement le directeur de thèse Monsieur Rachid OUTBIB Professeur à l'Université AIX-Marseille et le co-directeur de thèse Monsieur Hamid GUALOUS Maître de Conférences HDR à l'Université de Franche-Comté Maître de Conférences à l'université de Franche-Comté, qui m'ont suivi tout au long de cette thèse et qui m'ont apporté tous les renseignements nécessaires au bon déroulement de mes travaux de recherches.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant à l'évaluation de ce travail :

- Monsieur Joeri VAN MIERLO Professeur à l'Université VUB Bruxelles
- Monsieur Mustapha OULADSINE Professeur à l'Université AIX-Marseille
- Monsieur Michel ZASADZINSKI Professeur à l'Université Nancy 1
- Monsieur VENET Maître de Conférences HDR à l'Université Lyon 1
- Monsieur Abderrahmane HAMMAR Dr Ingénieur PVI

Et particulièrement Messieurs Joeri VAN MIERLO et Michel ZASADZINSKI qui ont accepté la charge d'être rapporteur.

Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à toute l'équipe du FCLAB pour leur accueil chaleureux et leur soutien constant qui m'ont permis de poursuivre ma thèse dans des conditions plus qu'agréables.

Je remercie vivement mes amis et particulièrement mes collègues de bureau pour les bons moments que nous avons passés ensemble.

Enfin mes remerciements les plus sincères vont à Dieu et à ma famille



## Table des matières

Introduction générale.....	6
Chapitre 1 Généralités sur les véhicules hybrides et sur la pile à combustible .....	13
1.1 INTRODUCTION.....	14
1.2 GENERALITES SUR LES VEHICULES HYBRIDES .....	14
1.3 DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES HYBRIDES .....	15
1.3.1 Hybride série .....	15
1.3.2 Hybride parallèle.....	16
1.3.3 Hybrides doux.....	17
1.4 VEHICULES A PILE A COMBUSTIBLE.....	17
1.4.1 Introduction .....	17
1.4.2 Les piles à combustible.....	18
1.4.2.1 Historique .....	18
1.4.2.2 La pile à combustible à membrane échangeuse de protons.....	19
1.4.2.3 Principe de fonctionnement de la pile PEMFC.....	20
1.4.2.4 Le rendement d'une pile PEMFC et sa tension à vide .....	22
1.4.3 Problématique de l'énergie embarquée et de sa gestion .....	23
1.4.3.1 L'énergie embarquée .....	23
1.4.3.2 Les sources auxiliaires dans les véhicules à pile à combustible.....	24
1.4.3.3 Les supercondensateurs .....	25
1.4.3.4 Équilibrage des supercondensateurs .....	27
1.4.3.5 Équilibrage actif .....	27
1.5 CONCLUSION .....	28
Chapitre 2 Modélisation des sources d'énergie à bord du véhicule hybride .....	31
2.1 INTRODUCTION.....	32
2.2 PRESENTATION DU VEHICULE A PILE A COMBUSTIBLE CONSIDERE .....	32
2.3 DIMENSIONNEMENT DES SOURCES D'ENERGIE DU VEHICULE .....	33
2.3.1 Dimensionnement de la pile .....	34
2.3.2 Dimensionnement des supercondensateurs .....	35
2.4 DETERMINATION DES ELEMENTS DES CONVERTISSEURS DC-DC .....	37
2.4.1 Dimensionnement du convertisseur connecté à la pile.....	37
2.4.2 Dimensionnement du convertisseur connecté au module de supercondensateurs.....	40
2.5 MODELISATION DU SYSTEME ELECTRIQUE DU VEHICULE .....	41

2.5.1	<i>Modélisation du comportement de la pile à combustible équipant le véhicule</i> .....	41
2.5.1.1	Pertes d'activations.....	43
2.5.1.2	Pertes ohmiques.....	43
2.5.1.3	Pertes de concentration.....	43
2.5.1.4	Tension délivrée par la pile en fonction du courant débité.....	44
2.5.2	<i>Modélisation de l'évolution dynamique du module de supercondensateurs</i> .....	45
2.5.3	<i>Modélisation du fonctionnement des convertisseurs embarqués</i> .....	46
2.6	MAQUETTE EXPERIMENTALE A ECHELLE REDUITE.....	48
2.6.1	<i>Modélisation du comportement de la pile Nexa</i> .....	50
2.6.2	<i>Modélisation du fonctionnement dynamique du module (Boostcap)</i> .....	53
2.7	CONCLUSION.....	55
Chapitre 3 Optimisation et gestion d'énergie à bord du véhicule.....		57
3.1	INTRODUCTION.....	58
3.2	GESTION D'ENERGIE A BORD DU VEHICULE.....	58
3.3	GENERALITES SUR LA COMMANDE OPTIMALE.....	59
3.3.1	<i>Historique sur la commande optimale</i> .....	59
3.3.2	<i>Formulation du problème de la commande optimale</i> .....	59
3.3.2.1	Approche basée sur l'équation d'Euler-Lagrange.....	60
3.3.2.2	Utilisation du principe d'optimalité de Bellman.....	61
3.4	PROBLEME DE L'OPTIMISATION ET GESTION D'ENERGIE.....	63
3.5	UTILISATION DE LA THEORIE DE LA COMMANDE OPTIMALE EN VUE DE LA GESTION D'ENERGIE.....	64
3.5.1	<i>Technique fondée sur l'équation d'Euler-Lagrange</i> .....	65
3.5.2	<i>Utilisation de l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman</i> .....	67
3.5.3	<i>Critère déduit des contraintes sur la puissance de la pile</i> .....	71
3.5.4	<i>Expression de la commande optimale avec contrainte sur la puissance et le temps de réponse de la pile</i> .....	76
3.5.5	<i>Simulation de la loi de la gestion de l'énergie sur un cycle européen de vitesse NEDC</i> .....	79
3.6	CONCLUSION.....	81
Chapitre 4 Commande des convertisseurs DC-DC : approche basée sur mode de glissement.....		83
4.1	INTRODUCTION.....	84
4.2	COMMANDE DES CONVERTISSEURS DC-DC PAR MODE DE GLISSEMENT.....	84
4.3	GENERALITES SUR LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT.....	85
4.3.1	<i>Formulation de la commande par mode de glissement</i> .....	85
4.3.1.1	Existence du mode de glissement.....	86
4.3.1.2	Commande équivalente.....	87
4.3.1.3	Linéarisation étendue.....	87
4.3.2	<i>Application à la commande d'un convertisseur Boost</i> .....	89

4.3.2.1	Commande par linéarisation étendue du système .....	90
4.3.2.2	Commande avec une surface de glissement à coefficients constants .....	92
4.3.3	<i>Application à la commande d'un convertisseur Buck</i> .....	97
4.4	SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX .....	99
4.4.1	<i>Commande du Boost par mode de glissement</i> .....	101
4.4.1.1	Simulation de la commande du Boost par mode de glissement .....	101
4.4.1.2	Réalisation de la commande du Boost par mode de glissement.....	103
4.4.1.3	Commande du Boost alimenté avec la pile Nexa.....	106
4.4.2	<i>Commande du convertisseur auxiliaire Buck-Boost</i> .....	107
4.4.2.1	Cas du convertisseur auxiliaire en fonctionnement Boost .....	107
4.4.2.2	Cas du convertisseur auxiliaire en fonctionnement Buck .....	110
4.4.3	<i>Réalisation de la commande des deux convertisseurs de la maquette</i> .....	112
4.5	COMMANDE OPTIMALE ASSOCIEE A LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT .....	120
4.6	CONCLUSION .....	125
	Conclusion générale.....	123
	Bibliographie.....	125



## Introduction générale

Dans les prochaines décennies, la stagnation probable de la production de pétrole entre 2020 et 2030, la concentration de la production du pétrole brut au Proche Orient et les conséquences du changement climatique obligeront les gouvernements à employer l'énergie de façon plus efficace et à recourir à de nouvelles sources d'énergie moins polluantes. L'hydrogène se présente comme une solution probable. Sa capacité de stockage, de l'ordre de  $30000 Wh/kg$ , a conduit au développement de nouvelles technologies à base de piles à combustible. L'application des piles à combustible s'étend sur plusieurs domaines : stationnaires, embarquées.

C'est dans le domaine du véhicule que les défis sont les plus difficiles à relever. Dans un groupe électrogène à pile à combustible, composé de nombreux organes, les fonctions à réaliser sont multiples et les contraintes d'intégration, de coût sont importantes. De nombreux travaux de modélisation et d'expérimentation seront cependant encore nécessaires pour aboutir à une bonne compréhension des phénomènes physiques régissant la pile et pour parvenir à l'émergence d'une technologie viable techniquement et économiquement.

Les véhicules électriques à pile à combustible sont équipés d'une propulsion intégralement électrique. La propulsion est assurée par un ou plusieurs moteurs électriques. Une source auxiliaire d'énergie permet d'effectuer les opérations de démarrage. La source principale permet d'assurer la recharge de la source auxiliaire d'énergie et l'alimentation de la motorisation électrique. Lors d'un besoin d'énergie supplémentaire, pour les reprises lors des dépassements ou dans les côtes par exemple, c'est la source auxiliaire d'énergie qui fournit le supplément d'énergie. Il est à noter que les véhicules à pile à combustible de type PEM fonctionnent sans émission de  $CO_2$ .

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'optimisation de la gestion de l'énergie dans un véhicule à multi sources. Il est équipé des éléments suivants :

- Une pile à combustible de type PEM, utilisée comme source principale.
- Un module de supercondensateurs, employé comme source d'appoint de puissance.

L'adaptation des niveaux de tension entre les sources et la charge dans le véhicule nécessite deux convertisseurs statiques, l'un de type Boost, l'autre Buck/Boost, permettant de maintenir constante la tension du bus continu à une valeur constante et d'imposer la puissance ou le courant demandé par la charge.

Dans le premier chapitre, nous présenterons un état de l'art sur les véhicules hybrides d'une façon générale ainsi que les différentes configurations d'hybridation. Par la suite nous nous intéresserons aux véhicules électriques à pile à combustible et au principe de fonctionnement de la pile à combustible. Pour finir nous exposerons les principaux atouts des supercondensateurs utilisés comme source auxiliaire d'énergie en terme de puissance massique élevée, qui autorise des cycles de charge et décharge à courant fort (centaine d'ampères) et en terme de durée de vie très élevée (centaine de milliers de cycles) par rapport aux batteries.

Dans le deuxième chapitre, nous décrirons une méthode de dimensionnement de la pile à combustible de type PEM et des supercondensateurs dans un véhicule à pile à combustible ainsi que les convertisseurs qui y sont connectés. Il est à noter que les caractéristiques du véhicule considéré sont les mêmes que celles de véhicule Hy Power Bora [22]. Ensuite nous exposerons des modèles décrivant le comportement des sources d'énergie et des convertisseurs. La dernière partie du chapitre sera dédiée à la présentation d'une maquette expérimentale à échelle réduite. Le but de cette maquette est de valider les lois de commande et de gestion d'énergie obtenues théoriquement.

Le troisième chapitre concerne la gestion de l'énergie dans les véhicules hybrides. Nous commencerons par présenter une étude bibliographique sur les lois de gestion de l'énergie et sur les techniques d'optimisation. Par la suite nous focaliserons notre étude sur la commande optimale sous deux formes ; à savoir l'équation d'Euler-Lagrange et l'équation d'Hamilton Jacobi Bellman. Le but est d'établir une loi optimale de la gestion de l'énergie dans un véhicule électrique à pile à combustible associée aux supercondensateurs. Il s'agit de calculer la puissance de référence des supercondensateurs qui minimise l'énergie fournie par la pile à combustible à partir de la puissance sollicitée par la charge (motorisation et auxiliaire). Cette loi doit tenir compte des contraintes imposées par le système. Ces contraintes concernent la limitation de la puissance de la pile à combustible et sa réponse en régime dynamique.

Dans le quatrième chapitre nous traiterons le problème de la commande des convertisseurs. Il s'agit de synthétiser une loi de commande qui respecte la précision et la robustesse. Pour ce faire, nous avons choisi l'approche "mode de glissement", qui est appropriée au système à structures variables. En effet, les convertisseurs statiques font partie de cette classe. Cette commande a été appliquée aux convertisseurs DC-DC utilisés dans le véhicule à pile à combustible étudié. Il s'agit du convertisseur Boost et du convertisseur Buck-Boost. La première partie de ce chapitre

présentera des généralités sur la méthode du mode de glissement, sa robustesse et son utilisation pour les systèmes à structures variables. Ensuite nous présenterons deux approches qui ont été illustrés à travers des simulations et puis validées par des tests expérimentaux. Il s'agit de :

- La commande par mode de glissement par considération d'une surface de glissement ordinaire.
- La commande par mode de glissement fondée sur l'utilisation d'une surface de glissement contenant une action intégrale.

La deuxième approche a été testée en vue d'une compensation robuste des erreurs dues à la méconnaissance des paramètres relatifs aux pertes dans le convertisseur Boost. Il convient de préciser que les résultats pratiques sont tout à fait satisfaisants. Cette approche a aussi été utilisée pour commander les deux convertisseurs (Boost et Buck-Boost) connectés en parallèle afin de tester la faisabilité du transfert de l'énergie électrique à la charge sans chevauchement. La deuxième partie de ce chapitre traite de l'association de la commande du type mode de glissement à la commande optimale pour régler la tension du bus continu à  $400V$  et pour imposer la trajectoire de référence du courant que doit fournir le module de supercondensateurs embarqué dans le véhicule.

Pour finir, une conclusion générale et des perspectives de recherche suite à ce travail sont données.



Chapitre 1  
Généralités sur les véhicules hybrides et sur la pile à  
combustible

## *1.1 Introduction*

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter l'état de l'art sur les véhicules à pile à combustible.

Nous commencerons par présenter les véhicules hybrides d'une façon générale ainsi que leurs différentes configurations. Par la suite nous nous intéresserons aux véhicules à pile à combustible et au principe de fonctionnement de la pile à combustible. Pour finir nous présenterons les principaux atouts des supercondensateurs comme source auxiliaire d'énergie en termes de puissance massique élevée, qui autorise des cycles de charge et décharge à courant fort (une centaine d'ampères) et une durée de vie très élevée (quelques centaines de milliers de cycles) par rapport aux batteries.

## *1.2 Généralités sur les véhicules hybrides*

Les particules et les gaz à effet de serre ont toujours été un handicap écologique pour le véhicule conventionnel (véhicules équipés d'un moteur à combustion interne et une seule source d'énergie le gazole ou l'essence), d'où l'idée de passer à l'hybridation en introduisant une motorisation électrique en plus de la motorisation thermique. L'objectif étant de combiner les avantages du véhicule électrique (zéro pollution en ville) et les prestations d'un véhicule thermique traditionnel (en terme d'autonomie). Les véhicules hybrides qui contiennent une source électrique parmi leurs sources d'énergie sont appelés véhicules électriques hybrides. La plupart des véhicules électriques hybrides sont équipés de deux types de motorisation. Le principal objectif de la conception du véhicule électrique hybride est d'économiser l'énergie. L'ajout d'un moteur électrique à un moteur thermique conventionnel à l'essence ou au gazole permet d'économiser de l'énergie de plusieurs façons [1] :

- Le freinage par récupération : La machine électrique est utilisé en mode générateur et permet de produire de l'électricité, qui sera stockée dans la batterie.
- Réduction de la taille du moteur thermique : une partie de puissance est fournie par le moteur électrique ce qui permet de réduire la taille du moteur thermique ; le moteur thermique fonctionne à fort couple là où son rendement est optimal.
- Démarrage électrique : dans certaines configurations, le moteur électrique peut être utilisé seul pour démarrer le véhicule, (en évitant un mode de conduite où le moteur thermique est particulièrement inefficace).

Un avantage des véhicules électriques hybrides est la diminution des quantités de polluants rejetés lors du fonctionnement du moteur thermique. Il convient également de signaler qu'un autre avantage du véhicule hybride est la combinaison de plusieurs sources d'énergie telle que les batteries, la pile à combustible,... Les véhicules fonctionnant avec les piles à combustible sont très prometteurs. Ils offrent une émission zéro polluant, qui est indispensable pour un développement sain de la planète. Ils ont aussi un grand potentiel économique, comme le montrent les importants investissements effectués par le secteur privé (Daimler, Ford, Michelin, Toyota,...).

### 1.3 Différentes configurations des véhicules hybrides

La complexité des véhicules hybrides électriques se situe dans le coût de leur conception. Comme nous l'avons déjà mentionné, les deux principales raisons pour lesquelles les concepts hybrides sont intéressants sont : l'économie de l'énergie et la diminution des polluants. Nous citerons par la suite les différentes topologies de véhicules hybrides.

#### 1.3.1 Hybride série

Ce type de véhicule est équipé d'une propulsion électrique (voir Figure 1-1) qui est assurée par un ou plusieurs moteurs électriques. Une source auxiliaire d'énergie permet d'effectuer les opérations de démarrage du véhicule. La source principale d'énergie assure la recharge de la source auxiliaire d'énergie et l'alimentation de la motorisation électrique. Quand on a besoin d'énergie supplémentaire, pour les reprises lors des dépassements ou dans les côtes par exemple, c'est la source auxiliaire d'énergie qui fournit ce supplément d'énergie. Le moteur thermique peut être un moteur Diesel ou à essence mais d'autres solutions sont envisagées, comme les batteries, la turbine et la pile à combustible [1].

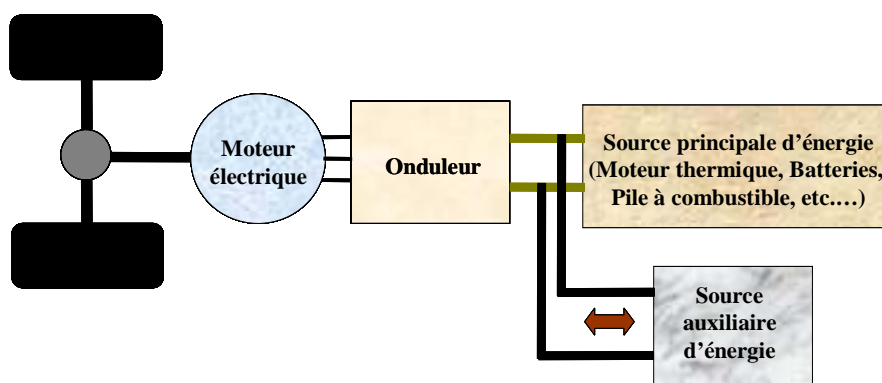


Figure 1-1 : Véhicule hybride série

Parmi les avantages du véhicule hybride série nous citons :

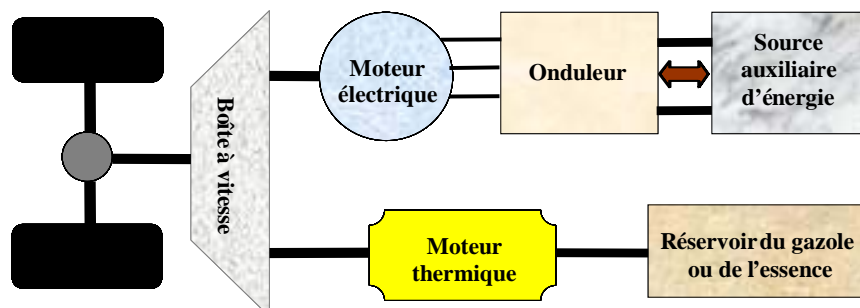
- La source principale d'énergie peut être un moteur thermique (connecté à une génératrice), des batteries, une pile à combustibles...
- La liaison mécanique entre l'arbre moteur et l'axe des roues motrices est assurée via une simple boîte de vitesse.
- La possibilité d'utilisation de stratégies de contrôle simples.
- La possibilité d'utiliser deux moteurs ou même quatre, au lieu d'un, sans complexité au niveau de la transmission de la puissance aux roues.

Et parmi les inconvénients du véhicule hybride série nous citons :

- Des frais supplémentaires concernant le prix et le poids de la génératrice couplée au moteur thermique.
- Les pertes énergétiques dues à la conversion de l'énergie mécanique du moteur thermique à l'énergie électrique via la génératrice électrique.
- Le moteur de traction doit être dimensionné pour répondre à la forte demande de puissance, car il est la seule source d'énergie reliée aux roues.

### 1.3.2 Hybride parallèle

Le deuxième type de véhicule hybride est le véhicule hybride parallèle. Ce type de véhicule (voir Figure 1-2) combine deux propulsions (thermique et électrique). Des liaisons mécaniques entre l'arbre du moteur électrique et l'arbre du moteur thermique via une boîte à vitesse permet d'assurer la transmission de la puissance aux roues.



**Figure 1-2 : Véhicule hybride parallèle**

Parmi les avantages du véhicule hybride parallèle nous citons [1] :



- Le moteur thermique et le moteur électrique sont reliés directement aux roues sans conversion de l'énergie requise, par conséquent les pertes d'énergie sont moindres par rapport à la configuration série.
- Un petit moteur thermique offre une meilleure économie de carburant et pour avoir plus de puissance le moteur électrique et le moteur thermique fonctionnent ensemble.
- Dans la plupart des véhicules hybrides à configuration parallèle, un autre générateur n'est pas nécessaire, puisque le moteur électrique lui-même fonctionne en génératrice pour recharger les sources auxiliaires (batteries ou supercondensateurs).

Parmi les inconvénients du véhicule hybride parallèle nous citons :

- Les liaisons mécaniques entre le moteur thermique et les roues constituent un obstacle pour l'exploitation de celui-ci efficacement.
- La complexité de la conception et du contrôle.

### 1.3.3 Hybrides doux

Les configurations hybrides série ou parallèle ont des structures qui sont très différentes des véhicules classiques et nécessitent de gros investissements en temps et en matière, Aussi la forte demande d'électricité nécessite une grande unité de stockage d'énergie. Une nouvelle alternative qui fournit de bons rendements pour la technologie hybride est appelée l'hybride doux. L'idée est de faire quelques changements dans la conception classique. L'une de ces approches consiste à placer un petit moteur électrique (alimenté par une batterie par exemple) derrière le moteur thermique et de le faire fonctionner comme un démarreur pour le moteur thermique et comme un générateur pour charger la batterie. De cette manière il peut contribuer à fournir la puissance pour le groupe motopropulseur dans le cas où il y a une forte demande de puissance, et servir à la récupération de l'énergie cinétique lors du freinage du véhicule [1].

## 1.4 Véhicules à pile à combustible

### 1.4.1 Introduction

En moins de dix ans, les véhicules à pile à combustible sont passés de la simple recherche à l'exploitation des prototypes et des modèles de démonstration afin de remédier aux problèmes dus à la pollution dans les véhicules fonctionnant avec un moteur thermique. Dans le même temps, le gouvernement et l'industrie se sont associés pour investir des milliards de dollars dans des partenariats visant à commercialiser les véhicules à pile à combustible dans les premières années du 21<sup>ème</sup> siècle.

Bien que les défis à relever pour les véhicules à pile à combustible soient importants, une chose est claire, le gouvernement et l'industrie se sont engagés à développer et à déployer des véhicules à hydrogène et les infrastructures connexes. Certains pays, comme le Canada et l'Islande, semblent pleinement attachés au passage de l'économie fondée sur le pétrole à une économie fondée sur l'hydrogène. Bien que cette transition prendra des décennies pour se mettre en place, il semble que la base nécessaire, commence à être mise au point.

A titre indicatif un rapport technique sur le développement des véhicules à pile à combustible dans le monde fait en 12/2003 [2] indique que :

- Au Canada, le CTFCA (Canadian Transportation fuel Cell Alliance) dispose de 23 millions de dollars CAN (offerts par le gouvernement canadien) afin de promouvoir les projets véhicules à pile à combustible.
- En Chine, le gouvernement a promis 20 millions de dollars par an pendant 5 ans à la recherche (FCV) ; l'académie des sciences va investir 12 millions de dollars sur 3 ans sur la technologie de l'hydrogène ; le GEF fournira 12 millions de dollars pour le développement des autobus à piles à combustible; les gouvernements nationaux et locaux fourniront 20 millions de dollars dont 4 millions de la part des entreprises privées.
- En Europe et particulièrement en France, 40 millions d'euros sur une période de cinq ans ont été réservés pour les véhicules propres dont 5.8 millions d'euros dédiés aux piles à combustible.
- Au Japon, Le gouvernement a contribué à hauteur de 2 milliards de yens en 2002 et à de 2.5 milliards de yens en 2003 pour le projet JHFC (Japan Hydrogen & Fuel Cell Demonstration Project).
- Les Etats-Unis investiront un total de 1.7 milliard de dollars pour développer les piles à combustible à hydrogène, les infrastructures de l'hydrogène et les technologies avancées de l'automobile dans le cadre du projet « Freedom Car/Hydrogen Fuel ».

## 1.4.2 Les piles à combustible

### 1.4.2.1 Historique

La première démonstration pile à combustible a été faite en 1839 par William Grove. Il s'agissait d'une pile hydrogène/oxygène à basse température avec des électrodes en platine et d'un électrolyte à base d'acide sulfurique dilué. Ce n'est qu'à partir des années 1930 que les piles à combustible devinrent pertinentes grâce aux travaux de l'ingénieur anglais Francis T. Bacon, à

Cambridge sur une pile à combustible hydrogène/oxygène en milieu KOH aqueux (température de 80 à 200°C, pression de gaz de quelques atmosphères à 40 atmosphères, électrodes poreuses de nickel et d'oxydes de nickel). En 1953, la réalisation d'un premier prototype de puissance notable a eu lieu. Le programme spatial américain de la NASA (National Aeronautics and Space Administration) conduisit, à la fin des années cinquante, à une série de réalisations technologiques concernant des piles à électrolyte polymère solide (SPEFC de General Electric), pour le programme GEMINI, et, à partir des années soixante, à la fabrication de piles alcalines de type Bacon par Pratt et Whitney (devenu United Technologies Corporation), pour les missions lunaires APOLLO et maintenant pour les navettes spatiales. Parallèlement, Justi et Winsel, en Allemagne, développèrent des piles alcalines (AFC) de quelques kilowatts, avec des électrodes de nickel de Raney de grandes surfaces actives (électrodes à double squelette ou DSK) [3].

#### 1.4.2.2 La pile à combustible à membrane échangeuse de protons

La pile à combustible à membrane échangeuse de protons ou PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) est une pile qui fonctionne avec de l'air (oxygène) et de l'hydrogène. Le rendement des PEMFC est de l'ordre de 40 à 50%. Sa puissance varie entre 0.1 et 500 kW, sa température de fonctionnement varie entre 60 et 100°C [6]. La pression maximale que la membrane peut supporter est de l'ordre de 1 bar. Les performances de la pile augmentent fortement avec la pression d'air, d'où la nécessité d'utiliser un compresseur. Le coût énergétique de la compression est important ; pour un débit d'air de  $1 \text{ g.s}^{-1}$  la puissance nécessaire à une augmentation de pression de 1 bar correspond à 100 W (cette valeur dépend du rendement du compresseur : 60 à 70%). Concernant l'alimentation en hydrogène, le débit de gaz peut correspondre exactement à la consommation d'hydrogène de la pile, pour éviter une perte d'hydrogène, un recirculateur peut être intégré pour récupérer l'hydrogène en sortie et le réinjecter en entrée de la pile. L'humidification des gaz est nécessaire afin d'éviter l'assèchement de la membrane. Un circuit de refroidissement permet d'évacuer la chaleur produite lors du fonctionnement de la pile [3], [4].

La technologie PEMFC est très utilisée dans les véhicules à pile à combustible en raison de :

- Sa température de fonctionnement relativement basse qui permet d'assurer un démarrage rapide.
- L'insensibilité à la présence de  $\text{CO}_2$  dans l'air, contrairement à la filière alcaline.
- Une durée de vie supérieure aux piles à électrolyte liquide et une compacité supérieure à celle des autres filières.

### 1.4.2.3 Principe de fonctionnement de la pile PEMFC

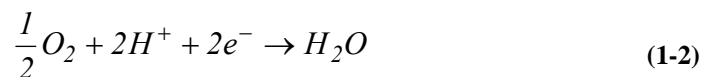
Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible de types PEMFC est simple, bien que la technologie puisse sembler nouvelle. Il peut être brièvement décrit comme étant la réaction inverse de ce qui se produit dans l'électrolyse [4]. On peut distinguer 7 couches dans une cellule élémentaire de PEMFC (voir figure 1-3) [5] :

- Deux plaques permettant notamment l'amenée des gaz, la collecte du courant et assurant la tenue mécanique.
- Deux couches hydrophobes assurant la distribution des gaz (couches de diffusion).
- Deux zones actives contenant les catalyseurs.
- La membrane ionomère constituant un électrolyte solide.

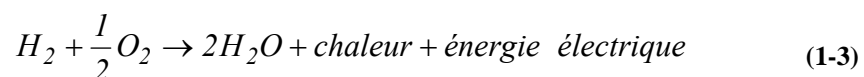
L'ensemble zone diffusionnelle – zone active constitue une électrode. L'ensemble électrode – membrane – électrode (EME) constitue le cœur de pile. A l'anode, on amène de l'hydrogène humide tandis que la cathode est alimentée en oxygène humide (ou plus simplement en air humide, enrichi ou non en oxygène). Dans le cas d'une pile à combustible PEMFC à électrolyte acide, on a oxydation de l'hydrogène à l'anode selon :



Il s'agit d'une réaction catalysée. La molécule d'hydrogène réagit en libérant deux électrons, qui circulent dans le circuit électrique qui relie l'anode à la cathode. A la cathode, on assiste à la réduction cathodique (également catalysée) de l'oxygène selon :



Le bilan des réactions (1-1) et (1-2) donne donc



Cette réaction (1-3) est exothermique (production de la chaleur).

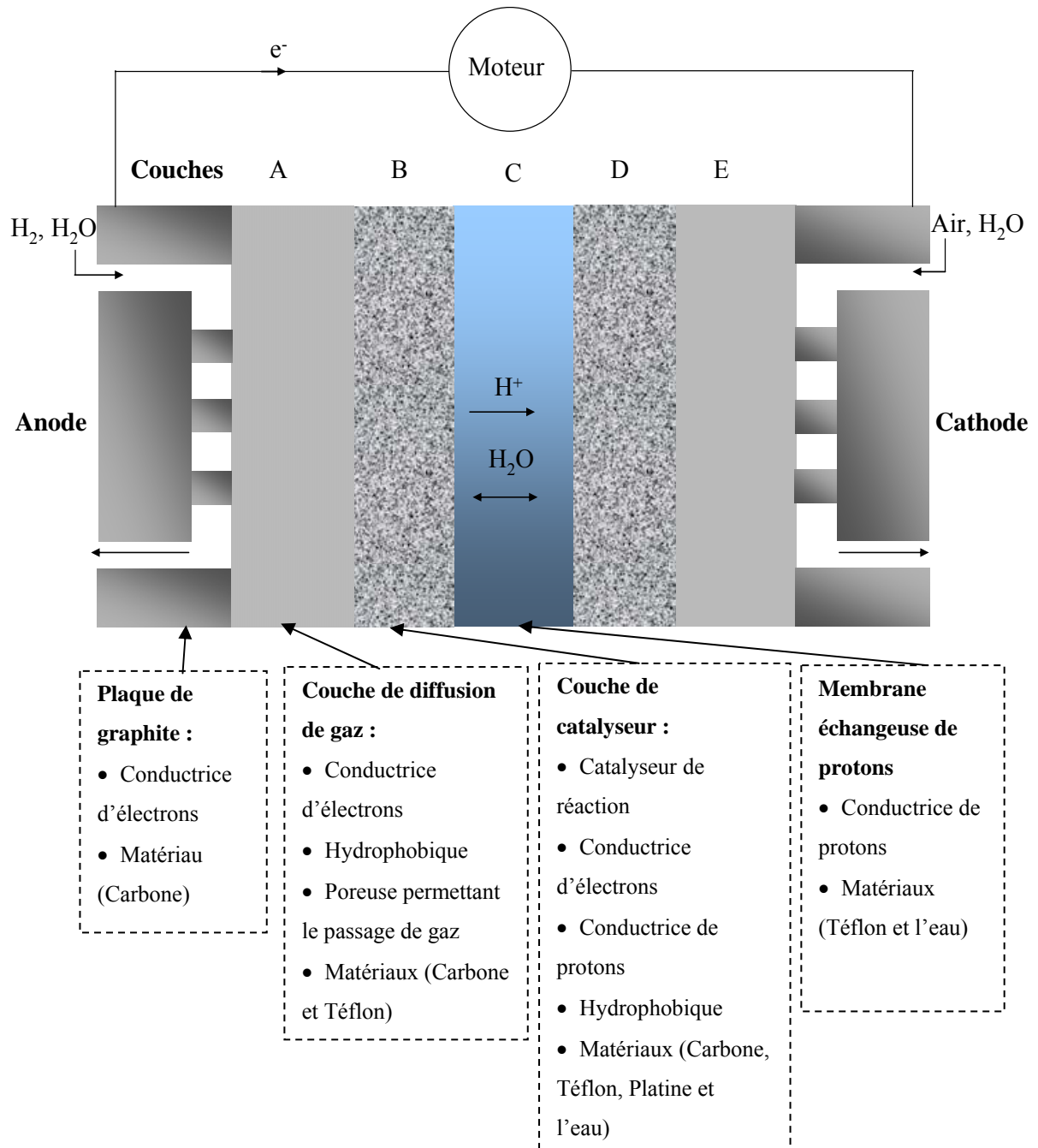
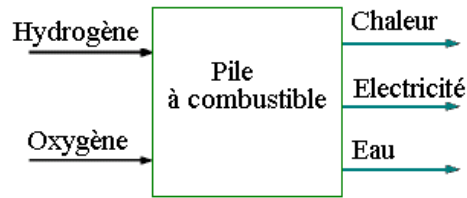


Figure 1-3 : Les différentes couches constituant une cellule d'une pile à combustible de type PEMFC [5]

#### 1.4.2.4 Le rendement d'une pile PEMFC et sa tension à vide

Les entrées-sorties généraux d'une pile à combustible PEMFC sont définies dans Figure 1-4



**Figure 1-4 : Les entrées-sorties d'une pile à combustible de type (PEMFC)**

Le rendement d'une pile à combustible de type PEMFC est lié directement à la puissance électrique produite divisée par le produit de l'enthalpie totale de la réaction (1-3) et du débit molaire de l'hydrogène comme exprimé par la formule (1-3). Notons que l'enthalpie est négative si l'énergie est libérée [4] et positive dans le cas inverse.

$$\eta_{rev} = \frac{P_{el}}{-\dot{N}_{H_2} \Delta h_f} \quad (1-4)$$

avec :

- $\dot{N}_{H_2}$  : Le débit molaire de l'hydrogène
- $\Delta h_f$  : La variation de l'enthalpie
- $P_{el}$  : La puissance électrique

Si la réaction (1-3) est réversible, la puissance électrique maximale produite par une mole peut être exprimée en fonction de l'énergie libre de Gibbs qui exprime la quantité d'énergie disponible pour effectuer un travail extérieur. Ainsi l'équation (1-4) peut être ramenée à [4] :

$$\eta_{revmax} = \frac{\Delta g_f}{-\Delta h_f} \quad (1-5)$$

Ce rendement maximal ou limite est appelé aussi le rendement thermodynamique. L'énergie libre de Gibbs dépend de la température, tandis que la variation de l'enthalpie demeure constante pour une réaction donnée ( $\Delta h_f = 285.6 \text{ kJ/kmol}$  pour la réaction (1-3)). À  $25^\circ\text{C}$   $\Delta g_f = -237 \text{ kJ/kmol}$ . Dans ce cas, le rendement limite est estimé à 83%. La limitation de la tension d'une cellule provient bien évidemment de l'énergie libre de Gibbs, si le processus est réversible, le travail électrique effectué est égal à la variation de l'énergie libre de Gibbs [4].

$$\Delta g_f = P_{el} = -ZFE \quad (1-6)$$

avec :

- $F$  : La constante de Faraday ( $96485 \text{ C / mol}$ )
- $E$  : La tension d'une cellule
- $Z$  : Le nombre d'électrons libérés par la réaction d'une molécule de réactif

Le nombre d'électrons libérés par la réaction d'une molécule d'hydrogène est égale à 2 (1-1).

La tension d'une cellule est exprimée par [4] :

$$E = -\frac{\Delta g_f}{2F} \quad (1-7)$$

Les pressions et les concentrations des réactifs influent sur l'énergie libre de Gibbs, ainsi que sur la tension selon (1-7). La tension est exprimée par l'équation de Nernst qui s'écrit sous plusieurs formes. Par exemple, si les pressions des réactifs et des produits sont exprimées en bar et l'eau produite sous forme vapeur [4], on a

$$E = E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{P_{H_2} P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (1-8)$$

avec :

- $E^0$  : La tension d'une cellule sous conditions standard (approximativement  $1.2V$ )
- $P_{O_2}$  : La pression partielle de l'oxygène coté cathode exprimée en bar
- $P_{H_2O}$  : La pression partielle de l'eau côté cathode exprimée en bar
- $P_{H_2}$  : La pression partielle de l'hydrogène côté anode exprimée en bar

### 1.4.3 Problématique de l'énergie embarquée et de sa gestion

#### 1.4.3.1 L'énergie embarquée

Les véhicules à pile à combustible de type PEM permettent de réduire très fortement l'émission du  $CO_2$ . Pour produire de l'hydrogène, plusieurs possibilités peuvent être envisagées,

- A partir de carburants fossiles (gaz naturel, hydrocarbures ou charbon) par reformage, oxydation partielle ou reformage autotherme. Le carburant privilégié serait le gaz naturel. mais d'autres hydrocarbures sont aussi utilisés.
- A partir de l'électrolyse de l'eau. Pour cela, l'électricité utilisée pourrait venir des énergies renouvelables (éolienne, hydraulique).
- A partir de la biomasse.

Pour l'infrastructure de production, trois options se présentent :

- Une production centralisée de l'hydrogène suivie d'une distribution aux utilisateurs par camions...
- Une production de l'hydrogène décentralisée par électrolyse ou par reformage avec une consommation de l'hydrogène sur site ou à proximité.
- Une production intégrée dans les piles à combustible avec un reformage interne à partir de gaz naturel, méthanol, essence...

L'hydrogène est généralement produit par reformage du gaz naturel. Cependant, le transport d'hydrogène et son stockage constituent un problème. Sous sa forme liquide, il pose problème en termes de besoins en énergie et de sûreté, alors que comprimé, il exige beaucoup d'espace. Utiliser l'hydrogène, comme carburant pour les véhicules, implique également la mise en place d'une infrastructure de production, de transport et de distribution. Utiliser un carburant intermédiaire (méthanol...) dont on obtiendrait de l'hydrogène par reformage à l'intérieur du véhicule est une piste aussi envisageable. Le méthanol est considéré comme une source prometteuse d'hydrogène pour les véhicules à pile à combustible. D'un côté, il présente l'avantage d'être un combustible liquide, donc qui peut être facilement transporté à bord d'un véhicule, et d'un autre côté, l'importante réserve mondiale du gaz naturel peut servir de matière typique de base pour la production de méthanol. Le problème du méthanol est qu'il doit être reformé à bord du véhicule pour produire l'hydrogène qui sert de combustible pour la pile. Dans les véhicules fonctionnant avec une pile DMFC, le méthanol est oxydé à l'intérieur de la pile, éliminant la nécessité de reformage [7]-[11].

Afin d'obtenir des caractéristiques telles qu'un rendement élevé et une performance haute pour un système de propulsion à base de pile à combustible, il est très important d'avoir une meilleure architecture et une bonne stratégie de commande. Plusieurs architectures sont présentées dans la littérature pour optimiser la taille de la pile à combustible [12]. Associer un convertisseur de puissance à la pile à combustible permet d'avoir une tension stable [13]-[17].

#### 1.4.3.2 Les sources auxiliaires dans les véhicules à pile à combustible

Le comportement dynamique d'un véhicule à pile à combustible pendant un cycle de vitesse peut être très différent du comportement d'un véhicule électrique à batterie. Cela est vrai même si les deux types de véhicules emploient le même moteur électrique et la même transmission. La différence se situe dans le fait que le courant fourni par la pile à combustible dépend fortement des caractéristiques d'air et du combustible. Par conséquent, la délivrance de la puissance par un système à pile à combustible se fait avec un temps de réponse qui dépend du temps d'acheminement du combustible et (ou) de l'air vers la pile, ayant comme résultat la diminution des performances du véhicule en terme d'accélération. D'où la nécessité d'introduire des sources



auxiliaires d'énergie. Vu leur densité de puissance plus élevée, l'application des supercondensateurs comme unités de stockage de l'énergie électrique et comme sources d'appoint dans les véhicules à pile à combustibles est une solution pertinente (voir tableau 1-1) pour améliorer l'efficacité de transmission de la puissance. Les unités de stockage de l'énergie électrique doivent être bien dimensionnées de sorte qu'elles stockent le maximum d'énergie lors du freinage et fournissent une puissance de crête suffisante pour que le véhicule ait une accélération convenable [19].

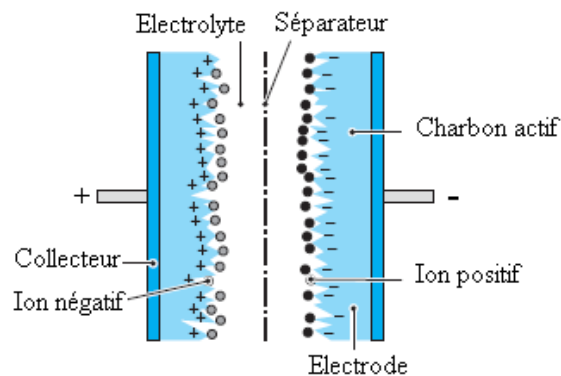
**Tableau 1-1 : Comparaison des performances (ordres de grandeur) [6]**

	Pile à combustible	Batterie	Supercondensateur	Condensateur électrolytique
Densité de puissance (W/kg)	120	150	1 000-5 000	100 000
Densité d'énergie (Wh/kg)	150-1500	50-1500	4-6	0.1

### 1.4.3.3 Les supercondensateurs

Les supercondensateurs à doubles couches électroniques, ou supercondensateurs, ont été développés et brevetés la première fois en 1961 par SOHIO. Un supercondensateur se compose d'une paire d'électrodes métalliques, enrobées par des fibres du charbon actif ; l'ensemble est empilé comme un sandwich ou roulé dans un paquet et trempé dans un électrolyte organique (ou aqueux). Les propriétés électroniques d'un supercondensateur dépendent fortement de la porosité du charbon actif et de la taille moléculaire des ions d'électrolyte. Les électrodes de charbon actif utilisées dans les supercondensateurs ont des surfaces spécifiques de  $1000$  à  $2300 \text{ m}^2 / \text{g}$ . La distance (voir Figure 1-5) qui sépare les charges opposées est de l'ordre de  $10 \text{ \AA}$  ou moins [18]. La tension d'un supercondensateur est due à la présence d'un champ électrique dans l'électrolyte comme dans les condensateurs électrolytiques conventionnels à feuilles métalliques. Les supercondensateurs à électrolytes organiques ont une tension inférieure à  $3 \text{ V}$  par cellule, tandis qu'avec les électrolytes aqueux, la tension est inférieure à  $1.23 \text{ V}$  par cellule, en général égale à  $0.9 \text{ V}$ . Pour tous les supercondensateurs, la capacité équivalente est l'association en série de la capacité double couche de l'anode et celle de la cathode. La résistance série des supercondensateurs à électrolytes organiques est plus élevée que celle des supercondensateurs à électrolyte aqueux. L'ESR peut être réduit en général par l'addition d'une fibre cristallisée en

phase vapeur de carbone au C.A. La capacité est proportionnelle à la surface d'électrodes et inversement proportionnelle à la distance qui sépare les charges opposées, les supercondensateurs ont des électrodes poreuses dont la surface effective est beaucoup plus grande que celle des condensateurs classiques [18]. Par conséquent, la capacité d'un supercondensateur est beaucoup plus grande que celle d'un condensateur classique mais l'inconvénient est que la tension maximale d'un supercondensateur varie habituellement entre  $2.3V$  et  $2.8V$ .



**Figure 1-5 : Phénomène physique dans un supercondensateur [19]**

Les supercondensateurs ont une puissance spécifique plus grande (environ  $1.5kW/kg$ ) que les batteries conventionnelles et une énergie spécifique plus élevée (environ  $3$  à  $5Wh/kg$ ) que les condensateurs électrolytiques [20]. La limitation des batteries en puissance est due à leur résistance série, ajoutons à cela que les supercondensateurs ne nécessitent pas des réactions chimiques pendant leurs charges et décharges ce qui leur permet d'avoir une longévité plus importante que celle des batteries surtout à basses températures [21]. Le rendement élevé des supercondensateurs ainsi que leur nombre de cycles et leur puissance élevée, tous ces éléments leur ont permis de couvrir un champ d'utilisation très large surtout dans les applications de puissance. Actuellement des études intenses se sont focalisées sur l'emploi des supercondensateurs comme source auxiliaire d'énergie ou complémentaire dans les véhicules électriques et les véhicules électriques hybrides pour compenser la limitation de la puissance de la source principale d'énergie (moteur thermique, piles à combustible, batteries, etc....).

Les caractéristiques des supercondensateurs font apparaître deux tensions. La première, appelée tension de travail, peut être appliquée pendant la durée de vie du supercondensateur sans dégradation ni dommage. La seconde, préjudiciable aux composants, appelée tension de crête, peut être appliquée pendant quelques centaines de millisecondes. Cependant, quand un supercondensateur est soumis à une tension de crête, l'électrolyte organique dans la cellule commence à se décomposer en un produit gazeux. Si cette tension appliquée aux bornes du composant persiste, la pression va s'accumuler jusqu'à la destruction du composant. L'analyse et

l'étude réalisées sur le comportement des supercondensateurs lors de leur association montrent la nécessité d'un circuit d'équilibrage afin de répartir équitablement la tension sur chaque cellule. C'est pourquoi, les différents constructeurs offrent deux types de circuit d'équilibrage, passif et actif.

#### 1.4.3.4 Équilibrage des supercondensateurs

##### 1) Équilibrage passif

Le circuit d'équilibrage passif est le plus simple à mettre en oeuvre. Il est constitué d'une résistance en parallèle sur chaque cellule de supercondensateur dans un module. La valeur de la résistance d'équilibrage est déterminée par le rapport de la tension nominale du supercondensateur au courant que l'on souhaite dévier par cette résistance. L'idéal est de dévier le courant de charge du module de supercondensateur qui est en général élevé ( $> 100$  A) pour des applications transport. Cela pose un problème pour le dimensionnement de la résistance. De plus, la mise en parallèle de la résistance d'équilibrage avec une cellule supercondensateur augmente le courant de fuite de ce dernier. Si on adopte cette solution d'équilibrage, il faut faire un compromis entre les dimensions de la résistance, son coût et le courant dévié. En général, on choisit un courant dévié de l'ordre de quelques ampères [19].

##### 1.4.3.5 Équilibrage actif

Le circuit d'équilibrage actif est une version plus complexe que le circuit passif. Il est constitué généralement d'un circuit électronique de puissance placé en parallèle avec le supercondensateur. Il permet de dévier le courant lorsque la tension aux bornes du supercondensateur avoisine la tension maximale admissible. L'inconvénient principal de ce circuit est son coût très élevé (pratiquement le même coût qu'un supercondensateur). Il existe un autre circuit d'équilibrage actif faible courant pour compenser les pertes dues au courant de fuite. Le coût de ce circuit est très faible par rapport aux précédents, le circuit se place entre deux supercondensateurs. S'il y a  $N$  cellules de supercondensateurs, il faut  $N - 1$  circuits d'équilibrage. Son schéma est donné sur la figure 1-6. Le principe de fonctionnement de ce circuit est basé sur la comparaison entre la tension des deux cellules de supercondensateurs ; le signal à la sortie du comparateur commande les transistors complémentaires  $Q_1$  et  $Q_2$ , permettant ainsi la déviation du courant d'une cellule à l'autre. Cependant, la déviation totale du courant de charge est très onéreuse, compte tenu de sa valeur relativement élevée (quelques dizaines jusqu'à une centaine d'ampères). En général, le courant dévié ne dépasse pas quelques ampères pour réduire le coût du circuit d'équilibrage.

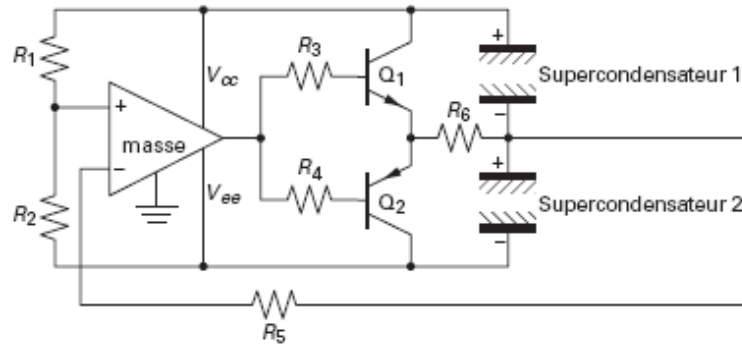


Figure 1-6 : Schéma de principe d'un circuit d'équilibrage actif Maxwell [19]

Le principe d'utilisation de ce circuit est donné sur la figure 1-7. On considère un module de 5 supercondensateurs en série par exemple, nommés respectivement *A*, *B*, *C*, *D* et *E*. Chaque groupe de deux cellules consécutives est équilibré par un circuit. L'avantage de ce circuit est principalement son faible coût car il est constitué d'une électronique faible courant [19].

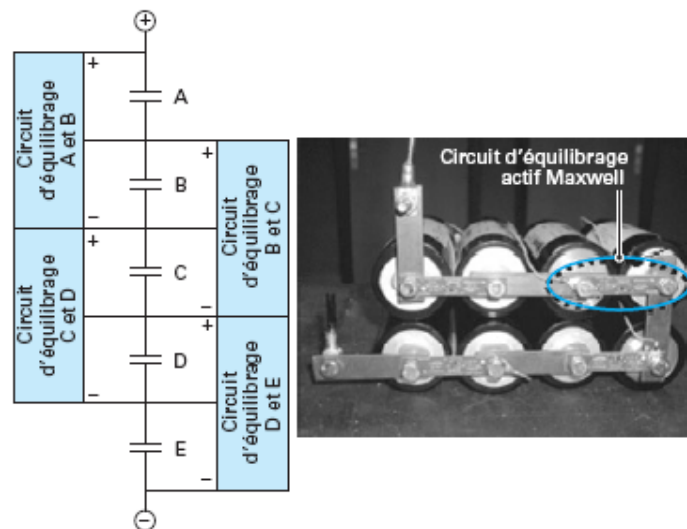


Figure 1-7 : Branchement du circuit d'équilibrage [19]

### 1.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les deux sources d'énergie utilisées à bord du véhicule hybride :

- La pile à combustible de type PEM avec le principe de fonctionnement d'une cellule et son rendement.

- Les supercondensateurs et leurs capacités à répondre à des demandes de puissance de plus en plus importante à bord du véhicule.

Les deux sources d'énergie étant choisies, l'étape suivante consiste à les dimensionner afin de répondre aux demandes de puissance du véhicule. Par ailleurs, il faut aussi définir et dimensionner les convertisseurs électriques qui y sont connectés.



## Chapitre 2

# Modélisation des sources d'énergie à bord du véhicule hybride

## 2.1 Introduction

Ce chapitre présente une méthode de dimensionnement des comportements essentiels du véhicule hybride considéré qui sont la pile à combustible de type PEM, les supercondensateurs ainsi que les convertisseurs qui y sont connectés. Il est à noter que les caractéristiques de ce véhicule sont les mêmes que celles du véhicule Hy Power Bora. Ensuite, nous proposerons la modélisation du comportement dynamique des sources d'énergie et des convertisseurs DC-DC associés à ces sources. Pour finir nous présenterons une maquette expérimentale à échelle réduite qui nous a permis de valider les lois de commande et de gestion d'énergie appliquées au véhicule dans les chapitres suivants.

## 2.2 Présentation du véhicule à pile à combustible considéré

Actuellement de nombreuses applications automobiles sont basées sur l'utilisation des piles à combustible comme source principale d'énergie et les supercondensateurs comme source auxiliaire de puissance. L'utilisation des supercondensateurs permet de réduire la contrainte en puissance sur la source d'énergie principale ; à savoir la pile à combustible. Tout le long de ce travail les caractéristiques du véhicule étudié sont supposées être similaires à celle du véhicule Volkswagen Bora HY Power telles qu'une vitesse maximale de  $136 \text{ km/h}$  avec une accélération de  $0$  à  $100 \text{ km/h}$  en  $12.5 \text{ s}$  [1]-[2]. Le véhicule Volkswagen Bora HY Power composé en partie de :

- Une pile à combustible de type PEM constituée de deux blocs montés en parallèle. Chaque bloc comprend trois stacks connectés en série. Un stack a une puissance d'environ  $8 \text{ kW}$ , il est composé de  $125$  cellules. Durant le fonctionnement, une partie de la puissance de la pile (environ  $20\%$ ) est consommée par ses accessoires (compresseur pour l'air, vannes motorisées, ...). L'alimentation en hydrogène est assurée par  $26$  réservoirs d'hydrogène comprimé à  $350 \text{ bars}$ .
- Un module de supercondensateurs constitué de deux blocs montés en parallèle. Chaque bloc contient  $141$  cellules de supercondensateurs montées en série. Une cellule a une capacité de  $1500 \text{ F}$  et une tension nominale de l'ordre de  $2.5 \text{ V}$ . Elle a une énergie spécifique maximale de  $5.3 \text{ Wh/kg}$  et une puissance spécifique maximale de  $4.8 \text{ kW/kg}$ .
- Des convertisseurs intermédiaires : un convertisseur Boost connecté à la pile, un convertisseur Buck/Boost connecté aux supercondensateurs et un onduleur connecté au



bus continu dont la tension doit être réglée à  $400\text{ V}$  ; les interrupteurs utilisées sont des IGBT  $600\text{ V}$  avec des diodes anti-parallèles.

- Un moteur asynchrone dont la puissance nominale est de l'ordre de  $45\text{ kW}$  , les pics de puissance sont de  $75\text{ kW}$  et le couple maximum est de  $255\text{ Nm}$  .

Dans la suite de cette étude on se base sur le cahier des charges de la Bora pour dimensionner la source d'énergie et les éléments de stockage tampon de puissance ainsi que pour la commande et la gestion de l'énergie.

### *2.3 Dimensionnement des sources d'énergie du véhicule*

L'objectif de cette partie est de présenter une méthode de dimensionnement des sources d'énergie (pile à combustible et supercondensateurs) dans un véhicule à pile à combustible, c'est à dire déterminer le nombre de cellules de la pile à combustible ainsi que le nombre de cellules de supercondensateurs. Le cahier des charges considéré est celui du véhicule Bora. Par la suite, pour l'étude de la gestion d'énergie dans le véhicule, nous considérons seulement les caractéristiques des sources d'énergie (pile à combustible et supercondensateurs) employées dans le véhicule Bora [22] et [23]. Le système électrique du véhicule étudié (voir Figure 2-1) contient :

- Deux convertisseurs DC-DC qui permettent d'adapter les niveaux de tension entre les deux sources et le bus continu. Le convertisseur associé à la pile fonctionne en mode Boost. Il permet d'élever la tension de la pile à  $400\text{ V}$  . Il est unidirectionnel. L'autre convertisseur, intercalé entre les supercondensateurs et le bus continu, est réversible. Il fonctionne en mode Boost lorsque les supercondensateurs fournissent de l'énergie électrique au bus continu et en mode Buck dans le cas où l'énergie électrique est acheminée vers les supercondensateurs afin de les charger.
- Un onduleur connecté au bus continu.
- Une machine asynchrone qui permet d'entraîner les roues du véhicule.

La masse du véhicule étudié est supposé être voisine d'une tonne (la masse du corps du véhicule Bora est de  $957\text{ kg}$ ). Elle possède une surface frontale d'environ  $2.5\text{ m}^2$  , un coefficient de pénétration dans l'air de l'ordre de  $0.3$  et un coefficient de roulement d'environ  $0.01$  . La vitesse maximale est de  $136\text{ km/h}$  , avec une accélération de  $0$  à  $100\text{ km/h}$  en  $12.5\text{ s}$  .

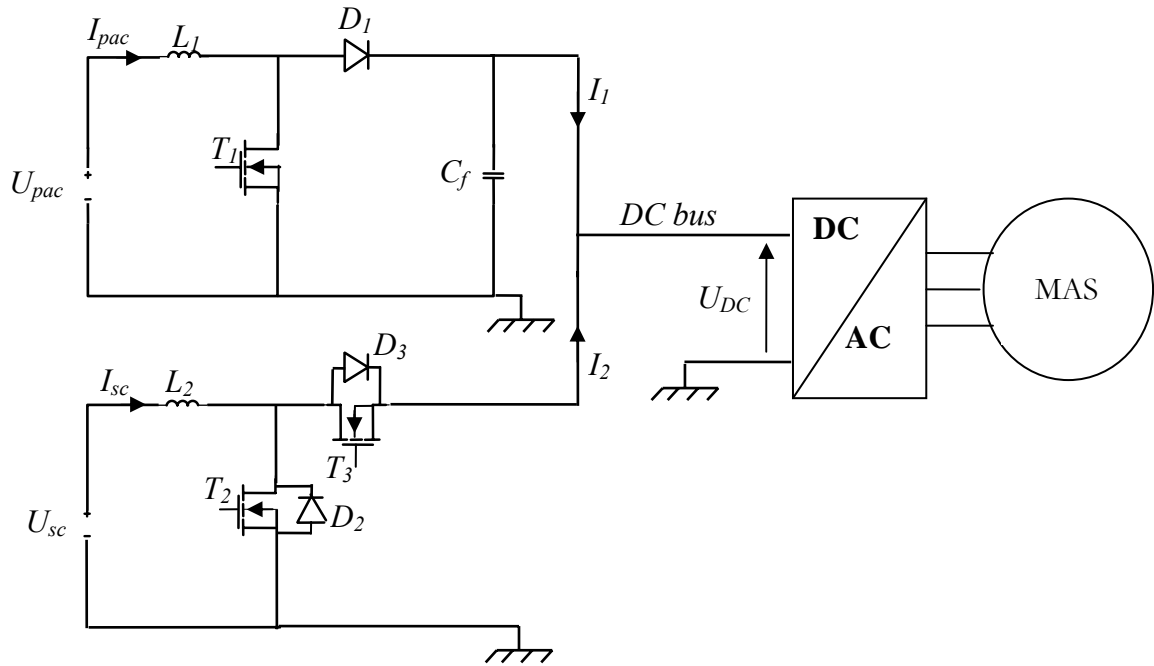


Figure 2-1: Le système électrique du véhicule étudié

Afin de dimensionner les sources d'énergie du véhicule, il est important d'estimer la puissance demandée par le véhicule. Elle est exprimée par [24] si on suppose que la route est plane :

$$P_{ch} = \left[ \frac{1}{2} \rho_{air} V_t^2 S C_x + M g C_r + M \frac{dV_t}{dt} \right] V_t \quad (2-1)$$

avec :

- $M$  : La masse du véhicule (en  $kg$  )
- $V_t$  : La vitesse du véhicule (en  $m/s$  )
- $SC_x$  : Le coefficient maître couple (surface frontale  $\times$  coefficient de pénétration dans l'air) (en  $m^2$  )
- $\rho_{air}$  : La masse volumique de l'air (environ  $1.2 \text{ kg}/m^3$  )
- $C_r$  : Le coefficient de roulement du véhicule
- $g$  : L'accélération due à la pesanteur ( $9.81 \text{ m}/s^2$  )

### 2.3.1 Dimensionnement de la pile

La pile à combustible est la source principale de l'énergie dans le véhicule. Donc, elle doit pouvoir fournir une puissance suffisante au véhicule pour qu'il roule à une vitesse maximale de  $136 \text{ km}/h$  fixée par le cahier des charges. En utilisant l'équation (2-1) et en supposant que la

vitesse du véhicule est stabilisée à  $136 \text{ km/h}$ , la puissance de la pile est calculée à  $29 \text{ kW}$ . Ajoutons à cela  $20\%$  de puissance qui doit être consommée par les auxiliaires de la pile, on obtient donc une puissance maximale d'environ  $35 \text{ kW}$ . La puissance maximale de la pile du véhicule Bora est  $P_{pac_{max}} = 40 \text{ kW}$ . La limite de la tension  $E_{cell}$  d'une cellule d'une pile à combustible de type PEM est de  $0.53 \text{ V}$ . Cette tension correspond à la puissance maximale fournie par la cellule. La pile à combustible doit alimenter un bus continu  $U_{DC} = 400 \text{ V}$  via un hacheur Boost. Le Boost a un rendement qui diminue quand le rapport de transformation augmente [26], pour cela, le rapport cyclique doit être autour de 2 pour un fonctionnement optimal [25]. Par la suite, il faut que la tension de la pile  $U_{pac} = N_{pac_{série}} \cdot E_{cell}$  soit au minimum égale à  $U_{DC} / 2$  avec  $N_{pac_{série}}$  le nombre de cellules montées en série. Il est donné par :

$$N_{pac_{série}} = \frac{U_{DC}}{2E} = 377 \quad (2-2)$$

La cellule de la pile à combustible utilisée dans le véhicule Bora a une puissance de  $P_{pac_{cell}} = 64 \text{ W}$

Le nombre de branches série montées en parallèle est donné par :

$$N_{pac_{parallèle}} = \frac{P_{pac_{max}}}{N_{pac_{série}} P_{pac_{cell}}} = 1.66 \approx 2 \quad (2-3)$$

Pour résumer, la pile combustible embarquée dans le véhicule est constituée de deux blocs montés en parallèle, chaque bloc contient trois stacks montée en série, le stack est un assemblage de 125 cellules de  $64 \text{ W}$ .

### 2.3.2 Dimensionnement des supercondensateurs

Les supercondensateurs constituent une source d'énergie auxiliaire qui intervient pendant les accélérations et lors du freinage du véhicule. La puissance maximale que les supercondensateurs doivent fournir au véhicule pour qu'il fasse une accélération de  $0$  à  $V_{tf} = 100 \text{ km/h}$  en  $t_a = 12.5 \text{ s}$  est exprimée par :

$$P_{sc_{max}} = M \frac{V_{tf}}{t_a} \cdot V_{tf} \quad (2-4)$$

Nous avons déterminé une puissance  $P_{sc\max} \approx 60 \text{ kW}$ . Cette puissance correspond bien à celle du module de supercondensateurs employé dans le véhicule Bora. Selon le cahier des charges du véhicule HY.Power Bora, le module de supercondensateurs doit garantir une puissance moyenne maximale de  $50 \text{ kW}$  pendant  $15 \text{ s}$  (équivalent à  $60 \text{ kW}$  pendant  $12.5 \text{ s}$ ). Un module de supercondensateurs est dimensionné selon la puissance demandée et la durée pendant laquelle il doit fournir cette puissance.

La méthodologie de dimensionnement consiste à déterminer:

- La plage de la tension de fonctionnement.
- L'énergie maximale transférée  $E_{max\text{transf}}$ .
- Le nombre d'éléments à mettre en série  $N_s$  et en parallèle  $N_p$ .

On définit les paramètres suivants :

- $N_{\text{élé}}$  : Le nombre total de supercondensateurs
- $V_{\text{élé}\max}$  : La tension maximale autorisée d'un supercondensateurs
- $U_{sc\max}$  : La tension maximale du module de supercondensateurs
- $U_{sc\min}$  : La tension minimale du module de supercondensateurs

Généralement,  $U_{sc\min} = U_{sc\max} / 2$  car lorsque le module de supercondensateurs se décharge entre  $U_{sc\max}$  et  $U_{sc\max} / 2$ , 75% de l'énergie électrique stockée est consommée.

L'énergie maximale transférée (correspond à  $50 \text{ kW}$  pendant  $15 \text{ s}$ ) est donnée par :

$$E_{max\text{transf}} = P_{sc\max} t_a = \frac{1}{2} N_{\text{élé}} C_{\text{élé}} \left( V_{\text{élé}\max}^2 - \frac{V_{\text{élé}\max}^2}{4} \right) \quad (2-5)$$

En utilisant l'équation (2-5), le nombre des supercondensateurs élémentaires nécessaires pour fournir la demande en énergie est exprimé par :

$$N_{\text{élé}} = N_p \quad N_s = \frac{8}{3} \frac{E_{max\text{transf}}}{C_{\text{élé}} V_{\text{élé}\max}^2} \quad (2-6)$$

Pour une cellule supercondensateur équipant le véhicule nous avons  $C_{\text{élé}} = 1500 \text{ F}$  avec  $V_{\text{élé}\max} = 2.55 \text{ V}$  (la tension maximale étant fixée à cette valeur pour garantir une meilleure longévité). D'où :

$$E_{max\text{transf}} = 750000 \text{ J} \text{ et } N_{\text{élé}} = 205.$$

La tension maximale du module de supercondensateurs est fixée à  $U_{scmax} = 360 V$  pour que le rendement du convertisseur soit acceptable, d'où :

$$N_s = \frac{U_{scmax}}{V_{élémax}} \approx 141, 0 < N_p = \frac{N_{élé}}{N_s} = 1.45 < 2. \text{ Donc } N_p = 2$$

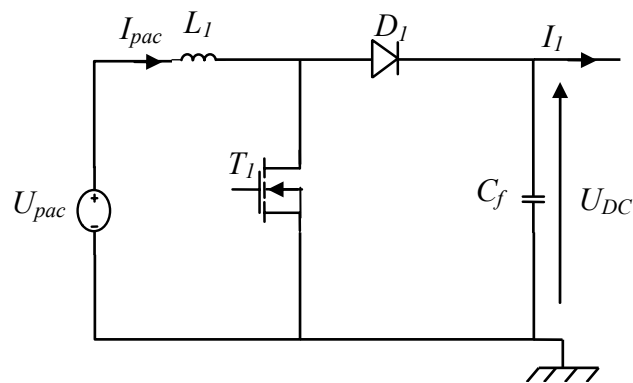
Pour résumer, le module de supercondensateurs embarqué dans le véhicule est constitué de deux blocs montés en parallèle. Chaque bloc contient 141 cellules de supercondensateurs montées en série. Une cellule a une capacité de 1500 F.

## 2.4 Détermination des éléments des convertisseurs DC-DC

La détermination des éléments des deux convertisseurs DC-DC connectés à la pile à combustible et aux supercondensateurs (voir Figure 2-3) consiste à calculer les valeurs des inductances  $L_1$  et  $L_2$  et la capacité de filtrage  $C_f$ .

### 2.4.1 Dimensionnement du convertisseur connecté à la pile

Le convertisseur relié à la pile à combustible est un Boost [30]-[31] (voir Figure 2-2). Il permet d'élever le niveau de la tension d'une source continue DC comme un transformateur en alternatif. Le convertisseur Boost est appelé aussi survolteur.



**Figure 2-2 : Convertisseur Boost connecté à la pile à combustible**

Dans cette configuration, la bobine emmagasine de l'énergie électrique provenant de la source électrique sous forme magnétique quand le transistor  $T_1$  est passant (la diode  $D_1$  est bloquée), tandis que le condensateur  $C_f$  alimente la charge. Quand le transistor  $T_1$  est bloqué (la diode  $D_1$  est passante), l'énergie emmagasinée dans la bobine passe dans la charge et au condensateur afin de compenser la partie d'énergie restituée à la charge pendant la conduction du transistor  $T_1$ . Le condensateur doit être dimensionné convenablement pour garder une tension constante à ses

bornes avec une ondulation tolérée. De même pour la bobine, elle doit être aussi bien dimensionnée pour garder un courant constant avec une ondulation maximale tolérée. Quand le transistor  $T_1$  est en état de conduction, il entraîne l'augmentation du courant dans la bobine suivant la relation suivant :

$$\frac{dI_{pac}}{dt} = \frac{1}{L_1} U_{pac} \quad (2-7)$$

La tension aux bornes du condensateur de filtrage décroît selon l'équation :

$$\frac{dU_{DC}}{dt} = -\frac{1}{C_f} I_1 \quad (2-8)$$

Quand le transistor  $T_1$  est en état de blocage, le courant dans la bobine décroît et la tension  $U_{DC}$  croît selon :

$$\frac{dI_{pac}}{dt} = \frac{1}{L_1} (U_{pac} - U_{DC}) \quad (2-9)$$

$$\frac{dU_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{pac} - I_1) \quad (2-10)$$

Si la conduction et le blocage de  $T_1$  se font à une fréquence  $f$  avec une durée de conduction  $\alpha_1 / f$  ( $\alpha_1$  est le rapport cyclique), au bout d'un certain temps (c'est-à-dire, régime permanent atteint) les parties droites des équations ((2-9) et (2-10)) s'annulent. Le Boost fonctionne en deux modes, suivant la valeur du courant  $I_1$ . Quand le courant  $I_1$  est supérieur ou égal à une valeur critique  $I_{1critique}$  le Boost fonctionne en mode conduction continue. Si le courant  $I_1$  est inférieur à la valeur critique  $I_{1critique}$  le Boost fonctionne alors en mode conduction discontinue, où  $I_{1critique}$  est donné par l'équation [26] :

$$I_{1critique} = \frac{\bar{U}_{DC}}{2fL} \alpha_1 (1 - \alpha_1)^2 \quad (2-11)$$

$\bar{U}_{DC}$  désigne la valeur moyenne de  $U_{DC}$ .

Tant que le hacheur Boost fonctionne en mode de conduction continue, le courant de l'inductance  $I_{pac}$  ne s'annule pas. La tension de sortie  $U_{DC}$  se stabilise à :

$$\bar{U}_{DC} = \frac{I}{1-\alpha_1} U_{pac} \quad (2-12)$$

Pour une ondulation donnée par :

$$\Delta U_{DC} = \frac{\alpha_1 I_1}{f C_f} \quad (2-13)$$

le courant  $I_{pac}$  se stabilise à :

$$\bar{I}_{pac} = \frac{I}{1-\alpha_1} I_1 \quad (2-14)$$

avec une ondulation donné par :

$$\Delta I_{pac} = \frac{\alpha_1 (1-\alpha_1) \bar{U}_{DC}}{f L_1} \quad (2-15)$$

Si le hacheur Boost fonctionne en mode de conduction discontinue, alors la tension de sortie  $U_{DC}$  se stabilise à la valeur donnée par :

$$\bar{U}_{DC} = U_{pac} \left( 1 + \frac{U_{pac} \alpha_1^2}{2 L_1 I_1} \right) \quad (2-16)$$

Pour faciliter la régulation de la tension de sortie du Boost  $U_{DC}$ , il est préférable d'avoir un fonctionnement en mode conduction continue. La tension  $\bar{U}_{DC}$  doit être régulée à  $400V$ , l'ondulation du courant  $\Delta I_{pac}$  dépend de  $\alpha_1$  sachant que  $f$  et  $L_1$  sont constantes. La valeur de  $\alpha_1$  qui maximise cette ondulation est donnée par :

$$\frac{d\Delta I_{pac}}{d\alpha} = \frac{(1-2\alpha_1)\bar{U}_{DC}}{f L_1} = 0 \quad (2-17)$$

L'équation (2-17) est validée par  $\alpha_1 = \frac{1}{2}$

L'ondulation maximale est exprimée par :

$$\Delta I_{pac_{max}} = \frac{\bar{U}_{DC}}{4f L_1} \quad (2-18)$$

L'inductance  $L_1$  qui correspond à cette ondulation est donnée par :

$$L_1 = \frac{\bar{U}_{DC}}{4f \Delta I_{pac_{max}}} \quad (2-19)$$

Pour les valeurs particulières  $f = 15\text{KHz}$  et  $\Delta I_{pac_{max}} = 2\text{A}$ , nous avons  $L_1 = 3.3\text{mH}$ .

Par ailleurs, le convertisseur Boost fonctionne en mode de conduction continue seulement si le courant  $I_1$  est supérieur ou égale à  $I_{1critique}$ . Il est à noter que ce courant atteint sa valeur maximale pour  $\alpha_1 = 1/3$ . Nous avons pour les valeurs numériques définies ci-dessus :

$$I_{1critique_{max}} = \frac{2}{27} \frac{\bar{U}_{DC}}{f L_1} \approx 0.6\text{A}$$

La capacité de filtrage  $C_f$  doit être dimensionnée pour que la tension du bus continu  $U_{DC}$  ait une ondulation maximale  $\Delta U_{DC_{max}}$  acceptable. En utilisant l'équation (2-13), nous avons :

$$C_f = \frac{\alpha_{I_{max}} I_{max}}{f \Delta U_{DC_{max}}} \quad (2-20)$$

Finalement et pour  $f = 15\text{KHz}$ ,  $\alpha_{I_{max}} = 1$ ,  $I_{I_{max}} = 100\text{A}$  et  $\Delta U_{DC_{max}} = 4\text{V}$ , nous avons :  
 $C_f = 1.66\text{mF}$ .

#### 2.4.2 Dimensionnement du convertisseur connecté au module de supercondensateurs

Le convertisseur connecté au module de supercondensateurs a deux structures (voir Figure 2-3). Il fonctionne en Boost lorsque les supercondensateurs fournissent de l'énergie électrique au bus continu et en Buck dans le cas où l'énergie électrique est acheminée vers les supercondensateurs afin de les charger.

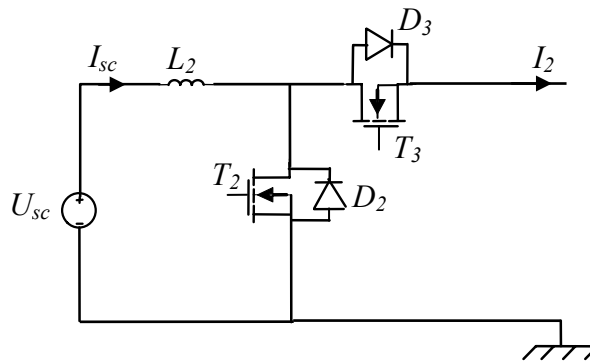


Figure 2-3 : Convertisseur connecté au module de supercondensateurs



Une étude faite par [25] a montré que l'expression de l'ondulation du courant dans la bobine dans un convertisseur Boost est identique à celle du convertisseur Buck. En fonctionnement Boost, le transistor  $T_2$  est commandé par un signal de type MLI ou « PWM » ayant une fréquence  $f$  et un rapport cyclique  $\alpha_2$ . Dans ce travail nous avons procédé d'une façon similaire pour le calcul de  $L_1$ . En effet l'inductance  $L_2$  résultante de cette méthode de calcul est donnée par l'expression suivante :

$$L_2 = \frac{\bar{U}_{DC}}{4f \Delta I_{scmax}} \quad (2-21)$$

Ainsi et pour  $f = 15\text{KHz}$  et  $\Delta I_{scmax} = 2\text{A}$ , nous avons  $L_2 = 3.3\text{mH}$ . Par la suite, nous supposons que  $L_1 = L_2 = 3.3\text{mH}$ .

## 2.5 Modélisation du système électrique du véhicule

### 2.5.1 Modélisation du comportement de la pile à combustible équipant le véhicule

La pile à combustible embarquée à bord du véhicule Bora est composée de six stacks. La caractéristique tension-courant d'une cellule de chaque stack est comparé à celle d'une seule cellule placée sous les conditions standards (la température du stack  $70^\circ\text{C}$ , les pressions des gaz à la sortie  $2\text{bars}_{abs}$ , la stoechiométrie est à 2 pour les deux gaz ; les températures de condensation de l'oxygène et de l'hydrogène sont respectivement  $50^\circ\text{C}$  et  $55^\circ\text{C}$ )[22]-[23] (voir Figure 2-4).

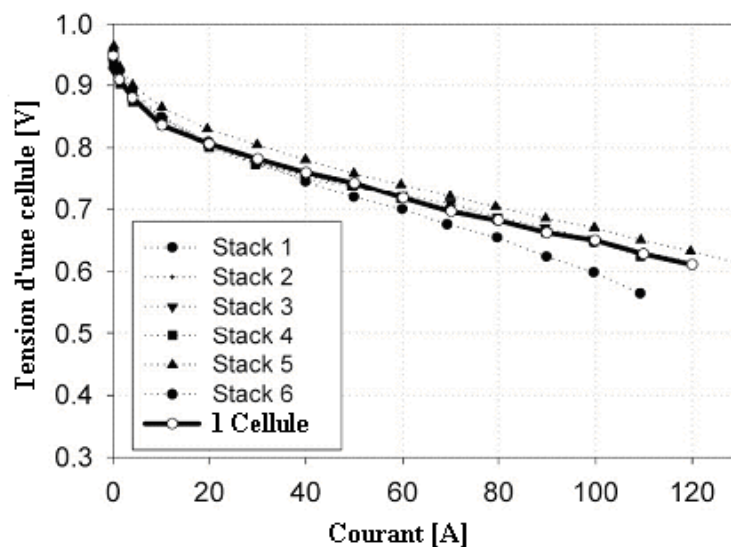


Figure 2-4 : Caractéristiques courant-tension pour une seule cellule [22]-[23]

Nous remarquons qu'il n'y a pas une grande différence entre les tensions de cellule des différents stacks. Par la suite, au lieu de modéliser chaque stack, nous nous contentons de modéliser une seule cellule. La tension d'une cellule à pile à combustible PEM chute en fonction du courant débité à cause des pertes. Ces pertes sont dues aux irréversibilités, elles se manifestent en trois éléments : pertes d'activation, pertes ohmiques et pertes de concentration. Pour une cellule d'une pile à combustible PEM en charge, ces pertes sont illustrées par la figure 2-5. La chute de tension due aux pertes d'activation surgit à court terme car une quantité d'énergie doit être assurée afin que la réaction puisse avoir lieu. La chute de tension liée aux pertes ohmiques est produite par la résistance interne dans les plaques collectrices en série avec celle de la membrane. La chute de tension due aux pertes de concentration est causée par la limitation de transport des espèces à la couche de catalyseur. Il convient que l'augmentation du courant fourni par la pile n'augmente pas nécessairement la puissance. Ceci est illustré par Figure 2-5. Par conséquent, la tension d'une cellule à pile à combustible ne doit pas dépasser la limite raisonnable qui est de l'ordre de  $0.53\text{ V}$  où sa puissance fournie est maximale.

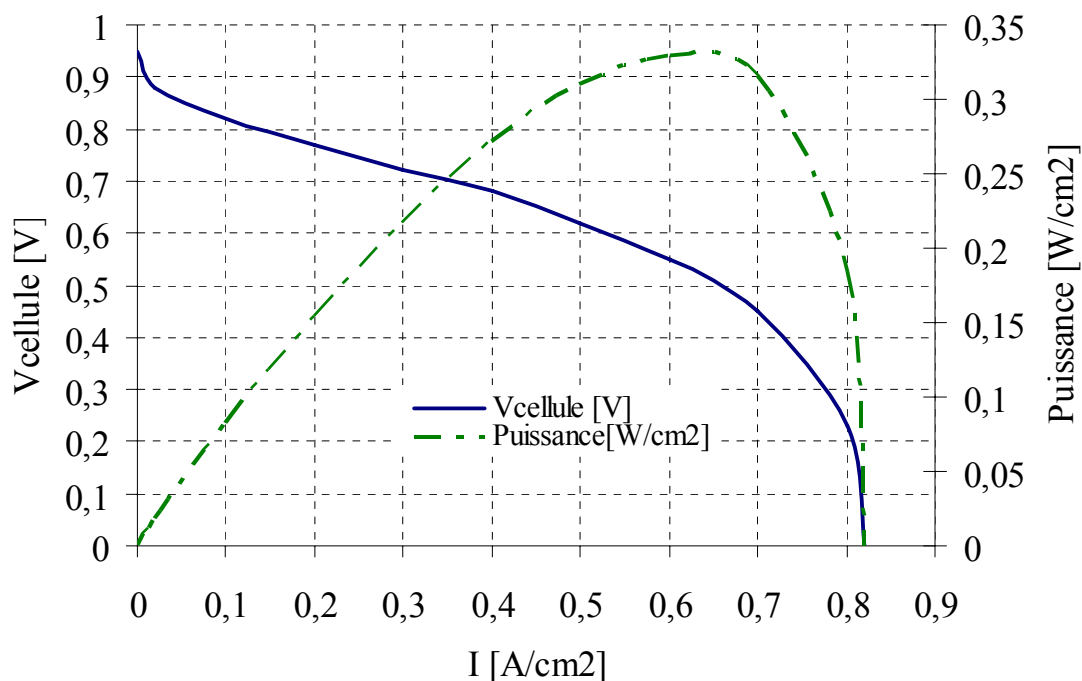


Figure 2-5 : Caractéristique tension-courant d'une cellule pile à combustible de type PEM [5]

### 2.5.1.1 Pertes d'activations

L'équation de Tafel [4] a été déduite à partir des résultats expérimentaux concernant la chute de tension provoquée à la surface des électrodes par différentes réactions électrochimiques. Elle permet d'exprimer cette chute de tension sous la forme suivante :

$$\Delta V_{act} = A \ln \left( \frac{I + i_n}{i_0} \right) \quad (2-22)$$

avec :

- $i_0$  : la densité de courant d'échange à la cathode puisque la surtension cathodique est plus importante que celle de l'anode,  $i_0$  est de l'ordre de  $(0.04 \text{ mA/cm}^2)$ .
- $i_n$  : la densité de courant interne équivalente à la migration de quelques molécules d'hydrogène.
- $A$  : le coefficient de Tafel. Il est de l'ordre de  $0.06 \text{ V}$  [4].

### 2.5.1.2 Pertes ohmiques

Les pertes ohmiques sont induites par les résistances internes des électrodes et la résistance de la membrane durant le passage des protons ; la chute de tension conséquente dépend linéairement du courant et peut être exprimée par l'expression suivante :

$$\Delta V_{ohm} = (R_{\text{élè}} + R_{\text{mem}})I = r.I \quad (2-23)$$

avec :

- $R_{\text{élè}}$  : La résistance spécifique des électrodes
- $R_{\text{mem}}$  : La résistance protonique spécifique de la membrane, elle dépend fortement de la quantité d'eau présente dans la membrane
- $r$  : La résistance spécifique totale

### 2.5.1.3 Pertes de concentration

La chute de tension liée aux pertes de concentration est plus importante pour les grandes densités de courant. Une diminution de la concentration provoque une diminution de la pression partielle par rapport à la pression de référence causant une chute de tension selon l'équation de Nernst. Cette chute de tension est exprimée par la formule empirique [4] :

$$\Delta V_{conc} = -m \exp(n I) \quad (2-24)$$

$m$  et  $n$  sont deux constantes utilisées dans l'expression de la chute de tension due aux pertes de concentration. La valeur de  $m$  est de l'ordre de  $3.10^{-5} V$ , et  $n$  de l'ordre de  $8.10^{-3} cm^2 .mA^{-1}$ .

#### 2.5.1.4 Tension délivrée par la pile en fonction du courant débité

En regroupant toutes les pertes causant les chutes de tension dans une pile à combustible de type PEM, la tension d'une cellule peut s'exprimer en fonction du courant par l'équation suivante [3]

$$V_{cell} = E - r I - A \ln\left(\frac{I + i_n}{i_0}\right) + m \exp(n I) \quad (2-25)$$

$E$  est la tension réversible à vide de la cellule (OCV), elle est de l'ordre de  $1.2 V$ .

Normalement le phénomène de transfert de charge n'intervient que lors d'un dépassement d'une certaine valeur du courant. Par conséquent, ce phénomène ne sera pas pris en compte. Ainsi, la tension de la cellule sera exprimée par l'équation :

$$V_{cell} = E - I_{cell} R_{cell} - A \ln(a I_{cell} + b) \quad (2-26)$$

avec :

- $I_{cell}$  : le courant débité par une cellule
- $R_{cell}$  : la résistance de la membrane d'une cellule qui représente les pertes ohmiques
- $a$  et  $b$  : deux constantes réelles

En considérant la caractéristique tension-courant d'une cellule (voir Figure 2-5), nous avons pu identifier les valeurs de  $R_{cell}$ ,  $a$  et  $b$  (cf. Tableau 2-1 pour les valeurs numériques)

$R_{cell}$  a été calculé simplement par la formule :

$$R_{cell} = \frac{\Delta V_{cell}}{\Delta I_{cell}} \quad (2-27)$$

$\Delta I_{cell}$  est calculé pour un courant  $I_{cell}$  appartenant à l'intervalle [40 A, 60 A],  $a$  et  $b$  ont été calculées en résolvant un système de deux équations établies à partir de deux valeurs différentes de  $I_{cell}$ .

**Tableau 2-1 : paramètre de la pile**

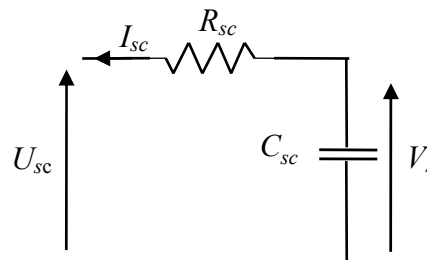
Constante	Valeur
$E [V]$	1.2
$R_{cell} [\Omega]$	0.002
$A [V]$	0.06
$a [A^{-1}]$	21.273
$b$	96.297

En négligeant la résistance des connectiques entre les cellules de la pile, la tension totale fournie par les stacks est exprimée par :

$$U_{pac} = 375V_{cell} = 375 \left[ E - \frac{I}{2} I_{pac} R_{cell} - A \ln(10.636 I_{pac} + 96.297) \right] \quad (2-28)$$

### 2.5.2 Modélisation de l'évolution dynamique du module de supercondensateurs

Le module de supercondensateurs utilisé dans le véhicule Bora est constitué de deux blocs montés en parallèle. Chaque bloc contient 141 cellules de supercondensateurs (la capacité d'une cellule est supposée constante dont la valeur est de 1500F). Le module de supercondensateurs est représenté par un circuit électrique du type RC (voir Figure 2-6).

**Figure 2-6 : Circuit équivalent du module de supercondensateurs**

où :

- $C_{sc}$  : la capacité totale du module de supercondensateurs, (assumée être égale à 21.27 F).
- $R_{sc}$  : la résistance série totale du module de supercondensateurs supposée être égale à 0.066  $\Omega$ . Il est à noter que la résistance des connectiques entre les cellules est négligée.

Soit  $Q_{sc}$  la quantité de charge stockée dans le module de supercondensateurs. Elle est donnée par :

$$Q_{sc} = C_{sc} V_s \quad (2-29)$$

Le courant des supercondensateurs est donnée par :

$$\frac{dQ_{sc}}{dt} = -I_{sc} \quad (2-30)$$

La tension des supercondensateurs est donnée par :

$$U_{sc} = V_s - R_{sc} I_{sc} \quad (2-31)$$

### 2.5.3 Modélisation du fonctionnement des convertisseurs embarqués

La modélisation concernera seulement les convertisseurs principaux (Boost et Buck-Boost). L'onduleur et la machine asynchrone (Figure 2-8) sont simulés par la présence d'une source de courant. Ce courant est appelé courant de charge. Ce courant est supposé être connu. Plus précisément, sera estimé à partir de la vitesse du véhicule. Soient  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$ , les signaux de commande des transistors respectivement  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  (Figure 2-8). Une capacité  $C_p$  est connectée en parallèle à la pile à combustible. En fait, cette capacité permet de protéger la pile à combustible contre les surtensions lors d'une forte demande de puissance.

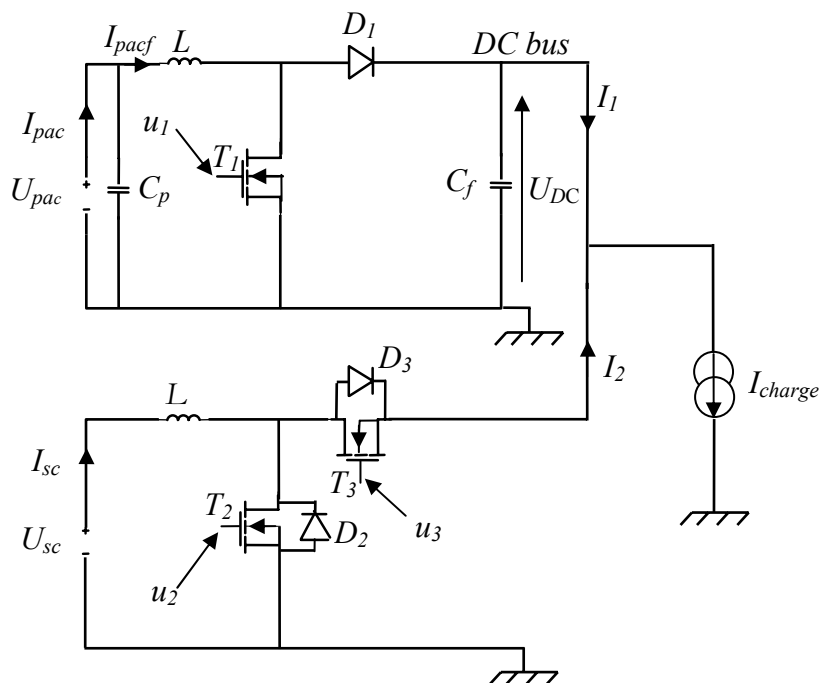


Figure 2-7 : Convertisseurs principaux équipant le véhicule

Quand le deuxième convertisseur (lié aux supercondensateurs) fonctionne en mode Boost, le comportement des deux convertisseurs est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{pacf}}{dt} = \frac{1}{L}(U_{pac} - (1-u_1)U_{DC})f_{c1}(u_1, I_{pacf}) \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = \frac{1}{L}(U_{sc} - (1-u_2)U_{DC})f_{c2}(u_2, I_{sc}) \\ \frac{dU_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_f}((1-u_1)I_{pacf} + (1-u_2)I_{sc} - I_{charge}) \end{cases} \quad (2-32)$$

Maintenant si le convertisseur fonctionne en mode Buck, le comportement des deux convertisseurs sera décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{pacf}}{dt} = \frac{1}{L}(U_{pac} - (1-u_1)U_{DC})f_{c1}(u_1, I_{pacf}) \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = \frac{1}{L}(U_{sc} - u_3U_{DC})f_{c3}(u_3, I_{sc}) \\ \frac{dU_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_f}((1-u_1)I_{pacf} + u_3I_{sc} - I_{charge}) \end{cases} \quad (2-33)$$

Les deux systèmes peuvent être regroupés en un seul système

$$\begin{cases} \frac{dI_{pacf}}{dt} = \frac{1}{L}(U_{pac} - (1-u_1)U_{DC})f_{c1}(u_1, I_{pacf}) \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = \frac{1}{L}(U_{sc} - ((1-u_2)k + (1-k)u_3)U_{DC})(kf_{c2}(u_2, I_{sc}) + (1-k)f_{c3}(u_3, I_{sc})) \\ \frac{dU_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_f}((1-u_1)I_{pacf} + (k(1-u_2) + (1-k)u_3)I_{sc} - I_{charge}) \end{cases} \quad (2-34)$$

où :

- $k$  est une variable binaire qui prend la valeur 1 quand le deuxième convertisseur (lié aux supercondensateurs) fonctionne en mode Boost et la valeur 0 sinon, c'est-à-dire, en mode Buck.
- $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  et  $f_{c3}$  sont des fonctions introduites dans le système (2-34) pour modéliser le comportement des diodes à savoir  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ , quand les convertisseurs fonctionnent en mode conduction discontinue.

Les fonctions  $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  et  $f_{c3}$  sont définies par :

$$f_{c1}(u_1, I_{pacf}) = \begin{cases} 1 & \text{si } (u_1 = 1) \text{ ou } (I_{pacf} > 0) \\ 0 & \text{si } (u_1 = 0) \text{ et } (I_{pacf} \leq 0) \end{cases}$$

,

$$f_{c2}(u_2, I_{sc}) = \begin{cases} 1 & \text{si } (u_2 = 1) \text{ ou } (I_{sc} > 0) \\ 0 & \text{si } (u_2 = 0) \text{ et } (I_{sc} \leq 0) \end{cases}$$

et

$$f_{c3}(u_3, I_{sc}) = \begin{cases} 1 & \text{si } (u_3 = 1) \text{ ou } (I_{sc} < 0) \\ 0 & \text{si } (u_3 = 0) \text{ et } (I_{sc} \geq 0) \end{cases}.$$

Le calcul de  $I_{charge}$  est déduit à partir du profil de vitesse  $V_t$  suivi par le véhicule. La masse totale du véhicule Bora est de  $M_t = 1922 \text{ kg}$  (en incluant la masse des sources d'énergie et des convertisseurs). La puissance totale demandée par le véhicule est exprimée par l'équation (2-1) en remplaçant  $M$  par  $M_t$ . En supposant que le sous système constitué par l'onduleur et la machine asynchrone fonctionne avec un rendement de 75% et que la tension du bus continu  $U_{DC}$  est réglée à  $400V$ , la puissance de charge est donnée par :

$$P_{ch}(t) = 1.33 \left[ \frac{1}{2} \rho_{air} V_t^2 S Cx + M_t g Cr + M_t \frac{dV_t}{dt} \right] V_t \quad (2-35)$$

Cette puissance est traduite par un courant de charge qui est donné par :

$$I_{charge} = \frac{1.33}{400} \left[ \frac{1}{2} \rho_{air} V_t^2 S Cx + M_t g Cr + M_t \frac{dV_t}{dt} \right] V_t \quad (2-36)$$

Connaissant le cycle de vitesse du véhicule, l'équation 2-36 a comme objectif d'estimer le courant de charge au niveau du bus continu afin de calculer les trajectoires des courants que doivent fournir les sources d'énergie du véhicule.

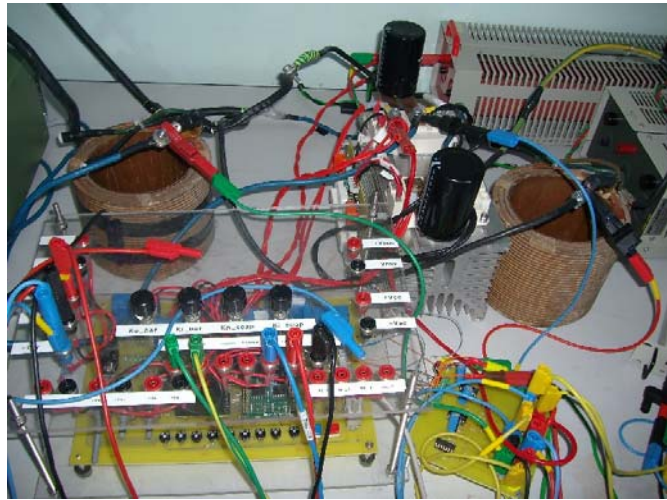
## 2.6 Maquette expérimentale à échelle réduite

Dans le but de valider les lois de la commande et de la gestion d'énergie dans le véhicule, un banc expérimental (voir Figure 2-8) a été développé lors de [32] et de la présente thèse. Ce banc expérimental est constitué de deux convertisseurs : Boost et Buck-Boost dimensionnés pour une puissance maximale de  $2 \text{ kW}$ . Il contient :

- Des interrupteurs de puissance de type IGBT.
- Deux condensateurs d'une capacité de  $C_{fm} = 10 \text{ mF}$ .



- Deux bobines d'une inductance de  $L_m = 0.56 \text{ mH}$  avec une résistance série  $R_{L_m}$  de  $0.03 \Omega$ .
- Des capteurs de courant de type sonde LEM placés à l'entrée et à la sortie de chaque convertisseur.
- Des capteurs de tension réalisés à base d'amplificateurs opérationnels.
- Un microcontrôleur de type Siemens SAB167.



**Figure 2-8 : Maquette expérimentale.**

La charge a été simulée par des rhéostats. Les sources d'énergies utilisées sont constituées d'un module de supercondensateurs de 10 cellules de 2600 F de type Boostcap, d'une alimentation stabilisée qui remplace la pile quand celle-ci n'est pas disponible (voir Figure 2-9) et d'une pile à combustible de type Ballard Nexa d'une puissance de 1200 W (voir Figure 2-10).



**Figure 2-9 : Le module de supercondensateurs (Boostcap) et l'alimentation stabilisée**



Figure 2-10 : Pile à combustible Nexa

### 2.6.1 Modélisation du comportement de la pile Nexa

La pile à combustible Nexa a été modélisée par le circuit électrique équivalent (voir Figure 2-11) [4] :

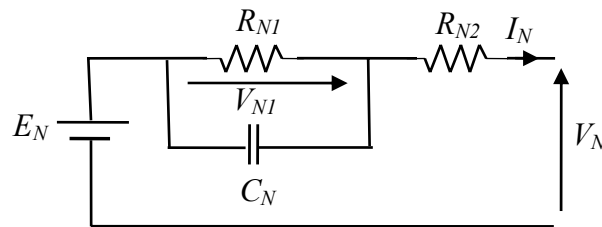


Figure 2-11 : Schéma électrique équivalent de la pile Nexa

où :

- $E_N$  : La tension de la pile à vide
- $R_{N1}$  : La résistance des électrodes
- $C_N$  : La capacité de la double couche
- $R_{N2}$  : La résistance de la membrane.

Le comportement de la pile est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} I_N = \frac{V_{N1}}{R_{N1}} + C_N \frac{dV_{N1}}{dt} \\ V_N = E_N + V_{N1} + R_{N2}I_N \end{cases} \quad (2-37)$$

Pour identifier les paramètres du modèle décrivant le comportement de la pile. Une série d'excitations sous forme d'échelons de courant ont été appliqués à la pile (voir Figure 2-12, 2-13 et 2-14) de type

$$I_N = \begin{cases} 0 & \text{si } t < t_0 \\ I_V & \text{si } t \geq t_0 \end{cases} \quad (2-38)$$

La démarche est la suivante. Tout d'abord un raisonnement simple montre, à partir de (2-38) que la tension  $V_N$  de la pile est donnée par :

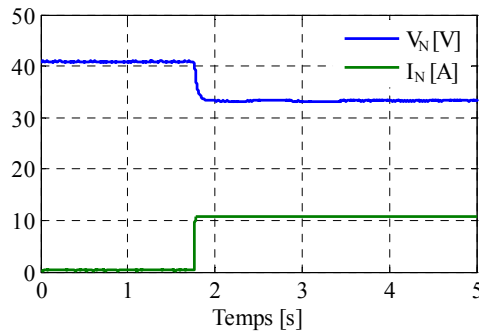
$$V_N = E_N - R_{N1}I_N(1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{R_{N2}C_N}}) - R_{N2}I_N \quad (2-39)$$

Maintenant pour déduire les différentes constantes, on considère l'équation (2-40) à différentes valeurs de  $t$ . En effet,

- À  $t = t_0^-$ , nous avons  $V_N = E_N$ , donc nous identifions  $E_N$ .
- À  $t = t_0^+$ , nous avons  $V_N = E_N - R_{N2}I_N$ , donc nous identifions  $R_{N2}$ .
- À  $t = +\infty$ , nous avons  $V_N = E - R_1I_N - R_2I_N$ , donc nous identifions  $R_{N1}$ .

$C_N$  est donné par  $C_N = \tau_N / R_{N1}$ , avec  $\tau_N$  est la constante de temps de la pile (Voir Tableau 2-2, 2-3 et 2-4).

Les réponses aux différentes excitations à savoir  $I_V = 10.9A$ ,  $I_V = 20.8A$  et  $I_V = 30.8A$  sont données respectivement par les Figure 2-12, Figure 2-13 et Figure 2-14.



**Figure 2-12 : La réponse de la pile en tension en appliquant un échelon de 10.9 A**

**Tableau 2-2**

Paramètre	Valeur	Unité
$R_{N1}$	0.3846	$\Omega$
$R_{N2}$	0.4077	$\Omega$
$C_N$	0.3	F
$E_N$	41.68	V

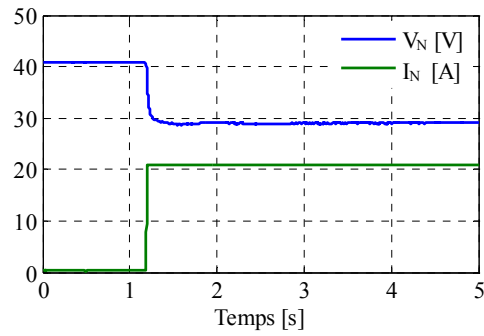


Figure 2-13 : La réponse de la pile à un échelon de courant (0- 20.8 A)

Tableau 2-3

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
$R_{N1}$	0.2044	$\Omega$
$R_{N2}$	0.3844	$\Omega$
$C_N$	0.3	$F$
$E_N$	41.68	$V$

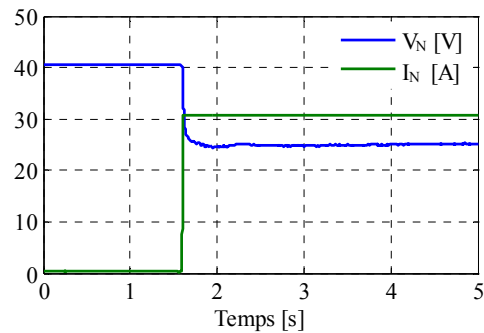


Figure 2-14 : La réponse de la pile en tension en appliquant un échelon de 30.8 A

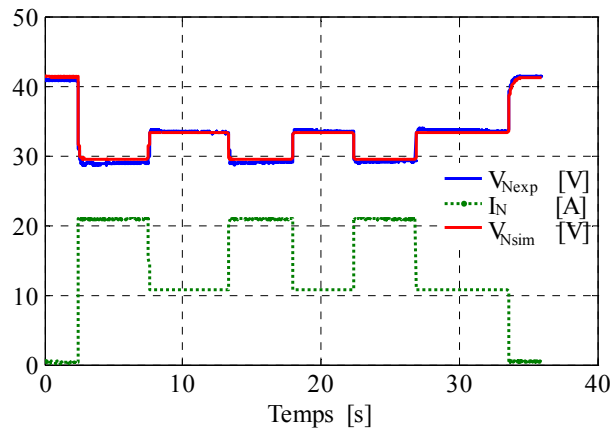
Tableau 2-4

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
$R_{N1}$	0.2181	$\Omega$
$R_{N2}$	0.2928	$\Omega$
$C_N$	0.3	$F$
$E_N$	41.68	$V$

Puisque  $R_{N1}$  et  $R_{N2}$  dépendent du courant, elles sont donc exprimées en fonction de cette grandeur physique et l'expression choisie est celle d'un polynôme de deuxième ordre :

$$\begin{cases} R_{N1}(I_N) = 0.00095 I_N^2 - 0.048 I_N + 0.79 \\ R_{N2}(I_N) = -0.00035 I_N^2 + 0.0087 I_N + 0.35 \end{cases} \quad (2-40)$$

Pour valider le modèle de la pile Nexa (voir Figure 2-13), nous avons appliqué un profil de courant qui varie entre 20 et 10 A. Ce même profil a été appliqué au modèle de la pile en simulation. Le résultat de la comparaison entre les résultats expérimentaux et la simulation est donné par la Figure 2-15.

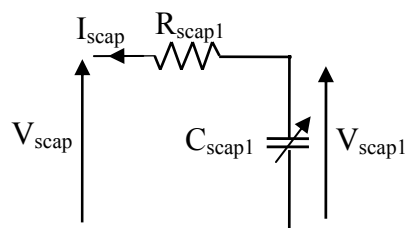


**Figure 2-15 : Comparaison entre la simulation et la pratique de la réponse de la pile Nexa en appliquant un profil de courant**

On constate que la tension expérimentale de la pile Nexa suit l'allure de la tension fournie par son modèle de simulation.

### 2.6.2 Modélisation du fonctionnement dynamique du module (Boostcap)

Plusieurs auteurs proposent une modélisation fondée sur un circuit électrique équivalent pour décrire le comportement électrique d'un supercondensateur. Pour la modélisation du supercondensateur Boostcap ( $2600 F$ ), nous avons considéré un modèle qui dérive du modèle de L.Zubieta [27] et [28]. Il est constitué d'une résistance connectée en série avec une capacité variable qui dépend de la tension à ses bornes. Ce modèle a été proposé et identifié dans [29] (voir Figure 2-16).



**Figure 2-16 : Circuit équivalent du module de supercondensateurs**

Soit  $I_{scap}$  le courant fourni par le module de supercondensateurs et  $V_{scap}$  la tension à ses bornes.

La capacité  $C_{scap}$  dépend linéairement de la tension  $V_{scap1}$ .

$$C_{scap} = C_0 + k_{sc} V_{scap1} \quad (2-41)$$

La quantité de charge du module de supercondensateurs est donnée par :

$$Q_{scap} = C_{scap} V_{scap1} \quad (2-42)$$

Ainsi le courant fourni par le module est exprimé par :

$$I_{scap} = -\frac{dQ_{scap}}{dt} = -(C_0 + 2k_{sc} V_{scap1}) \frac{dV_{scap1}}{dt} \quad (2-43)$$

La capacité différentielle du module de supercondensateurs est définie par :

$$C_{diff} = C_0 + 2k_{sc} V_{scap1} \quad (2-44)$$

En combinant l'équation (2-43) et l'équation (2-44), on obtient :

$$I_{scap} = -C_{diff} \frac{dV_{scap1}}{dt} \quad (2-45)$$

La tension aux bornes du module de supercondensateurs est donnée par :

$$V_{scap} = R_{scap} I_{scap} - V_{scap1} \quad (2-46)$$

L'identification des paramètres du circuit électrique équivalent du module a été faite en appliquant plusieurs échelons de courant à l'entrée de celui-ci [29]. Les résultats de l'identification sont donnés par le tableau ci-dessous (voir Tableau 2-5).

**Tableau 2-5 : Paramètre du module**

Paramètre	valeur
$R_{scap} (m\Omega)$	8.75
$C_0 (F)$	256
$k_{sc} (F/V)$	0.20

## 2.7 Conclusion

Ce chapitre est constitué de deux parties. La première traite du dimensionnement et de la modélisation des sources et des convertisseurs associés dans un véhicule à pile à combustible. Les caractéristiques des sources d'énergie ; à savoir pile à combustible et supercondensateurs, considérées sont ceux du véhicule Hy power Bora. La deuxième partie concerne la présentation d'une maquette à échelle réduite constituée de deux convertisseurs DC-DC (Boost et Buck-Boost). Les sources d'énergie utilisées sont une pile à combustible Nexa de  $1.2 kW$  et un module de supercondensateurs de type Boostcap  $2600 F$  constitué de 10 cellules en série. L'identification des paramètres du circuit équivalent du module de supercondensateurs a été effectuée en analysant la réponse en tension du module suite à l'application des échelons de courant à celui-ci. La modélisation de la pile Nexa a été faite par un circuit équivalent. Les paramètres de ce circuit ont été identifiés en appliquant différents échelons de courant à l'entrée de la pile.





## Chapitre 3

# Optimisation et gestion d'énergie à bord du véhicule

### 3.1 Introduction

Ce chapitre traite de l'optimisation et de la gestion de l'énergie dans un véhicule à pile à combustible associée aux supercondensateurs par la commande optimale. La contrainte imposée au système concerne la limitation de la puissance de la pile à combustible et sa réponse en régime dynamique. Il s'agit de calculer la puissance de référence des supercondensateurs qui minimise l'énergie fournie par la pile à combustible à partir de la puissance sollicitée au niveau de la charge à savoir la motorisation et les auxiliaires.

### 3.2 Gestion d'énergie à bord du véhicule

La gestion de l'énergie dans les véhicules hybrides dépend de l'association des sources d'énergie ainsi que du type de la motorisation. Pour les véhicules hybrides parallèles ainsi que les véhicules hybrides séries utilisant la batterie comme sources auxiliaire d'énergie, la gestion de l'énergie se fait dans le but de réduire la quantité des émissions polluants et la consommation du combustible, ceci en respectant les contraintes subis par la batterie (état de charge appartenant à  $[val_{min}, val_{max}]$ ) [33]-[36], [38], [42]. Parmi les approches explorées, la logique floue a été employée dans une commande complexe. Il s'agit du calcul d'un couple optimal entre le moteur thermique et le moteur électrique ; cette méthode tient compte de la quantité des émissions polluantes du moteur thermique ainsi que sa consommation [37]. Pour les véhicules hybrides électriques équipés d'une pile à combustible, la puissance instantanée que la pile délivre est limitée, c'est pour cela que l'on associe des supercondensateurs comme source d'appoint de puissance. La gestion de l'énergie se fait en employant les supercondensateurs lors des pics de courant de charge et pour la récupération de l'énergie pendant le freinage, en respectant les contraintes concernant leur état de charge. Cette dernière doit appartenir à un intervalle  $[val_{min}, val_{max}]$  [39], [40], [41]. Une deuxième approche est celle de la commande prédictive. En effet, elle a été utilisée dans un système 'pile à combustible - supercondensateurs' [38] pour optimiser le fonctionnement de la pile. Dans le cas des véhicules hybrides, la gestion de l'énergie consiste à minimiser une fonction coût qui représente généralement la quantité de combustible (diesel ou essence pour les moteurs thermiques, hydrogène pour les piles à combustible de type PEM,...) sollicité par le véhicule. Cette minimisation de la fonction coût doit se faire sous contraintes sur les sources d'énergie. En générale, la technique utilisée pour minimiser la fonction coût est la commande optimale [45]-[51]. Elle a été utilisée dans un véhicule fonctionnant avec des batteries et des supercondensateurs pour minimiser l'énergie fournie par les batteries [41].

Elle a aussi été utilisée dans un véhicule fonctionnant avec des supercondensateurs et une pile à combustible pour minimiser le débit d'hydrogène fourni à la pile [51]. Ainsi, pour la gestion de l'énergie dans le véhicule à pile à combustible considéré dans ce mémoire, nous avons adapté la commande optimale. La fonction coût à minimiser représente l'énergie fournie par la pile durant le fonctionnement.

### *3.3 Généralités sur la commande optimale*

#### 3.3.1 Historique sur la commande optimale

La théorie générale de la commande optimale est basée sur deux grandes formulations, la première est le principe du maximum, la deuxième étant la programmation dynamique. Les deux sont complémentaires. L'origine de la programmation dynamique est le principe de Huygens qui dérive lui-même du principe de Fermat qui postule que la lumière suit le trajet dont le temps de propagation est minimal. Le principe du maximum est une généralisation du calcul des variations. L'invention de celui-ci remonte à la résolution du problème du Brachystochrone, posé par Jean Bernoulli en 1696. Une forme analytique de la méthode des « petites variations » a été donnée plus tard par Lagrange. La programmation dynamique et le principe du maximum, dus respectivement à l'américain Bellman et au russe Pontriaguine, sont liés. Par nature, le principe du maximum est une condition nécessaire d'optimalité, tandis que la programmation dynamique fournit une condition suffisante. Par ailleurs, le principe du maximum donne une commande en fonction du temps alors que la programmation dynamique conduit à une commande en fonction de l'état du système; toutefois, la commande solution du principe du maximum peut, dans le cas favorable, être mise sous forme d'une commande en fonction de l'état. Un des grands avantages du principe du maximum sur la programmation dynamique est une plus grande facilité de mise en œuvre ; celle-ci, quand elle est appliquée aux systèmes à temps continu, implique la résolution d'une équation aux dérivées partielles (l'équation de Hamilton Jacobi Bellman), tandis que celui-là se ramène à la résolution d'équations différentielles ordinaires (résolution qui est cependant sérieusement compliquée par le fait que le problème est « aux deux bouts ») [44].

#### 3.3.2 Formulation du problème de la commande optimale

La théorie de la commande optimale régit des stratégies de commande pour minimiser une fonction coût pendant que l'état d'un système dynamique évolue. La commande optimale est une prolongation d'optimisation statique (par exemple, trouver les paramètres de commande qui définissent des maximums ou des minimums ordinaires des fonctions algébriques). Le problème général est de trouver une commande qui force les variables d'état d'un système à suivre des

trajectoires dites optimales en minimisant une fonction coût [43]-[44]. La stratégie de la commande optimale pour un système dynamique  $\dot{x} = F(t, x, u, p, w)$  dont la variable d'état ' $x(t)$ ' et la commande ' $u(t)$ ' supposent que les paramètres ' $p$ ', les perturbations ' $w$ ' et les conditions initiales ' $x(t_0)$ ' sont connus avec précision. La commande optimale doit minimiser une fonction coût ' $J$ '. La fonction coût considérée est constituée de deux termes, une fonction algébrique scalaire ' $q_f$ ' dont les arguments sont l'état final ' $x(t_f)$ ' et le temps final ' $t_f$ ', et une fonction intégrale scalaire dont les arguments sont la commande  $u$  et l'état  $x$  [43]-[44] :

$$J = \int_{t_0}^{t_f} l(t, x(t), u(t)) dt + q_f(t_f, x(t_f)) \quad (3-1)$$

### 3.3.2.1 Approche basée sur l'équation d'Euler-Lagrange

L'idée de Lagrange est d'introduire des variables additionnelles au même nombre que les éléments du vecteur  $F$  (ces variables, éléments d'un vecteur ' $\lambda$ ' sont appelées multiplicateurs de Lagrange où l'état adjoint). L'Hamiltonien est défini par [43]-[44] :

$$H(t, x, u) = l(t, x, u) + \lambda^T F(t, x, u) \quad (3-2)$$

Le principe du maximum de Pontriaguine énonce que la trajectoire optimale vérifie les conditions suivantes :

- l'équation adjointe

$$\dot{\lambda} = - \frac{\partial H(x, u, t)}{\partial x} \quad (3-3)$$

Dans le cas où l'état final est libre, une condition apparaît sur la valeur finale de l'état adjoint. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$\lambda(t_f) = \frac{\partial q_f(t_f, x(t_f))}{\partial x(t_f)} \quad (3-4)$$

- La condition de transversalité est donnée par (minimisation de l'Hamiltonien par rapport à la commande) :

$$\frac{\partial H}{\partial u} = 0 \quad (3-5)$$

Cette condition suppose qu'aucune contrainte n'est subie par la commande.

- L'équation d'état :

$$\dot{x} = F(t, x, u) \quad (3-6)$$

avec la condition initiale  $x(t_0)$ .

Les équations (3-3) et (3-6) sont deux équations différentielles décrivant les dynamiques respectivement de l'état adjoint et de l'état. Alors que la condition initiale est donnée sur l'état, c'est une condition finale qui est énoncée sur l'état adjoint dans le cas où l'état final est libre. L'équation de transversalité (3-6) est une contrainte supplémentaire permettant d'exprimer la commande en fonction de l'état et de l'état adjoint ; elle ne s'exprime que si aucune contrainte n'est subie par la commande.

### 3.3.2.2 Utilisation du principe d'optimalité de Bellman

Le principe d'optimalité de Bellman s'énonce de la façon suivante : « Une stratégie optimale possède la propriété que, quelque soient l'état initial et l'instant initial, les décisions restant à prendre (c'est-à-dire les décisions à prendre à partir de cet état initial et de cet instant initial) doivent aussi constituer une stratégie optimale. »

Il découle de ce principe d'optimalité l'équation de programmation dynamique définie à partir de la notion de fonction de Bellman [44] :

$$V(t, x) = \min_{u(s), t \leq s \leq t_f} \int_t^{t_f} l(s, x(s), u(s)) ds + q_f(t_f, x(t_f)) \quad (3-7)$$

avec la condition au temps final  $V(t_f, x(t_f)) = q_f(t_f, x(t_f))$ .

Le principe d'optimalité permet d'écrire :

$$V(t, x) = \min_{u(t)} \left[ \int_t^{t+dt} l(s, x(s), u(s)) ds + \min_{u(s), t+dt \leq s \leq t_f} \int_{t+dt}^{t_f} l(s, x(s), u(s)) ds + q_f(t_f, x(t_f)) \right] \quad (3-8)$$

$$V(t, x) = \min_{u(t)} \left[ \int_t^{t+dt} l(s, x(s), u(s)) ds + V((t+dt), x(t+dt)) \right] \quad (3-9)$$

Au premier ordre nous avons :

$$\int_t^{t+dt} l(s, x(s), u(s)) ds = l(t, x(t), u(t)) dt + o(dt) \quad (3-10)$$

Un développement au premier ordre de  $V(t+dt, x(t+dt))$  autour de  $(t, x(t))$  conduit à :

$$V(t+dt, x(t+dt)) = V(t, x(t)) + \frac{\partial V(t, x)}{\partial t} dt + \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} F(t, x, u) dt + o(dt) \quad (3-11)$$

Finalement en reportant les deux approximations (3-10) et (3-11) dans (3-9), on obtient :

$$V(t, x) = \min_{u(t)} \left[ l(t, x(t), u(t)) dt + \frac{\partial V(t, x)}{\partial t} dt + V(t, x(t)) + \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} F(t, x, u) dt + o(dt) \right] \quad (3-12)$$

En considérant la limite lorsque  $dt \rightarrow 0$ , on obtient finalement l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman exprimée par :

$$-\frac{\partial V(t, x)}{\partial t} = \min_{u(t)} \left[ l(t, x(t), u(t)) + \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} F(t, x, u) \right] \quad (3-13)$$

Avec la condition au temps final

$$V(t_f, x(t_f)) = q_f(t_f, x(t_f)) \quad (3-14)$$

Pour un problème affine-quadratique en  $u$  :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(t, x, u) = f(t, x) + g(t, x)u \\ l(t, x, u) = L(t, x) + u^T R(t, x)u \end{cases} \quad (3-15)$$

avec  $R = R^T > 0$

La commande optimale  $u^*$  peut s'exprimer explicitement en utilisant la condition nécessaire de stationnarité :

$$\nabla_u \left\{ l(t, x, u^*) + \frac{\partial V}{\partial x} F(t, x, u^*) \right\} = 0 \quad (3-16)$$

$\nabla$  est l'opérateur gradient

Cette condition conduit à la forme explicite suivante :

$$u^*(t, x) = -\frac{1}{2} R(t, x)^{-1} g(t, x)^T \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} \quad (3-17)$$

L'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman peut s'écrire alors sous la forme :

$$-\frac{\partial V(t, x)}{\partial t} = L(t, x) - \frac{1}{4} \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} g(t, x) R(t, x)^{-1} g(t, x)^T \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} + \frac{\partial V(t, x)}{\partial x} f(t, x) \quad (3-18)$$

Avec la condition au temps final  $V(t_f, x(t_f)) = q_f(t_f, x(t_f))$ .

### 3.4 Problème de l'optimisation et gestion d'énergie

Comme nous avons vu au chapitre 2, le système électrique du véhicule étudié est constitué de deux sources électriques (pile à combustible et supercondensateurs) et de deux convertisseurs DC-DC reliés à une charge par l'intermédiaire d'un bus continu (voir Figure 3-1).

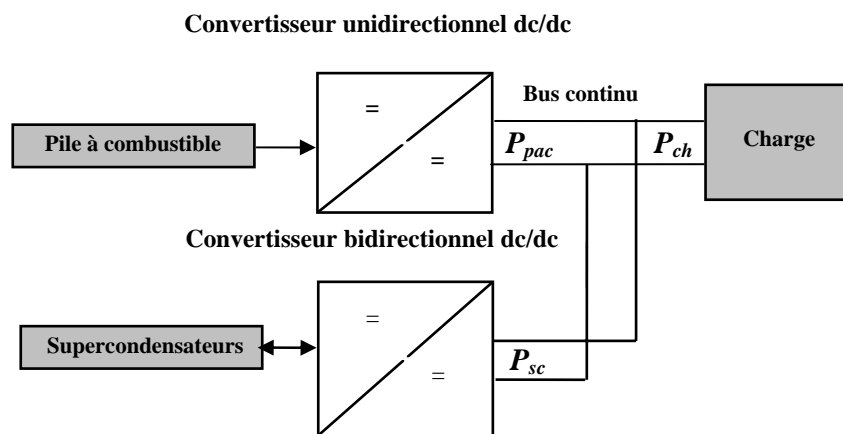


Figure 3-1 : Système électrique du véhicule étudié

L'optimisation de la gestion de l'énergie dans l'ensemble (pile à combustible, supercondensateurs et charge) a pour objectif de minimiser l'énergie électrique fournie par la pile à combustible à la charge durant un cycle de conduite vitesse / temps.

La puissance de la pile  $P_{pac}$  est limitée. Le rôle des supercondensateurs dans le véhicule est de fournir une puissance  $P_{sc}$  complémentaire pendant les phases transitoires ( $P_{sc} + P_{pac} = P_{ch}$ ). Les supercondensateurs interviennent aux pics de puissance de charge (fortes accélérations du véhicule par exemple) et à la récupération de l'énergie lors de freinage du véhicule. L'état de charge des supercondensateurs doit être ramené à une valeur de référence à la fin de chaque cycle de fonctionnement pour commencer un autre cycle de conduite. Pour pouvoir appliquer la commande optimale à notre système durant l'intervalle de temps  $[t_0, t_f]$ , nous définissons :

- L'équation d'état : la variable d'état étant la quantité de charge des supercondensateurs, nous choisissons l'équation d'état est alors celle qui régit son évolution (équation (2-30))

$$\frac{dQ_{sc}}{dt} = -I_{sc}$$

Condition sur l'état final : la quantité de charge des supercondensateurs doit être ramenée à la fin de cycle de fonctionnement à une valeur de référence.

$$Q_{sc}(t_f) \rightarrow Q_{sc_{ref}} \quad (3-19)$$

- Critère de coût : le coût à optimiser est l'énergie de la pile

$$E_{pac} = \int_{t_0}^{t_f} P_{pac} dt \quad (3-20)$$

En considérant les équations (2-29) et (2-31), la puissance des supercondensateurs est exprimée par :

$$P_{sc} = \frac{Q_{sc}}{C_{sc}} I_{sc} - R_{sc} I_{sc}^2 \quad (3-21)$$

L'équation (3-20) devient :

$$E_{pac} = \int_{t_0}^{t_f} \left( P_{ch} - \frac{Q_{sc}}{C_{sc}} I_{sc} + R_{sc} I_{sc}^2 \right) dt \quad (3-22)$$

- Contraintes instantanées : la puissance  $P_{pac}$  de la pile est limitée, elle doit être comprise entre une valeur minimale  $P_{pac_{min}}$  que la pile doit fournir aux accessoires (compresseur d'air,..) et une valeur maximale  $P_{pac_{max}}$ .

$$P_{pac_{min}} \leq P_{pac} \leq P_{pac_{max}} \quad (3-23)$$

Ajoutons à cela que le temps de réponse de la pile est grand par rapport à d'autres sources d'énergies. De ce fait, elle ne supportera pas certaines pentes de puissance de charge (c'est à dire les fortes accélérations du véhicule).

$$\frac{dP_{pac}}{dt} \leq c_{ac} \quad (3-24)$$

### 3.5 Utilisation de la théorie de la commande optimale en vue de la gestion d'énergie

L'objectif de cette partie est de résoudre le problème de l'optimisation de la gestion de l'énergie par l'utilisation de la théorie de la commande optimale sans contraintes par les deux méthodes :



l'équation d'Euler-Lagrange et l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman. Par la suite, nous adopterons la deuxième méthode au cas sous contraintes.

### 3.5.1 Technique fondée sur l'équation d'Euler-Lagrange

Notre objectif est de trouver la trajectoire du courant de référence  $I_{sc}^*$  des supercondensateurs qui minimisera l'énergie fournie par la pile à combustible en fonction de la quantité de charge des supercondensateurs.

Posons :

- $x = Q_{sc}$
- $u = I_{sc}$
- $x_{ref} = Q_{sc ref}$
- $q_f(t_f, x(t_f)) = (x(t_f) - x_{ref})^2$
- $l(t, x, u) = P_{ch} - \frac{Q_{sc}}{C_{sc}} I_{sc} + R_{sc} I_{sc}^2$
- $w(t) = P_{ch}(t)$

L'Hamiltonien est exprimé par :

$$H(t, x, u) = w(t) - \frac{I}{C_{sc}} x u + R_{sc} u^2 - \lambda u \quad (3-25)$$

Nous avons à résoudre les quatre équations suivantes :

$$\dot{x} = -u \quad (3-26)$$

$$\dot{\lambda} = \frac{I}{C_{sc}} u \quad (3-27)$$

$$-\frac{I}{C_{sc}} x + 2R_{sc} u - \lambda = 0 \quad (3-28)$$

$$\lambda(t_f) = 2(x(t_f) - x_{ref}) \quad (3-29)$$

avec  $t_0 \leq t \leq t_f$

En dérivant chaque terme de (3-28) on obtient :

$$-\frac{I}{C_{sc}} \dot{x} + 2R_{sc} \dot{u} - \dot{\lambda} = 0 \quad (3-30)$$

En combinant (3-26), (3-27) et (3-30), on obtient :

$$2R_{sc}\dot{u} = 0 \quad (3-31)$$

D'où :

$$u = k_h \quad (3-32)$$

$k_h$  est une constante réelle à déterminer.

La résolution de (3-26) en tenant compte de (3-32) donne :

$$x(t) = -k_h(t - t_0) + x_0 \quad (3-33)$$

avec  $x(t_0) = x_0 = Q_{sc}(t_0)$

En remplaçant (3-32) et (3-33) dans (3-28), on obtient :

$$\lambda(t) = \frac{k_h}{C_{sc}}(t - t_0) - \frac{I}{C_{sc}}x_0 + 2R_{sc}k_h \quad (3-34)$$

Par la suite, la combinaison de (3-29) et (3-34) donne :

$$2(x(t_f) - x_{ref}) = \frac{k_h}{C_{sc}}(t_f - t_0) - \frac{I}{C_{sc}}x_0 + 2R_{sc}k_h \quad (3-35)$$

Or,

$$x(t_f) = -k_h(t_f - t_0) + x_0 \quad (3-36)$$

L'équation (3-35) devient :

$$2(-k_h(t_f - t_0) + x_0 - x_{ref}) = \frac{k_h}{C_{sc}}(t_f - t_0) - \frac{I}{C_{sc}}x_0 + 2R_{sc}k_h \quad (3-37)$$

Donc, l'expression de  $k_h$  peut être déterminée facilement à partir de l'équation (3-37) :

$$k_h = \frac{-2x_{ref}C_{sc} + (2C_{sc} + I)x_0}{-(2C_{sc} + I)(t_0 - t_f) + 2R_{sc}C_{sc}} \quad (3-38)$$

Enfin, la trajectoire du courant de référence  $I_{sc}^*$  des supercondensateurs est donnée par :

$$I_{sc}^* = \frac{-2Q_{sc\,ref}C_{sc} + (2C_{sc} + I)Q_{sc}(t_0)}{-(2C_{sc} + I)(t_0 - t_f) + 2R_{sc}C_{sc}} \quad (3-39)$$

Nous remarquons que ce courant dépend de la quantité de charge des supercondensateurs à l'instant  $t_0$ .

### 3.5.2 Utilisation de l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman

L'objectif est toujours de trouver la trajectoire du courant de référence  $I_{sc}^*$  des supercondensateurs qui minimisera l'énergie fournie par la pile à combustible en fonction de la quantité de charge des supercondensateurs.

Posons :

- $x = Q_{sc}$
- $u = I_{sc} - \frac{Q_{sc}}{2R_{sc}C_{sc}}$ . Il est à noter que le choix de  $u$  a été fait pour que le problème de la gestion de l'énergie soit affine quadratique en  $u$  (voir équation (3-15))
- $x_{ref} = Q_{sc\,ref}$
- $q_f(t_f, x(t_f)) = (x(t_f) - x_{ref})^2$
- $l(t, x, u) = P_{ch} - \frac{Q_{sc}}{C_{sc}}I_{sc} + R_{sc}I_{sc}^2$
- $w(t) = P_{ch}(t)$

Le problème de la gestion de l'énergie peut être formalisé de la façon suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = -u - \frac{I}{2R_{sc}C_{sc}}x \\ l(t, x, u) = w(t) - \frac{I}{4R_{sc}C_{sc}^2}x^2 + R_{sc}u^2 \end{cases} \quad (3-40)$$

avec  $t_0 \leq t \leq t_f$

Selon (3-18), l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman est écrite sous la forme :

$$-\frac{\partial V(t, x)}{\partial t} = w(t) - \frac{I}{4R_{sc}C_{sc}^2}x^2 - \frac{I}{4R_{sc}}\left(\frac{\partial V(t, x)}{\partial x}\right)^2 - \frac{x}{2R_{sc}C_{sc}}\frac{\partial V(t, x)}{\partial x} \quad (3-41)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
- \quad V(t, x) &= \min_{u(s), t \leq s \leq t_f} \int_{t_0}^{t_f} l(s, x(s), u(s)) ds + (x(t_f) - x_{ref})^2 \\
- \quad V(t_f, x(t_f)) &= (x(t_f) - x_{ref})^2
\end{aligned}$$

Pour résoudre l'équation aux dérivées partielles (3-41), on cherche une solution sous la forme ([44]) :

$$V_a(t, x) = a_0(t) + a_1(t)x + a_2(t)x^2 \quad (3-42)$$

Il s'agit donc de vérifier :

$$-\frac{\partial V_a(t, x)}{\partial t} = w(t) - \frac{I}{4R_{sc}C_{sc}^2}x^2 - \frac{I}{4R_{sc}}\left(\frac{\partial V_a(t, x)}{\partial x}\right)^2 - \frac{x}{2R_{sc}C_{sc}}\frac{\partial V_a(t, x)}{\partial x} \quad (3-43)$$

$$\text{avec } V_a(t_f, x(t_f)) = (x(t_f) - x_{ref})^2$$

Nous avons la dérivée de  $V_a$  par rapport au temps  $t$ , qui est donnée par :

$$\frac{\partial V_a(t, x)}{\partial t} = \dot{a}_0(t) + \dot{a}_1(t)x + \dot{a}_2(t)x^2 \quad (3-44)$$

Par rapport à la variable d'état  $x$ , qui est donnée par :

$$\frac{\partial V_a(t, x)}{\partial x} = a_1(t) + 2a_2(t)x \quad (3-45)$$

la dérivée au carré de  $V_a$  par rapport à la variable d'état  $x$  est donnée par :

$$\left(\frac{\partial V_a(t, x)}{\partial x}\right)^2 = a_1^2(t) + 4a_2^2(t)x^2 + 4a_2(t)a_1(t)x \quad (3-46)$$

En remplaçant les équations (3-44), (3-45) et (3-46) dans (3-43) et par identification des coefficients des deux polynômes, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{a}_0(t) = -w(t) + \frac{I}{4R_{sc}} a_1^2(t) & (i) \\ \dot{a}_1(t) = \frac{I}{2R_{sc}C_{sc}} a_1(t) + \frac{I}{R_{sc}} a_2(t) & (ii) \\ \dot{a}_2(t) = \frac{I}{4R_{sc}C_{sc}^2} + \frac{I}{R_{sc}C_{sc}} a_2(t) + \frac{I}{R_{sc}} a_2^2(t) & (iii) \end{cases} \quad (3-47)$$

Pour résoudre ce système d'équations différentielles, il faut tout d'abord résoudre l'équation donnée par (3-47) (iii), il s'agit de l'équation de « Riccati ». La solution est exprimée par :

$$a_2(t) = \frac{R_{sc}}{-t + K_2 R_{sc}} - \frac{I}{2C_{sc}} \quad (3-48)$$

$K_1$  est une constante réelle à déterminer.

La solution de (iii) étant donnée, nous procédons à la solution de (ii), elle est exprimée par :

$$a_1(t) = \frac{K_1}{-t + K_2 R_{sc}} \quad (3-49)$$

$K_2$  est une constante réelle à déterminer.

Et pour finir nous aboutirons au résultat par la résolution de (3-47)(i) qui conduit à l'expression suivante :

$$a_0(t) = -\int_{t_0}^t w(s) ds + \frac{K_1^2}{4R_{sc}} \frac{I}{-t + K_2 R_{sc}} + K_0 \quad (3-50)$$

$K_0$  est une constante réelle à déterminer.

Par ailleurs, nous avons

$$a_0(t_f) + a_1(t_f)x(t_f) + a_2(t_f)x(t_f)^2 = (x(t_f) - x_{ref})^2 \quad (3-51)$$

Par identification des coefficients des deux polynômes (3-51) nous obtenons :

$$\begin{cases} a_2(t_f) = I \\ a_1(t_f) = -2x_{ref} \\ a_0(t_f) = x_{ref}^2 \end{cases}$$

Ainsi les expressions de  $K_0$ ,  $K_1$  et  $K_2$  sont données par :

$$\begin{cases} K_2 = \frac{2C_{sc}}{2C_{sc} + 1} + \frac{t_f}{R_{sc}} \\ K_1 = -4 \frac{R_{sc} C_{sc}}{2C_{sc} + 1} x_{ref} \\ K_0 = \frac{I}{2C_{sc} + 1} x_{ref}^2 + \int_{t_0}^{t_f} w(s) ds \end{cases}$$

D'où le coût minimal est exprimé par :

$$\begin{aligned} V_a(t, x) = & \int_{t_0}^{t_f} w(s) ds + x_{ref}^2 \frac{(-t + t_f) + 2R_{sc} C_{sc}}{(-t + t_f)(2C_{sc} + 1) + 2R_{sc} C_{sc}} \\ & - \left( \frac{4R_{sc} C_{sc} x_{ref}}{2C_{sc} R_{sc} + (t_f - t)(2C_{sc} + 1)} \right) x \\ & + \left( \frac{R_{sc}(2C_{sc} + 1)}{2C_{sc} R_{sc} + (t_f - t)(2C_{sc} + 1)} - \frac{I}{2C_{sc}} \right) x^2 \end{aligned} \quad (3-52)$$

La commande optimale est donnée par :

$$u^*(t, x) = -\frac{I}{2R_{sc}} \frac{\partial V_a(t, x)}{\partial x} \quad (3-53)$$

En remplaçant l'équation (3-52) dans (3-53), on obtient :

$$u^*(t, x) = \frac{-2x_{ref} C_{sc} + (2C_{sc} + 1)x}{-(2C_{sc} + 1)(t - t_f) + 2R_{sc} C_{sc}} - \frac{x}{2R_{sc} C_{sc}} \quad (3-54)$$

Or

$$I_{sc}^* = u^*(t, x) + \frac{x}{2R_{sc} C_{sc}} \quad (3-55)$$

Finalement, la trajectoire du courant de référence  $I_{sc}^*$  des supercondensateurs qui minimise l'énergie fournie par la pile est exprimée par :

$$I_{sc}^* = \frac{-2Q_{sc ref} C_{sc} + (2C_{sc} + 1)Q_{sc}(t)}{-(2C_{sc} + 1)(t - t_f) + 2R_{sc} C_{sc}} \quad (3-56)$$

avec  $t \leq t_f$ .

Nous remarquons que l'équation (3-56) est similaire à l'équation (3-39) où  $(t_0, Q_{sc}(t_0))$  dans (3-39) substituées par  $(t, Q_{sc}(t))$ . Ceci est conforme au principe d'optimalité de Bellman. Par la suite nous adopterons la commande optimale donnée par l'équation (3-56) qui représente une commande optimale quelle que soit la valeur de la quantité de charge de supercondensateurs  $(t, Q_{sc}(t))$  du système. Pour  $t = t_f$ , la commande optimale fournie par l'équation (3-56) s'annule, ce qui donne :

$$Q_{sc}(t_f) = \frac{2C_{sc}}{2C_{sc} + I} Q_{sc\text{ref}} \quad (3-57)$$

Donc, nous déduisons pour des grandes valeur de  $C_{sc}$  dans l'équation (3-57) on retrouve l'équation (3-19).

La tension aux bornes du module des supercondensateurs à  $t = t_f$  est exprimée par :

$$U_{sc}(t_f) = \frac{2}{2C_{sc} + I} Q_{sc\text{ref}} \quad (3-58)$$

### 3.5.3 Critère déduit des contraintes sur la puissance de la pile

Dans la pratique, les variables d'état et les commandes d'un système sont soumises à des contraintes physiques ou économiques. Pour notre problème, la puissance  $P_{pac}$  de la pile est limitée (3-23).

$$P_{pac\text{min}} \leq P_{pac} \leq P_{pac\text{max}}$$

En exprimant la puissance de la pile en fonction de la quantité de charge des supercondensateurs dans (3-23), on obtient :

$$P_{pac\text{min}} \leq P_{ch}(t) - \frac{1}{C_{sc}} Q_{sc}(t) I_{sc} + R_{sc} I_{sc}^2 \leq P_{pac\text{max}} \quad (3-59)$$

Soit

$$P_{pac}^* = P_{ch} - \frac{1}{C_{sc}} Q_{sc} I_{sc}^* + R_{sc} I_{sc}^{*2}$$

Nous distinguons trois cas.

1<sup>er</sup> cas : le courant dans les supercondensateurs  $I_{sc}^*$ , exprimé par l'équation (3-56), vérifie les inéquations (3-59), elle constituera une commande optimale, ceci se traduit par :

$$I_{sc} = I_{scac}^* = \frac{-2Q_{sc\text{ref}}C_{sc} + (2C_{sc} + 1)Q_{sc}}{-(2C_{sc} + 1)(t - t_f) + 2R_{sc}C_{sc}} \quad (3-60)$$

2<sup>ème</sup> cas :  $P_{pac}^* > P_{pac\text{max}}$ , nous fixons  $P_{pac}$  à  $P_{pac\text{max}}$  et nous calculons de nouveau la courant de référence. La commande optimale sera remplacée par :

$$I_{sc} = I_{scac}^* = \frac{\frac{Q_{sc}}{C_{sc}} - \sqrt{\left(\frac{Q_{sc}}{C_{sc}}\right)^2 - 4(P_{ch} - P_{pac\text{max}})R_{sc}}}{2R_{sc}} \quad (3-61)$$

3<sup>ème</sup> cas :  $P_{pac}^* < P_{pac\text{min}}$ , nous fixons  $P_{pac}$  à  $P_{pac\text{min}}$  et nous calculons de nouveau le courant de référence. La commande optimale sera exprimée par :

$$I_{sc} = I_{scac}^* = \frac{\frac{Q_{sc}}{C_{sc}} - \sqrt{\left(\frac{Q_{sc}}{C_{sc}}\right)^2 - 4(P_{ch} - P_{pac\text{min}})R_{sc}}}{2R_{sc}} \quad (3-62)$$

Pour résumer ces trois cas, le courant de référence que les supercondensateurs doivent fournir à la charge pour minimiser l'énergie fournie par la pile en tenant en compte de la limitation de la puissance de celle-ci, est donné par :

$$I_{scac}^* = \begin{cases} \frac{\frac{Q_{sc}}{C_{sc}} - \sqrt{\left(\frac{Q_{sc}}{C_{sc}}\right)^2 - 4(P_{ch}(t) - P_{pac\text{min}})R_{sc}}}{2R_{sc}} & \text{si : } P_{pac}^* < P_{pac\text{min}} \\ I_{sc}^* & \text{si : } P_{pac\text{min}} \leq P_{pac}^* \leq P_{pac\text{max}} \\ \frac{\frac{Q_{sc}}{C_{sc}} - \sqrt{\left(\frac{Q_{sc}}{C_{sc}}\right)^2 - 4(P_{ch}(t) - P_{pac\text{max}})R_{sc}}}{2R_{sc}} & \text{si : } P_{pac}^* > P_{pac\text{max}} \end{cases} \quad (3-63)$$

La gestion d'énergie dans le système électrique du véhicule à pile à combustible par la commande optimale avec contraintes sur la puissance de la pile est exprimée par :

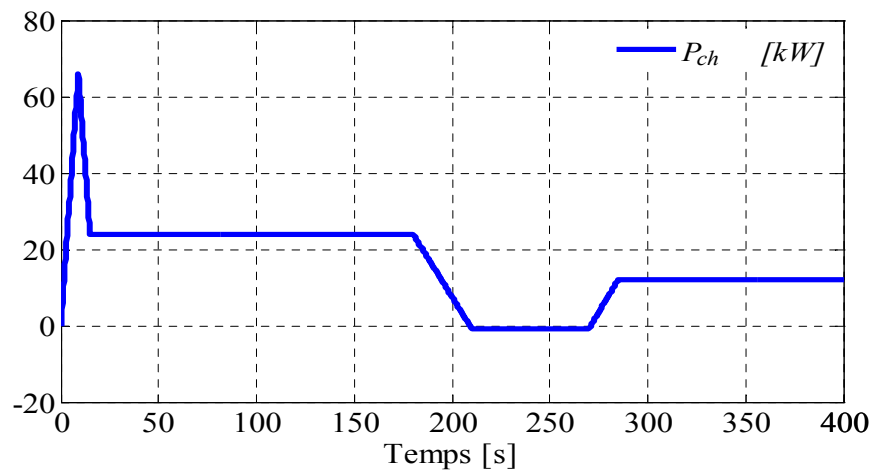


$$\begin{cases} \dot{Q}_{sc} = -I_{sc}^* \\ U_{sc} = \frac{1}{C_{sc}} Q_{sc} - R_{sc} I_{sc}^* \\ P_{sc} = U_{sc} I_{sc}^* \\ P_{pac} = P_{ch}(t) - P_{sc} \end{cases}$$

Nous avons effectué deux simulations de la commande optimale (3-63), nous avons considéré un profil de puissance de la charge  $P_{ch}(t)$  (voir Figure 3-2). Les paramètres de simulation sont donnés dans Tableau 3-1

**Tableau 3-1 : Paramètres de simulation**

Constante	Valeur
$C_{sc} [F]$	21.27
$R_{sc} [\Omega]$	0.066
$Q_{sc\ ref} [C]$	7657
$P_{pac\ min} [kW]$	1.2
$P_{pac\ max} [kW]$	40
$t_f [s]$	400
$c_{ac} [W/s]$	500



**Figure 3-2 : Profil de la puissance de la charge**

La première simulation a été effectuée pour une tension du module de supercondensateurs de  $U_{sc}(0) = 373.65 \text{ V}$  au démarrage du système (voir Figure 3-3, Figure 3-4 et Figure 3-5).

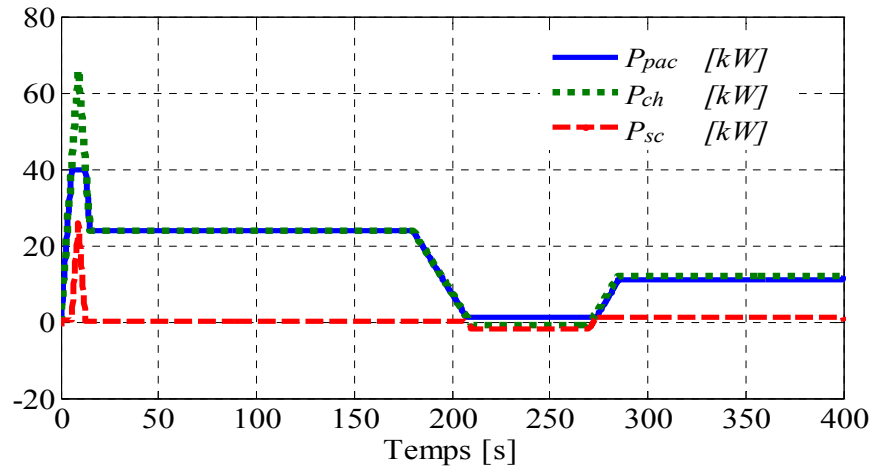


Figure 3-3 : Gestion avec contrainte sur la puissance de la pile : courbes de puissances dans le véhicule pour  $U_{sc} = 373.65 V$

Nous remarquons que la puissance fournie par la pile varie dans l'intervalle  $[P_{pac_{min}}, P_{pac_{max}}]$  et que les supercondensateurs fournissent ou absorbent la différence de puissance.

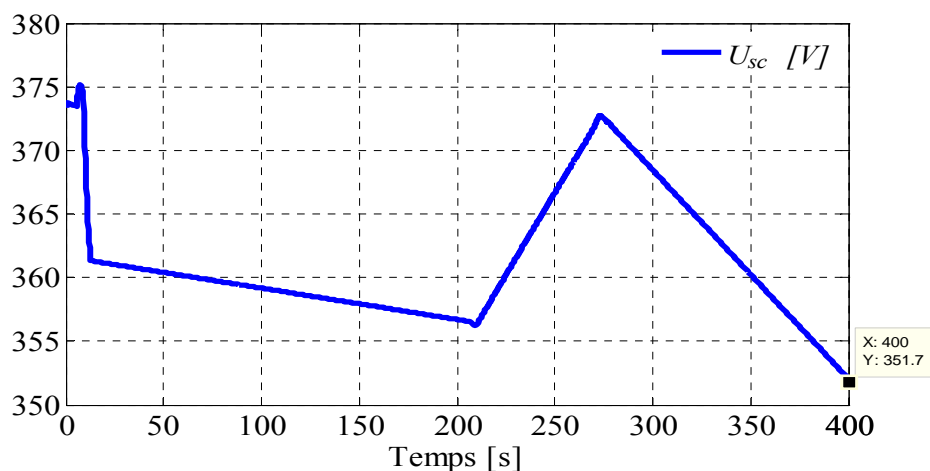
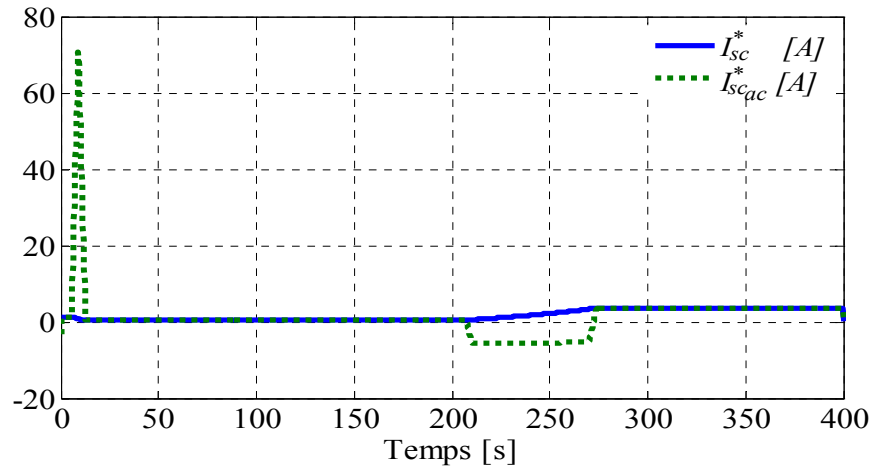


Figure 3-4 : Gestion avec contrainte sur la puissance de la pile : la tension aux bornes du module de supercondensateurs pour  $U_{sc} = 373.65 V$

La tension du module de supercondensateurs se stabilise à  $U_{sc}(t_f) = 351.7 V$ . Cette valeur vérifie bien l'équation (3-58) fournie par la commande optimale, nous avons :

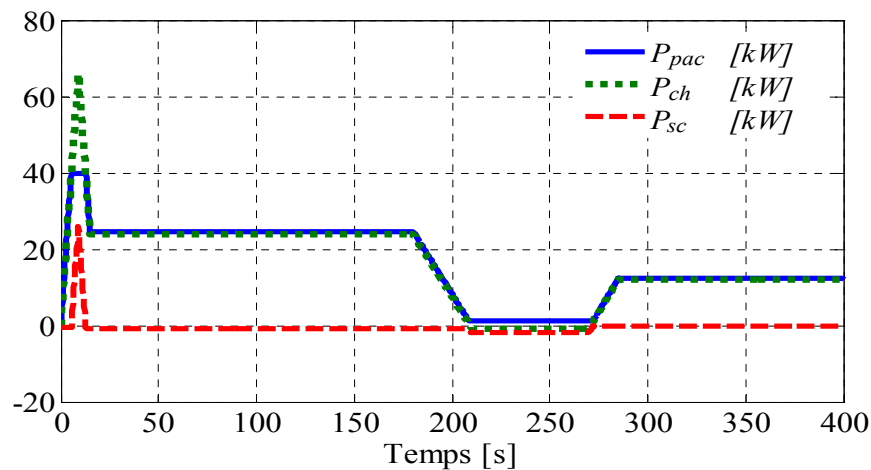
$$U_{sc}(t_f) = \frac{2}{2C_{sc} + 1} Q_{sc_{ref}} = \frac{2}{2 \times 21.27 + 1} 7657 = 351.7$$



**Figure 3-5 : Gestion avec contrainte sur la puissance de la pile : les courants de référence dans le module de supercondensateurs pour  $U_{sc} = 373.65 V$**

Nous constatons que le courant dans le module de supercondensateurs issu de la commande optimale avec contrainte ne coïncide pas parfaitement avec celui issu de la commande optimale sans contrainte. Cela confirme ce qui a été évoqué dans [43] que des fois la valeur optimale d'une fonction coût d'un système est imposée par les contraintes subies par celui-ci.

La deuxième simulation a été effectuée pour une tension du module de supercondensateurs de  $U_{sc}(0) = 324.3 V$  au démarrage du système (voir Figure 3-6, Figure 3-7 et Figure 3-8). Le profil de la puissance de la charge considéré est le même (voir Figure 3-2).



**Figure 3-6 : Gestion avec contrainte sur la puissance de la pile : courbes de puissances dans le véhicule pour  $U_{sc} = 324.3 V$**

La puissance fournie par la pile varie dans l'intervalle  $[P_{pac_{min}}, P_{pac_{max}}]$  et les supercondensateurs fournissent ou absorbent la différence de puissance.

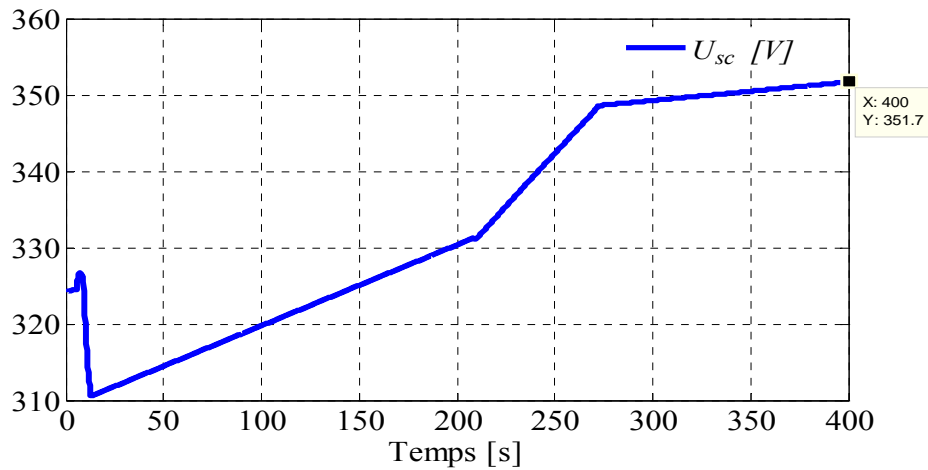


Figure 3-7 : Gestion avec contrainte sur la puissance de la pile : la tension aux bornes du module de supercondensateurs pour  $U_{sc} = 324.3 V$

En analysant Figure 3-4 et Figure 3-7, nous concluons que quel que soit l'état de charge des supercondensateurs au début de cycle de fonctionnement, la tension du module de supercondensateurs se stabilise à  $U_{sc}(t_f) = 351.7 V$ .

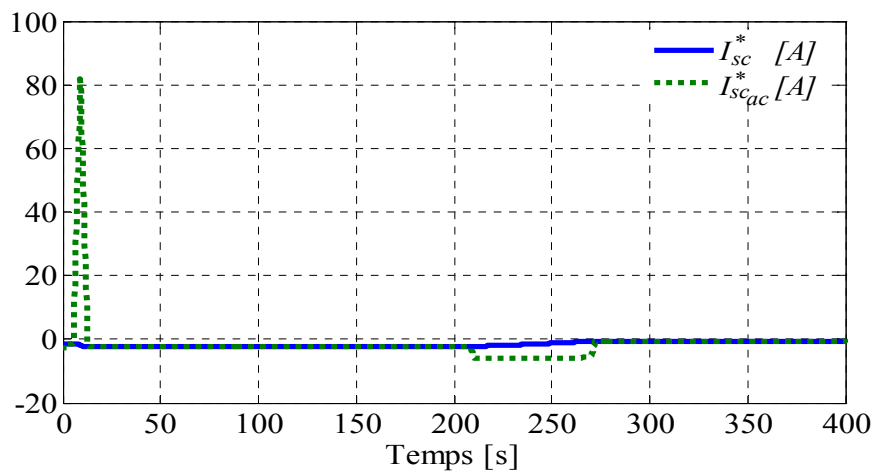


Figure 3-8 : Gestion avec contrainte sur la puissance de la pile : les courants de référence dans le module de supercondensateurs pour  $U_{sc} = 324.3 V$

### 3.5.4 Expression de la commande optimale avec contrainte sur la puissance et le temps de réponse de la pile

Le temps de réponse de la pile à combustible est grand par rapport à d'autres sources d'énergies. Par conséquent, elle ne supportera pas certaines pentes de puissance de charge (accélérations). Pour remédier à ce problème, la pile fournira une puissance dont la pente maximale ne dépassera

la valeur ' $c_{ac}$ '. Par la suite le courant de référence qui sera fourni par les supercondensateurs est exprimé par :

$$I_{scf}^* = \begin{cases} \frac{\frac{Q_{sc}}{C_{sc}} - \sqrt{\left(\frac{Q_{sc}}{C_{sc}}\right)^2 - 4(P_{ch} - P_{pac\lim})R_{sc}}}{2R_{sc}} & \text{si: } \frac{dP_{pac\text{cal}}}{dt} > c_{ac} \\ I_{scac}^* & \text{si: } \frac{dP_{pac\text{cal}}}{dt} \leq c_{ac} \end{cases} \quad (3-64)$$

avec  $P_{pac\text{cal}} = P_{ch} - \frac{I}{C_{sc}} Q_{sc} I_{scac}^* + R_{sc} I_{scac}^{*2}$  et  $P_{pac\lim}$  est calculée à partir  $P_{pac\text{cal}}$  en fixant la pente de la puissance de la pile

$$\frac{dP_{pac\text{cal}}}{dt} = c_{ac}$$

La gestion d'énergie dans le système électrique du véhicule à pile à combustible par la commande optimale avec contraintes sur la puissance et le temps de réponse de la pile est exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{Q}_{sc} = -I_{scf}^* \\ U_{sc} = \frac{I}{C_{sc}} Q_{sc} - R_{sc} I_{scf}^* \\ P_{sc} = U_{sc} I_{scf}^* \\ P_{pac} = P_{ch}(t) - P_{sc} \end{cases}$$

Nous avons effectué une simulation de la commande optimale (3-64), avec le même profil de puissance de la charge  $P_{ch}(t)$  (voir Figure 3-2). Les résultats de la simulation sont représentés par les Figure 3-9, Figure 3-10 et la Figure 3-11. Nous remarquons que les contraintes subies par la pile sont respectées par la loi de la gestion d'énergie. Ainsi, la tension aux bornes du module de supercondensateurs se stabilise à  $U_{sc}(t_f) = 351.7 \text{ V}$ .

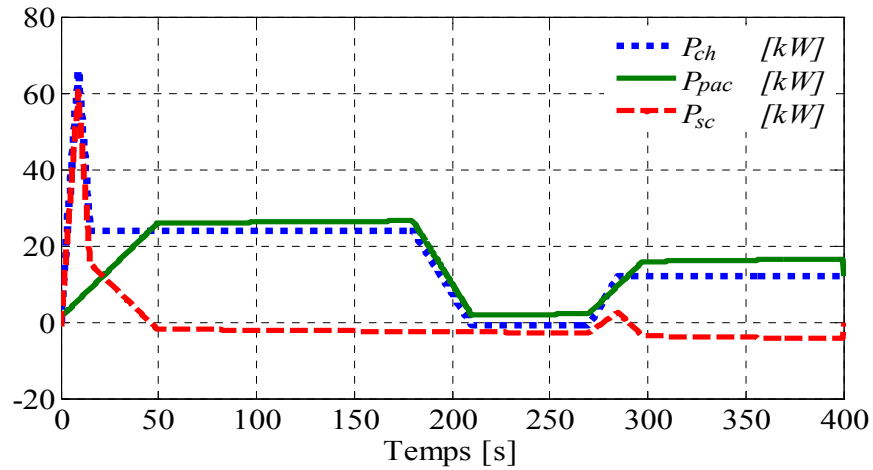


Figure 3-9 : Gestion avec contrainte sur la puissance et le temps de réponse de la pile : courbes de puissances dans le véhicule

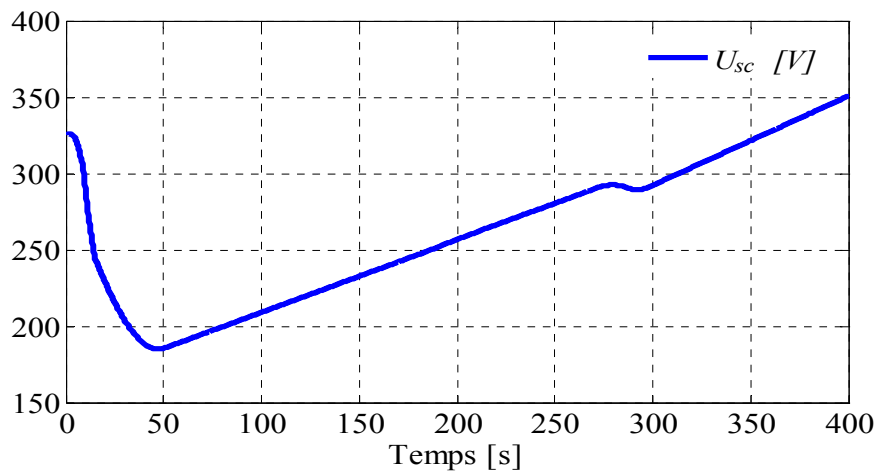


Figure 3-10 : Gestion avec contrainte sur la puissance et le temps de réponse de la pile : la tension aux bornes du module de supercondensateurs

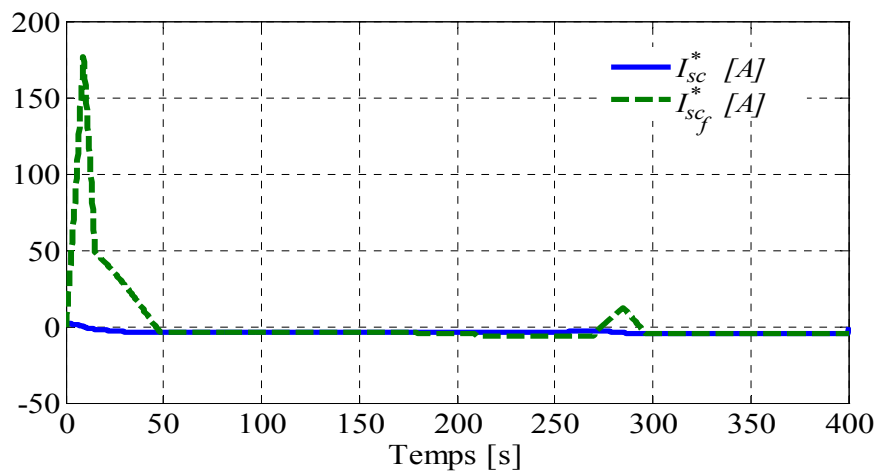


Figure 3-11 : Gestion avec contrainte sur la puissance et le temps de réponse de la pile : les courants de référence dans le module de supercondensateurs

### 3.5.5 Simulation de la loi de la gestion de l'énergie sur un cycle européen de vitesse NEDC

Nous avons effectué une simulation de la commande optimale (3-64), en considérant un profil de vitesse qui correspond au cycle européen NEDC (voir Figure 3-12). Cette fois-ci le temps final de fonctionnement est  $t_f = 1200$  s.

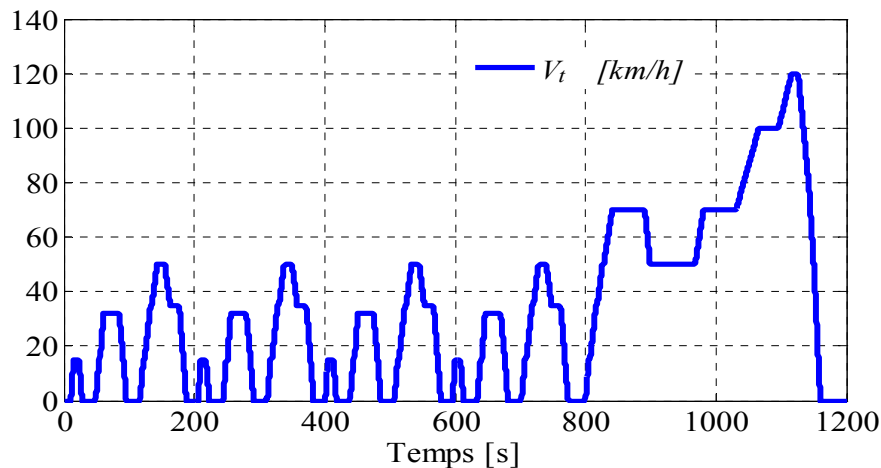


Figure 3-12 : Cycle européen de vitesse NEDC

La puissance de charge a été calculée à partir de ce profil de vitesse en utilisant les caractéristiques mécaniques du véhicule (voir § 2.2). La puissance fournie par le module de supercondensateurs, la puissance fournie par la pile et la puissance de charge sont donnés par la Figure 3-13.

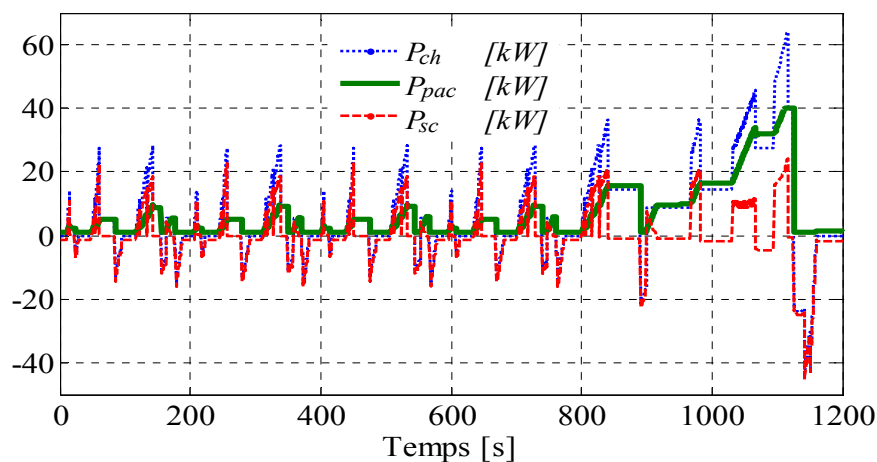


Figure 3-13 : Courbes de puissances dans le véhicule pour le cycle NEDC

En effectuant un zoom entre (1000 et 1200 s) (voir Figure 3-14), nous remarquons que les contraintes sur le temps de réponse et la puissance de la pile sont respectées par la loi de la gestion adoptée.

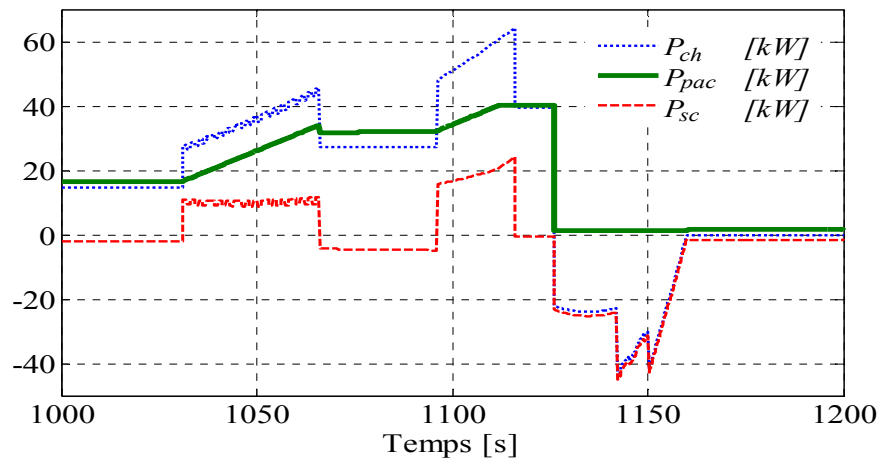


Figure 3-14: Courbes de puissances dans le véhicule pour le cycle NEDC entre (1000 et 1200 s)

Le comportement de la tension aux bornes du module de supercondensateurs est donné par Figure 3-15.

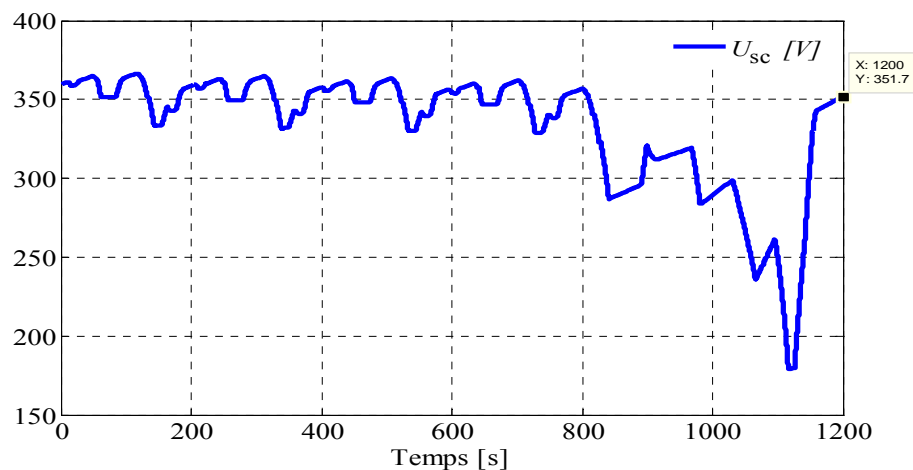
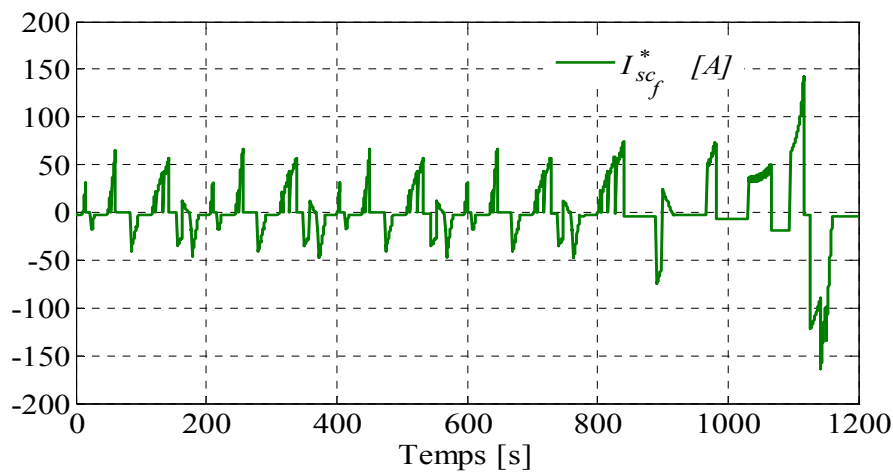


Figure 3-15 : Evolution de la tension aux bornes du module de supercondensateurs durant le cycle de fonctionnement NEDC

La tension du module de supercondensateurs revient à la valeur du consigne à la fin du cycle  $U_{sc}(t_f) = 351.7 \text{ V}$ . Cette valeur vérifie bien l'équation (3-58).



Le courant donné par le module de supercondensateurs qui minimise l'énergie fournie par la pile est illustrée par Figure 3-16.



**Figure 3-16 : Le courant de références du module de supercondensateurs durant le cycle de fonctionnement NEDC**

### 3.6 Conclusion

La commande optimale sous contraintes constitue une technique efficace pour la gestion de l'énergie dans le véhicule à pile à combustible. Elle permet d'établir une gestion optimale de l'énergie provenant de la pile à combustible en tenant compte des contraintes subies par celle-ci. Dans le chapitre suivant nous allons montrer comment cette commande optimale pourra être associée à la commande mode de glissement afin de permettre aux convertisseurs DC-DC de forcer le système (pile à combustible-supercondensateurs) à suivre les trajectoires de référence fournies par la commande optimale.



## Chapitre 4

### Commande des convertisseurs DC-DC : approche basée sur mode de glissement

### 4.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la commande par mode de glissement des convertisseurs DC-DC utilisés dans le véhicule à pile à combustible considéré. Il s'agit du convertisseur Boost et du convertisseur Buck-Boost. La première partie de ce chapitre présente les principes de fonctionnement du mode de glissement, sa robustesse et son utilisation pour les systèmes à structures variables. Ensuite nous présentons deux approches qui ont été illustrées par des simulations et validées par des tests expérimentaux, il s'agit de :

- la commande par mode de glissement avec une surface de glissement ordinaire.
- la commande par mode de glissement avec une surface de glissement contenant une action intégrale.

La deuxième approche a été testée en vue d'une compensation robuste des erreurs commises à cause de la méconnaissance des paramètres causant les pertes dans le convertisseur Boost. Celle-ci a donné des résultats très satisfaisants. Elle a aussi été utilisée pour commander les deux convertisseurs : Boost et Buck-Boost connectés en parallèle afin de tester la faisabilité du transfert de l'énergie électrique à la charge sans chevauchement. La deuxième partie de ce chapitre traite l'association de la commande par mode de glissement à la commande optimale pour réguler la tension du bus continu à  $U_{DC_e} = 400V$  et pour imposer la trajectoire de référence du courant que doit fournir le module de supercondensateurs embarqué dans le véhicule (voir § 3.5.4).

### 4.2 Commande des convertisseurs DC-DC par mode de glissement

L'adaptation des niveaux de tension et de courant des éléments de l'énergie électrique (pile à combustible et supercondensateurs) par rapport à un bus continu nécessite un convertisseur statique DC-DC. Dans le véhicule électrique à pile à combustible étudié, les convertisseurs DC-DC employés fonctionnent en mode élévateur de tension (Boost) quand les sources fournissent de l'énergie. Parmi les commandes appliquées à un tel convertisseur, on trouve :

- La commande par retour d'état [52]. C'est une commande robuste non linéaire basée sur la boucle de courant standard [53].
- La commande par hystérésis programmé [54]. La fréquence du signal de cette commande est constante.
- La commande par mode de glissement [55], [56]. C'est une commande robuste et rapide et qui est appropriée aux convertisseurs statiques.

Le comportement dynamique de ce convertisseur est décrit par un modèle non linéaire. Il nécessite donc une commande robuste et rapide en régime transitoire. Cette commande doit être adaptée aux systèmes à structure variable. Par ailleurs, elle doit être insensible et stable à la variation de courant de charge. Les caractéristiques attendues de la commande peuvent être réalisées par une synthèse fondée sur la technique du mode de glissement.

### 4.3 Généralités sur la commande par mode de glissement

Historiquement, la technique de la commande par mode de glissement a été développée pour la première fois en Union Soviétique durant les années 1950. Depuis, de nombreux travaux ont été consacrés à ce mode de commande. Concernant les livres de références, on trouve celui de Utkin [57] qui traite les bases de cette commande par mode de glissement. Il est à noter que le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Il est parfaitement adapté aux systèmes d'électronique de puissance. En effet, les convertisseurs DC-DC statiques sont formés par des composants électroniques de puissance (transistors MOS ou IGBT) qui fonctionnent en mode bloqué ou saturé (passant), ce qui leur impose un comportement discontinu. Ainsi, pour commander ce type de système ne relevant pas des théories classiques comme celle des systèmes linéaires, l'approche par mode de glissement est tout à fait adaptée [59, 63].

#### 4.3.1 Formulation de la commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une commande robuste, appropriée aux systèmes à structure variable (convertisseur statique,...). Elle permet aux variables d'état ' $x_s$ ' d'un système de suivre une trajectoire désirée. Grâce à un paramètre que l'on appelle surface de glissement ' $\sigma(t, x_s)$ ' qui est exprimée en fonction des variables d'état et leurs valeurs à l'équilibre, selon son signe, la commande  $u_s$  commute entre deux valeurs ' $u_s^+$ ' et ' $u_s^-$ ' [59]

$$u_s = \begin{cases} u_s^+ & \text{pour } \sigma(t, x_s) > 0 \\ u_s^- & \text{pour } \sigma(t, x_s) < 0 \end{cases} \quad (4-1)$$

Considérons le système non linéaire suivant :

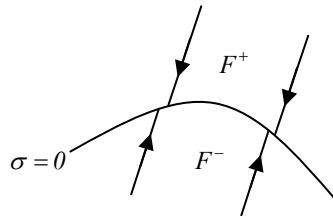
$$\dot{x}_s = F_s (t, x_s, u_s) = \begin{cases} F_s^+ (t, x_s, u_s) & \text{si } \sigma(t, x_s) > 0 \\ F_s^- (t, x_s, u_s) & \text{si } \sigma(t, x_s) < 0 \end{cases} \quad (4-2)$$

où :

- $x_s \in \mathfrak{R}^n$  est l'état du système.
- $u_s \in \mathfrak{R}^m$  est la commande du système.
- $F^+$  et  $F^-$  sont des champs de vecteurs complets dans  $\mathfrak{R}^n$ .
- $\sigma$  est une surface de dimension  $n-1$ . Elle divise l'espace en deux sous-parties disjointes : à savoir  $\{\sigma > 0\}$  et  $\{\sigma < 0\}$ .

#### 4.3.1.1 Existence du mode de glissement

Le système (4-2) est dit à structure variable. En fait, il s'agit d'un système défini par la commutation entre deux structures et qui est fonction du temps. Il fonctionne en mode de glissement (voir Figure 4-1) si les variables d'état se déplacent sur la surface de glissement  $\sigma(x, t) = 0$ .



**Figure 4-1 : Surface de commutation attractive**

Soient  $A_{\sigma > 0}$  et  $A_{\sigma < 0}$  les domaines d'attractivité pour  $\sigma > 0$  et  $\sigma < 0$  définis par [59] :

$$A_{\sigma < 0} = \{ x_s / \sigma \leq 0 \text{ et } \dot{\sigma} > 0 \}$$

$$A_{\sigma > 0} = \{ x_s / \sigma \geq 0 \text{ et } \dot{\sigma} < 0 \}$$

Le domaine de glissement  $D_g$  est défini par :

$$D_g = \{ x_s / \sigma = 0 \text{ et } x_s \in A_{\sigma > 0} \cap A_{\sigma < 0} \}$$

Considérons la fonction de Lyapunov :

$$V_l = \sigma^2 \tag{4-3}$$

Selon [59], pour que la surface  $\sigma = 0$  soit attractive, il suffit que la dérivée par rapport au temps de  $V_l$  soit négative pour tout  $x_s$  appartient à un voisinage de  $D_g$ . De cela découle la condition décrite dans l'équation 4-4.

$$\sigma \dot{\sigma} < 0 \tag{4-4}$$

### 4.3.1.2 Commande équivalente

Étant donnée la forme de la surface de glissement  $\sigma$  qui permet de commander un système donné, la commande équivalente notée  $u_{seq}$  est définie comme étant la commande qui rend la surface de commutations invariante dans le temps ( $\dot{\sigma} = 0$ ) [59].

Pour un système affine par rapport à la commande qui s'écrit sous la forme :

$$F_s = (t, x_s, u_s) = f_s(t, x_s) + g_s(t, x_s)u_s \quad (4-5)$$

la condition d'invariance est exprimée par :

$$\begin{cases} \sigma = 0 \\ \dot{\sigma} = 0 \end{cases}$$

La commande équivalente  $u_{seq}$  est donnée explicitement par [59] :

$$u_{seq}(t) = -\frac{\langle \nabla \sigma(x_s), f_s(t, x_s) \rangle}{\langle \nabla \sigma(x_s), g_s(t, x_s) \rangle} \quad (4-6)$$

où  $\nabla$  est l'opérateur gradient et  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  désigne le produit scalaire.

Une condition nécessaire et suffisante pour l'existence locale du mode de glissement est donnée par [59] :

$$u_s^- < u_{seq} < u_s^+ \quad (4-7)$$

### 4.3.1.3 Linéarisation étendue

La linéarisation d'un système pour l'écrire sous une forme canonique [55] permet d'établir l'expression de la surface de glissement qui le stabilise. Considérons le cas d'un système affine par rapport à la commande et qui est perturbé de la façon suivante [55] :

$$\dot{x}_s = f_s(x_s) + g_s(x_s)u_s + \xi \quad (4-8)$$

avec  $\xi \in \mathfrak{R}^n$ , la perturbation affectant le système

Nous supposons que le système (4-8) admet des points d'équilibre  $x_{se}$  et  $u_{se}$  qui sont solution de l'équation :

$$f_s(x_{se}) + g_s(x_{se})u_{se} + \xi = 0 \quad (4-9)$$

Dans le but d'éliminer l'élément de la perturbation  $\xi$ , la linéarisation du système (4-8) autour des points d'équilibre  $[x_{s_e}, u_{s_e}]$  a été effectuée. Le système linéaire est exprimée par :

$$\dot{\tilde{x}}_s = A_s \tilde{x}_s + B_s \tilde{u}_s \quad (4-10)$$

avec :

- $\tilde{x}_s = x_s - x_{s_e}$  : la nouvelle variable d'état pour le système (4-10)
- $\tilde{u}_s = u_s - u_{s_e}$  : la nouvelle commande pour le système (4-10)
- $A_s = \frac{\partial f_s(x_{s_e})}{\partial x_s} + u_{s_e} \frac{\partial g_s(x_{s_e})}{\partial x_s}$
- $B_s = g_s(x_{s_e})$

La matrice de commandabilité du système (4-10) est donnée par :

$$C_s = [B_s \quad A_s B_s \quad \dots \quad A_s^{n-1} B_s]$$

Nous supposons que le système (4-10) est commandable. Selon le critère de Kalman, cela est vérifié par :

$$\text{rang}(C_s) = n$$

Donc, le système (4-10) peut s'écrire sous la forme canonique en utilisant la transformation suivante :

$$w_s = P_s x_s \quad (4-11)$$

avec  $w_s$  la nouvelle variable d'état.

La matrice de passage  $P_s$  vers la forme canonique est déduite de l'expression :

$$P_s^{-1} = C_s M_s \quad (4-12)$$

avec :

- $M_s = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \dots & 1 \\ \alpha_2 & \alpha_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{n-1} & 1 & \dots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$
- $\det[\lambda I_n - A_s] = \lambda^n + \alpha_{n-1} \lambda^{n-1} + \alpha_{n-2} \lambda^{n-2} + \dots + \alpha_0$



La forme canonique du système (4-10) est exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{w}_{s1} = w_{s2} \\ \dot{w}_{s2} = w_{s3} \\ \vdots \\ \dot{w}_{s_{n-1}} = w_{s_n} \\ w_{s_n} = -\alpha_{n-1}w_{s_n} - \alpha_{n-2}w_{s_{n-1}} - \dots - \alpha_0 w_{s1} + \tilde{u}_s \end{cases} \quad (4-13)$$

où  $w_s = [w_{s1} \ w_{s2} \ \dots \ w_{s_n}]^T$  désigne la nouvelle variable d'état dans le système (4-13).

La surface de glissement correspondant au système (4-13) est exprimée par [55], [59] :

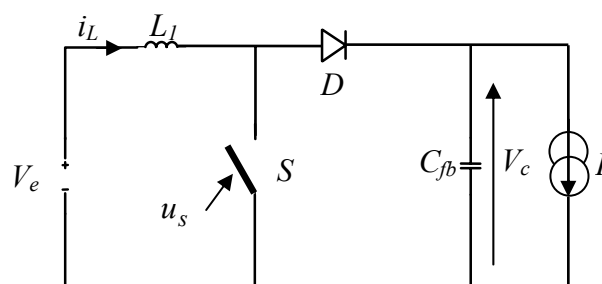
$$\sigma = \sum_{i=1}^{i=n} c_i w_{s_i} ; c_n = 1 \quad (4-14)$$

La stabilité du système (4-13) par la commande mode de glissement en utilisant la surface de glissement (4-14) exige que les coefficients  $c_i$  vérifient (propriété du polynôme de Hurwitz) :

$$\sum_{i=1}^{i=n} c_i \lambda^{i-1} = 0 \quad (4-15)$$

Dans la suite, nous appliquerons cette démarche aux convertisseurs DC-DC associés à la pile à combustible et aux supercondensateurs.

### 4.3.2 Application à la commande d'un convertisseur Boost



**Figure 4-2 : Structure du convertisseur Boost**

Le comportement du convertisseur Boost (voir Figure 4-2) est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_l} (V_e - (1-u_s)V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_{fb}} ((1-u_s)i_L - I) \end{cases} \quad (4-16)$$

$V_e$  est la tension de l'entrée,  $i_L$  et  $V_c$  représentent respectivement le courant d'entrée et la tension de sortie. L'interrupteur  $S$  est contrôlé par la variable de commande ' $u_s$ ' qui est de nature discontinue. Plus précisément l'interrupteur  $S$  fonctionne en état bloqué quand  $u_s = 0$  et état passant quand  $u_s = 1$ . La commutation entre ces deux états se fait à une fréquence donnée. Pour l'étude de la commande par mode de glissement appliquée au convertisseur Boost, nous considérons seulement les valeurs moyennes (pour une grandeur  $G$ ,  $\bar{G}$  représente la valeur moyenne). Le modèle moyen du Boost est donné par l'expression suivante :

$$\dot{\bar{x}}_s = f(\bar{x}_s) + g(\bar{x}_s)\bar{u}_s + \xi \quad (4-17)$$

avec :

$$\begin{aligned} - \quad \bar{x}_s &= (\bar{x}_{s1} \quad \bar{x}_{s2})^T = (\bar{i}_L \quad \bar{V}_c)^T \\ - \quad f(\bar{x}_s) &= -g(\bar{x}_s) = \begin{pmatrix} -\bar{V}_c & \bar{i}_L \\ L_l & C_{fb} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} 0 & L_l^{-1} \\ C_{fb}^{-1} & 0 \end{pmatrix} \bar{x}_s \\ - \quad \xi &= \begin{pmatrix} V_e & -I \\ L_l & C_{fb} \end{pmatrix}^T \end{aligned}$$

Nous utilisons cette représentation d'état du convertisseur pour établir la loi de commande par mode de glissement.

#### 4.3.2.1 Commande par linéarisation étendue du système

Pour pouvoir appliquer la commande par mode de glissement sur le Boost, nous suivrons la même démarche que dans (§4.3.1.3). L'expression explicite de la surface de glissement sera établie. Pour cette raison, premièrement nous réécrivons le modèle d'état (4-17) de sorte qu'il soit exprimé dans la forme canonique appropriée. Deuxièmement, nous définirons la surface de glissement dans la forme canonique. Puis, nous donnerons l'expression explicite de la surface de glissement pour le modèle d'état (4-17) et finalement nous proposerons la loi de commande. Soient  $\tilde{x}_s$  et  $\tilde{u}_s$  les nouvelles variables données par :

$$\begin{cases} \tilde{x}_s = \bar{x}_s - \bar{x}_{s_e} \\ \tilde{u}_s = \bar{u}_s - \bar{u}_{s_e} \end{cases} \quad (4-18)$$

Le système (4-17) (voir §4.3.1.3) exprimé pour  $(\tilde{x}_s$  et  $\tilde{u}_s$ ) est donné par :

$$\dot{\tilde{x}}_s = A_s \tilde{x}_s + B_s \tilde{u}_s \quad (4-19)$$

avec :

$$\begin{aligned} - \quad \bar{x}_{s_e} &= (\bar{x}_{s_{1e}} \quad \bar{x}_{s_{2e}})^T = \left( \frac{I}{D_{rc}} \quad \frac{V_e}{D_{rc}} \right)^T \\ - \quad D_{rc} &= 1 - \bar{u}_{s_e} \\ - \quad A_s &= \begin{pmatrix} 0 & -D_{rc} L_1^{-1} \\ D_{rc} C_{fb}^{-1} & 0 \end{pmatrix} \\ - \quad B_s &= \begin{pmatrix} \bar{x}_{s_{2e}} L_1^{-1} \\ -\bar{x}_{s_{1e}} C_{fb}^{-1} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Maintenant, nous récrivons le système (4-19) sous sa forme canonique (voir §4.3.1.3) en considérant la nouvelle variable définie par :

$$w_s = P_s \tilde{x}_s \quad (4-20)$$

avec  $w_s = (w_{s1} \quad w_{s2})^T$  est la nouvelle variable d'état du système (4-19) sous sa forme canonique.

$P_s$  représente la matrice de passage du système (4-19) vers la forme canonique, elle est exprimée par :

$$P_s = \frac{L_1 C_{fb}}{C_{fb} D_{rc} \bar{x}_{s_{2e}}^2 + L_1 D_{rc} \bar{x}_{s_{1e}}^2} \begin{pmatrix} L_1 \bar{x}_{s_{1e}} & C_{fb} \bar{x}_{s_{2e}} \\ D_{rc} \bar{x}_{s_{2e}} & -D_{rc} \bar{x}_{s_{1e}} \end{pmatrix} \quad (4-21)$$

L'expression de la forme canonique du système (4-19) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{w}_{s1} = w_{s2} \\ \dot{w}_{s2} = -\frac{D_{rc}^2}{L_1 C_{fb}} w_{s1} + \tilde{u}_s \end{cases} \quad (4-22)$$

La surface de glissement dans la forme canonique (voir §4.3.1.3) pour le Boost est donnée par l'expression suivante :

$$\sigma(w_s) = w_{s2} + c_1 w_{s1} \quad (4-23)$$

avec  $c_I$  est une constante réelle strictement positive.

La surface de glissement sous la forme linéaire sera donnée par l'expression suivante :

$$\sigma(\tilde{x}_s) = [c_I \quad 1] P_s \tilde{x}_s \quad (4-24)$$

Donc l'équation (4-24) devient :

$$\sigma(\tilde{x}_s) = \delta \tilde{x}_{s1} + \gamma \tilde{x}_{s2} \quad (4-25)$$

avec :

$$\begin{aligned} - \delta &= \frac{L_I C_{fb} (c_I L_I \bar{x}_{s1e} + D_{rc} \bar{x}_{s2e})}{C_{fb} D_{rc} \bar{x}_{s2e}^2 + L_I D_{rc} \bar{x}_{s1e}^2} \\ - \gamma &= \frac{L_I C_{fb} (-D_{rc} \bar{x}_{s1e} + c_I C_{fb} \bar{x}_{s2e})}{C_{fb} D_{rc} \bar{x}_{s2e}^2 + L_I D_{rc} \bar{x}_{s1e}^2} \end{aligned}$$

Maintenant, nous sommes en mesure d'énoncer le résultat principal de ce paragraphe

### Proposition 1

Le système défini par (4-18) avec :

$$\bar{u}_s = \begin{cases} \bar{u}_{smax} & si \quad \sigma(\tilde{x}_s) < 0 \\ \bar{u}_{smin} & si \quad \sigma(\tilde{x}_s) > 0 \end{cases}$$

vérifie  $\bar{V}_c \rightarrow \bar{V}_{ce}$ ,  $\bar{i}_L \rightarrow \bar{i}_{Le}$  quand  $t \rightarrow +\infty$ .

En conclusion à cette étude, la détermination de la commande par mode de glissement en utilisant la linéarisation étendue du modèle d'état du convertisseur Boost conduit à une surface de glissement à coefficients variables.

#### 4.3.2.2 Commande avec une surface de glissement à coefficients constants

Les coefficients de la surface de glissement  $(\delta, \gamma)$  employés dans (4-25) dépendent du point de fonctionnement  $(\bar{x}_{s1e}, \bar{x}_{s2e})$ . De plus, en pratique ces paramètres doivent être calculés à chaque instant. Ceci demande une capacité de calcul importante au microcontrôleur. C'est pour ces raisons que nous avons choisi de travailler avec une surface de glissement à coefficients constants. Ces coefficients peuvent être déduits de la référence [58]. Ainsi on obtient l'expression suivante de la surface de glissement :

$$\sigma_I(\tilde{x}_s) = k_1 \tilde{x}_{s1} + k_2 \tilde{x}_{s2} \quad (4-26)$$

avec  $k_1$  et  $k_2$  sont deux constantes positives.

Selon l'équation (4-18), nous avons :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_{s1} = -\frac{D_{rc}}{L_1} \tilde{x}_{s2} + \frac{V_e}{L_1 D_{rc}} \tilde{u}_s \\ \dot{\tilde{x}}_{s2} = \frac{D_{rc}}{C_{fb}} \tilde{x}_{s1} - \frac{I}{C_{fb} D_{rc}} \tilde{u}_s \end{cases} \quad (4-27)$$

Pour que le système (4-27) soit stable asymptotiquement en boucle fermée, avec la surface de glissement donnée par (4-26), il faut que les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  conduisent à :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{u}_{seq}(t) = 0 \quad (4-28)$$

où  $\tilde{u}_{seq}$  est la commande équivalente en boucle fermée.

La commande équivalente doit vérifier la condition d'invariance qui est exprimée par le système d'équation (4-29) (voir §4.2.1.2) :

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_1 = 0 \\ \dot{\sigma}_2 = 0 \end{cases} \quad (4-29)$$

En combinant les équations (4-26) et (4-29), on obtient :

$$\begin{cases} \tilde{x}_{s2} = -\frac{k_1}{k_2} \tilde{x}_{s1} \\ \dot{\tilde{x}}_{s2} = -\frac{k_1}{k_2} \dot{\tilde{x}}_{s1} \end{cases} \quad (4-30)$$

En éliminant  $\tilde{u}_s$  dans (4-27), on obtient :

$$\dot{\tilde{x}}_{s1} = -\frac{D_{rc}}{L_1} \tilde{x}_{s2} + \frac{V_e}{I} \frac{C_{fb}}{L_1} \left( \frac{D_{rc}}{C_{fb}} \tilde{x}_{s1} - \dot{\tilde{x}}_{s2} \right) \quad (4-31)$$

En utilisant les équations (4-30) et (4-31), il vient que

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_{s1} = \left( \frac{D_{rc} k_1 (L_1 k_2)^{-1} + V_e C_{fb} D_{rc} (L_1 C_{fb} I)^{-1}}{I - V_e C_{fb} k_1 (L_1 I k_2)^{-1}} \right) \tilde{x}_{s1} \\ \dot{\tilde{x}}_{s2} = \left( \frac{D_{rc} k_1 (L_1 k_2)^{-1} + V_e C_{fb} D_{rc} (L_1 C_{fb} I)^{-1}}{I - V_e C_{fb} k_1 (L_1 I k_2)^{-1}} \right) \tilde{x}_{s2} \end{cases} \quad (4-32)$$

La solution de ces équations différentielles est donnée par :

$$\begin{cases} \tilde{x}_{s1} = K_{s1} \exp(\psi t) \\ \tilde{x}_{s2} = K_{s2} \exp(\psi t) \end{cases} \quad (4-33)$$

avec :

$$\psi = \left( \frac{D_{rc} k_1 (L_1 k_2)^{-1} + V_e C_{fb} D_{rc} (L_1 C_{fb} I)^{-1}}{I - V_e C_{fb} k_1 (L_1 I k_2)^{-1}} \right)$$

-  $K_{s1}$  et  $K_{s2}$  : deux constantes réelles (Les conditions initiales)

D'après l'équation (4-7), la commande équivalente  $\tilde{u}_{seq}$  est exprimée par :

$$\tilde{u}_{seq}(t) = - \frac{\langle \nabla \sigma_1(x_s), A_s \tilde{x}_s \rangle}{\langle \nabla \sigma_1(x_s), B_s \rangle} \quad (4-34)$$

De (4-33) et (4-34), on déduit :

$$\tilde{u}_{seq}(t) = \frac{L_1 D_{rc}}{V_e} \left( \frac{D_{rc}}{L_1} K_{s2} + K_{s1} \psi \right) \exp(\psi t) \quad (4-35)$$

Pour la stabilité du système (4-27), il faut que la commande équivalente  $\tilde{u}_{seq}$  vérifie la condition de stabilité (4-28). Nous avons donc :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{u}_{seq}(t) = 0 \Rightarrow \psi < 0 \quad (4-36)$$

Or,

$$D_{rc} k_1 (L_1 k_2)^{-1} + V_e C_{fb} D_{rc} (L_1 C_{fb} I)^{-1} > 0$$

L'expression (4-36) conduit à :

$$\frac{k_1}{k_2} > \frac{L_1 I}{C_{fb} V_e} \quad (4-37)$$

Finalement nous avons établi le résultat suivant :

### Proposition 2

Le système défini par (4-27) avec :

$$\bar{u}_s = \begin{cases} \bar{u}_{smax} & \text{si } \sigma_1(\tilde{x}_s) < 0 \\ \bar{u}_{smin} & \text{si } \sigma_1(\tilde{x}_s) > 0 \end{cases}$$

vérifie  $\bar{V}_c \rightarrow \bar{V}_{ce}$ ,  $\bar{i}_L \rightarrow \bar{i}_{Le}$  quand  $t \rightarrow +\infty$ .

Afin d'améliorer la stabilité du système en utilisant la commande par mode de glissement, plusieurs techniques ont été proposées. Parmi ces méthodes on peut citer la technique qui consiste à introduire des actions intégrales et/ou dérivées dans la surface de glissement ([60]-[62], [64]).

Pour adapter le résultat énoncé ci-dessus encore de sa mise en œuvre sur la maquette expérimentale, nous adopterons cette stratégie. Considérons alors la nouvelle surface de glissement exprimée par :

$$\sigma_2(\tilde{x}_s) = q_1\tilde{x}_{s1} + q_2\tilde{x}_{s2} + q_3\tilde{x}_{s3} \quad (4-38)$$

avec :

$$- \tilde{x}_{s3} = \int_0^t \tilde{x}_{s2} dt$$

-  $q_1$ ,  $q_2$  et  $q_3$  trois constantes réelles positives.

Le système d'équation (4-27) pourra s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_{s1} = -\frac{D_{rc}}{L_1}\tilde{x}_{s2} + \frac{V_e}{L_1 D_{rc}}\tilde{u}_s \\ \dot{\tilde{x}}_{s2} = \frac{D_{rc}}{C_{fb}}\tilde{x}_{s1} - \frac{I}{C_{fb} D_{rc}}\tilde{u}_s \\ \dot{\tilde{x}}_{s3} = \tilde{x}_{s2} \end{cases} \quad (4-39)$$

Pour que le système (4-39) soit stable asymptotiquement en boucle fermée avec la surface de glissement donnée par (4-38), il faut que les coefficients  $q_1$ ,  $q_2$  et  $q_3$  conduisent à :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{u}_{seq}(t) = 0$$

La commande équivalente  $\tilde{u}_{seq}$  doit vérifier la condition d'invariance exprimée par :

$$\begin{cases} \sigma_2 = 0 \\ \dot{\sigma}_2 = 0 \end{cases}$$

Cette condition peut être exprimée aussi par :

$$\begin{cases} \tilde{x}_{s1} = -\frac{q_2}{q_1}\tilde{x}_{s2} - \frac{q_3}{q_1}\tilde{x}_{s3} \\ \dot{\tilde{x}}_{s1} = -\frac{q_2}{q_1}\dot{\tilde{x}}_{s2} - \frac{q_3}{q_1}\dot{\tilde{x}}_{s3} \end{cases} \quad (4-40)$$

De (4-31) et (4-40), il vient que

$$p_1 \ddot{\tilde{x}}_{s_3} + p_2 \dot{\tilde{x}}_{s_3} + p_3 \tilde{x}_{s_3} = 0 \quad (4-41)$$

avec :

$$\begin{aligned} - \quad p_1 &= \left( -\frac{q_2}{q_1} + \frac{V_e}{I} \frac{C_{fb}}{L_1} \right) \\ - \quad p_2 &= \left( -\frac{q_3}{q_1} + \frac{D_{rc}}{L_1} + \frac{V_e}{I} \frac{D_{rc}}{L_1} \frac{q_2}{q_1} \right) \\ - \quad p_3 &= \frac{V_e}{I} \frac{D_{rc}}{L_1} \frac{q_3}{q_1} \end{aligned}$$

l'équation caractéristique de l'équation différentielle (4-41) est donnée par :

$$p_1 r^2 + p_2 r + p_3 = 0 \quad (4-42)$$

Soit  $\Delta$  le discriminant de l'équation du deuxième ordre (4-42) :

$$\Delta = p_2^2 - 4p_1 p_3$$

Dans le cas où  $q_3 = 0$ , la stabilité de système (4-39) est ramenée à la stabilité du système (4-27) qui est exprimée par (4-37). Dans notre cas cela est vérifiée aussi par :

$$p_1 > 0$$

On choisit  $\Delta$  strictement positif, ce qui conduit à :

$$\tilde{x}_{s_3} = d_1 e^{r_1 t} + d_2 e^{r_2 t} \quad (4-43)$$

avec :

$$\begin{aligned} - \quad r_{1,2} &= \frac{-p_2 \pm \sqrt{\Delta}}{2p_1} \\ - \quad d_1 \text{ et } d_2 &: \text{deux constantes arbitraires} \end{aligned}$$

La commande équivalente  $\tilde{u}_{seq}(t)$  est exprimée par :

$$\tilde{u}_{seq}(t) = \frac{L_1 D_{rc}}{V_e} \left[ -\frac{q_2}{q_1} (d_1 r_1^2 e^{r_1 t} + d_2 r_1^2 e^{r_2 t}) + \left( -\frac{q_3}{q_1} + \frac{D_{rc}}{L_1} \right) (d_1 r_1 e^{r_1 t} + d_2 r_2 e^{r_2 t}) \right] \quad (4-44)$$

Pour assurer la stabilité du système (4-39), il faut que la commande équivalente  $\tilde{u}_{seq}$  vérifie la condition de stabilité (4-28). Nous avons donc :



$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{u}_{\mathbf{x}q}(t) = 0 \Rightarrow \tilde{x}_{s3} \rightarrow 0 \Rightarrow r_{1,2} < 0 \Rightarrow p_2 > \sqrt{\Delta} \quad (4-45)$$

Selon l'expression (4-45), les conditions sur  $q_1$ ,  $q_2$  et  $q_3$  pour que le système (4-39) soit stable, sont exprimées par le système d'inéquations :

$$\begin{cases} \frac{q_1}{q_2} > \frac{L_1 I}{C_{fb} V_e} \\ \frac{q_3}{q_1} < \frac{D_{rc}}{L_1} + \frac{V_e D_{rc}}{I L_1} \frac{q_2}{q_1} \\ \left( -\frac{q_3}{q_1} + \frac{D_{rc}}{L_1} + \frac{V_e D_{rc}}{I L_1} \frac{q_2}{q_1} \right)^2 > 4 \left( -\frac{q_2}{q_1} + \frac{C_{fb} V_e}{L_1 I} \right) \left( \frac{V_e D_{rc}}{I L_1} \frac{q_3}{q_1} \right) \end{cases} \quad (4-46)$$

Nous avons donc le résultat suivant

### Proposition 3

Le système défini par (4-39) avec :

$$\bar{u}_s = \begin{cases} \bar{u}_{s \max} & \text{si } \sigma_2(\tilde{x}_s) < 0 \\ \bar{u}_{s \min} & \text{si } \sigma_2(\tilde{x}_s) > 0 \end{cases}$$

vérifie  $\bar{V}_c \rightarrow \bar{V}_{ce}$ ,  $\bar{i}_L \rightarrow \bar{i}_{Le}$  quand  $t \rightarrow +\infty$ .

### 4.3.3 Application à la commande d'un convertisseur Buck

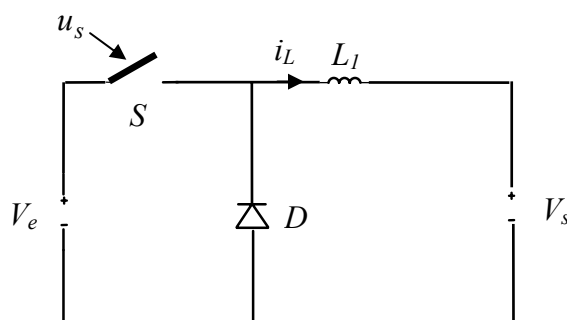


Figure 4-3 : Structure du convertisseur Buck

Le comportement du convertisseur Buck (figure 4-3) est décrit par l'équation suivante :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{I}{L_1} (u_s V_e - V_s) \quad (4-47)$$

$V_e$  est la tension de l'entrée,  $i_L$  et  $V_s$  représentent respectivement le courant d'entrée et la tension de sortie. L'interrupteur  $S$  est contrôlé par la variable ' $u_s$ ' qui est de nature discontinu ; il fonctionne en état bloqué quand  $u_s = 0$  et état passant quand  $u_s = 1$ , la commutation entre ces deux états se fait à une fréquence donnée. Pour l'étude de la commande par mode de glissement appliquée au convertisseur Buck, nous considérons seulement les valeurs moyennes. Le modèle moyen du Buck considéré est donné par l'expression suivante :

$$\dot{\bar{x}}_s = g(\bar{x}_s)\bar{u}_s + \xi \quad (4-48)$$

avec :

- $\bar{x}_s = \bar{i}_L$
- $g(\bar{x}_s) = \frac{V_e}{L_1}$
- $\xi = -\frac{V_s}{L_1}$

Soient  $\tilde{x}_s$  et  $\tilde{u}_s$  les nouvelles variables définies par :

$$\begin{cases} \tilde{x}_s = \bar{x}_s - \bar{x}_{s_e} \\ \tilde{u}_s = \bar{u}_s - \bar{u}_{s_e} \end{cases} \quad (4-49)$$

Finalement, le système (4-48) (voir §4.3.1.3) défini autour du point de fonctionnement ( $\bar{x}_{s_e}$  et  $\bar{u}_{s_e}$ ) est donné par :

$$\dot{\tilde{x}}_s = B_s \tilde{u}_s \quad (4-50)$$

avec :

- $\bar{x}_{s_e} = \bar{i}_{L_e}$
- $B_s = \frac{V_e}{L_1}$

Pour la commande du convertisseur Buck nous considérons la surface de glissement suivante :

$$\sigma_3(\tilde{x}_s) = q_4 \tilde{x}_{s1} \quad (4-51)$$

où  $q_4$  est une constante positive.

Pour que le système (4-50) soit stable asymptotiquement en boucle fermée avec la surface de glissement donnée par (4-51), il faut que le coefficient  $q_4$  conduise à :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{u}_{s_{eq}}(t) = 0$$

où  $\tilde{u}_{seq}$  est la commande équivalente en boucle fermée.

La commande équivalente doit vérifier la condition d'invariance qui est exprimée par (voir §4.3.1.2) :

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_3 = 0 \\ \ddot{\sigma}_3 = 0 \end{cases} \quad (4-52)$$

Selon l'équation (4-52), on a :

$$\begin{cases} \tilde{x}_{sI} = 0 \\ \dot{\tilde{x}}_{sI} = 0 \end{cases} \quad (4-53)$$

En combinant les équations (4-53) et (4-51), on obtient

$$\tilde{u}_{seq}(t) = 0 \quad (4-54)$$

Le système (4-50) est donc stable en considérant la surface de glissement (4-51).

Nous avons donc le résultat suivant :

#### Proposition 4

Le système défini par (4-50) avec :

$$\bar{u}_s = \begin{cases} \bar{u}_{smax} & \text{si } \sigma_3(\tilde{x}_s) < 0 \\ \bar{u}_{smin} & \text{si } \sigma_3(\tilde{x}_s) > 0 \end{cases}$$

vérifie  $\bar{i}_L \rightarrow \bar{i}_{Le}$  quand  $t \rightarrow +\infty$ .

### 4.4 Simulation et résultats expérimentaux

Cette partie consiste à simuler et à réaliser la commande mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC-DC (voir Figure 4-4) de la maquette expérimentale (voir § 2.6). Les simulations sont réalisées avec le logiciel MATLAB/SIMULINK®. La source principale d'énergie qui alimente le premier convertisseur DC-DC est représentée par une pile à combustible de type Ballard Nexa (1.2kW). Cette pile est remplacée par une alimentation stabilisée ou une batterie quand la pile n'est pas disponible (voir § 2.6). La source auxiliaire d'énergie qui alimente le deuxième convertisseur DC-DC est constituée d'un module de supercondensateurs de 10 cellules de 2600 F de type : Boostcap (voir § 2.6).

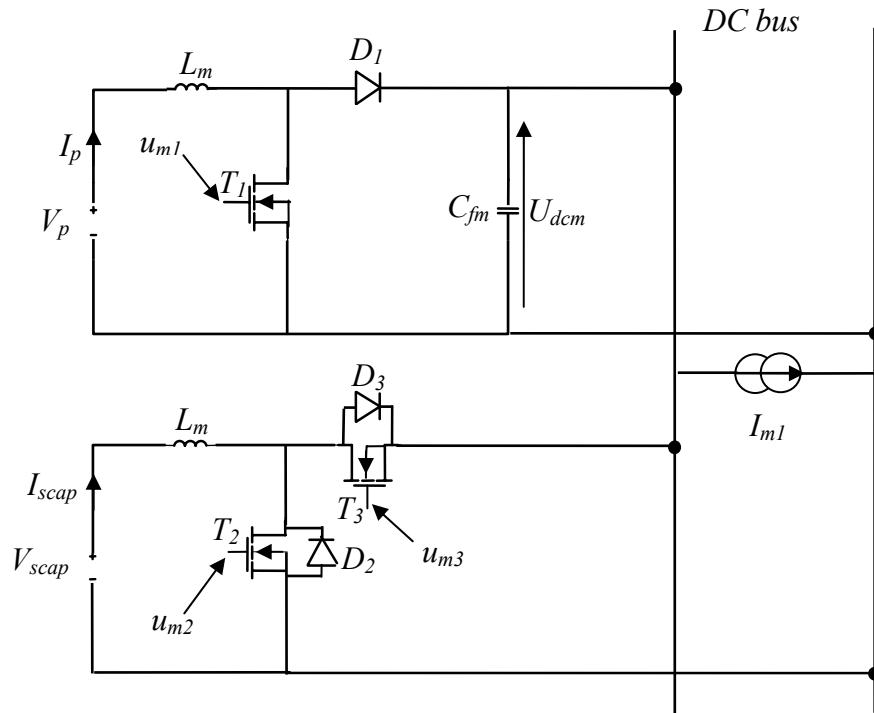


Figure 4-4 : Convertisseurs DC-DC dans la maquette : Boost et Buck-Boost

Les paramètres des convertisseurs sont donnés par le Tableau 4-1.

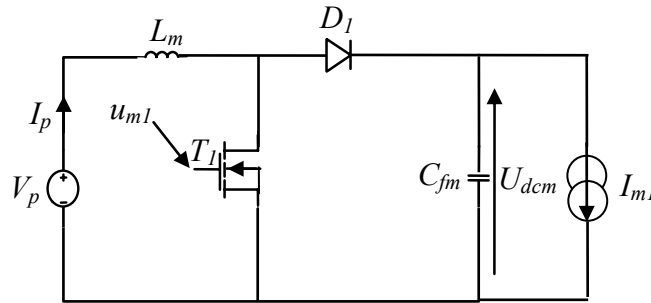
Tableau 4-1 : Paramètre des convertisseurs

Paramètre	Nom	Valeur	Unité
$L_m$	Inductance	0.56	mH
$R_{L_m}$	Résistance	0.03	$\Omega$
$C_{f_m}$	Capacité	20	mF
$\bar{u}_{max}$	Rapport cyclique maximal de la commande	0.90	-
$\bar{u}_{min}$	Rapport cyclique minimal de la commande	0.10	-
$I_{lmax}$	Courant maximale de la charge	20	A
$f$	Fréquence de la commande	10	kHz

### 4.4.1 Commande du Boost par mode de glissement

#### 4.4.1.1 Simulation de la commande du Boost par mode de glissement

L'objectif de ce paragraphe est de présenter une simulation de la commande par mode de glissement appliquée au convertisseur Boost. Celui-ci est connecté à la source principale dont la tension est égale à  $V_p = 12V$  (voir Figure 4-5).



**Figure 4-5 : Structure du convertisseur Boost connecté à la source principale**

Le profil de courant de charge  $I_l$  étant connu, notre objectif est de réguler la tension du bus continu  $U_{dcm}$  à une valeur constante de  $\bar{U}_{dcm_e} = 42V$ . La fréquence de la commande  $u_{m1}$  du transistor  $T_l$  est fixée à  $f$ .

La surface de glissement considérée est exprimée par :

$$\sigma_{m1} = (I_p - \bar{I}_{pe}) + 3(U_{dcm} - \bar{U}_{dcm_e}) \quad (4-55)$$

$\bar{I}_{pe} = \frac{\bar{U}_{dcm_e} I_l}{V_p - R_{Lm} I_p}$  est le courant moyen que doit fournir la source principale en régime permanent.

Les valeurs des coefficients de la surface de glissement (4-55) sont choisies pour avoir une régulation optimale avec un temps de réponse de l'ordre de quelques millisecondes et pour vérifier les conditions de stabilité données par l'équation (4-37). Le rapport cyclique de la commande est exprimée par :

$$\bar{u}_{m1} = \begin{cases} \bar{u}_{max} & \text{si } \sigma_{m1} < 0 \\ \bar{u}_{min} & \text{si } \sigma_{m1} > 0 \end{cases} \quad (4-56)$$

La simulation de la commande (4-56), suivant un profil du courant de charge  $I_l$  variable (voir Figure 4-6) montre que la tension  $U_{dcm}$  se stabilise à  $\bar{U}_{dcm_e} = 42V$  après un régime transitoire court qui dure quelque millisecondes.

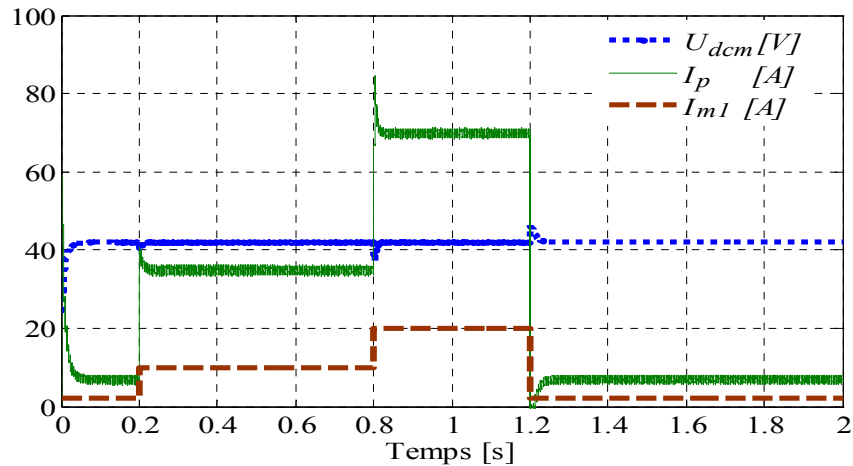


Figure 4-6 : Courants et tensions dans le convertisseur Boost (Cas d'une surface de glissement ordinaire)

En considérant la surface de glissement exprimée par :

$$\sigma_{m1} = (I_p - \bar{I}_{pe}) + 3(U_{dcm} - \bar{U}_{dcm}) + 3 \int (U_{dcm} - \bar{U}_{dcm}) dt \quad (4-57)$$

les valeurs des coefficients de la surface de glissement avec l'action intégrale (4-58) sont choisies pour garantir une régulation optimale avec un temps de réponse de l'ordre de dix millisecondes et qui vérifie les conditions de stabilité fournies par (4-46).

La simulation de la commande (4-56) en considérant la surface de glissement (4-57), suivant un profil du courant de charge  $I_{m1}$  variable (voir Figure 4-7) montre que la tension  $U_{dcm}$  se stabilise à  $\bar{U}_{dcm} = 42V$  après un régime transitoire court qui dure environ 15 millisecondes.

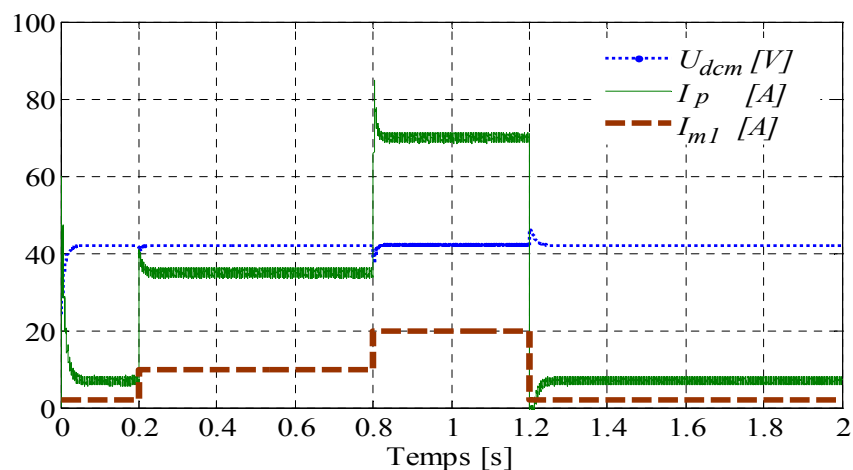


Figure 4-7 : Courants et tensions dans le convertisseur Boost (Cas d'une surface de glissement à action intégrale)

On conclut que la tension du bus continu  $U_{dc}$  est bien régulée pour les deux surfaces de glissements (surface de glissement ordinaire et surface de glissement à action intégrale) excepté le temps de réponse qui a augmenté un peu pour l'emploi de la surface à action intégrale dans la commande.

#### 4.4.1.2 Réalisation de la commande du Boost par mode de glissement

L'algorithme de commande (Figure 4-9) est réalisé par un microcontrôleur de type Siemens SAB167 (Figure 4-8). La source de tension à l'entrée du convertisseur est une batterie de  $12V$ . Le courant et la tension de la batterie, le courant de charge et la tension à la sortie du convertisseur doivent être mesurés afin de calculer la surface de glissement. La tension de référence à la sortie du convertisseur est fixée à  $\bar{U}_{dcme} = 42V$ . Les courants sont mesurés par des capteurs de type LEM, les tensions sont mesurées par une carte électronique à base d'amplificateurs opérationnels. Le tout est renvoyé au microcontrôleur afin de calculer la loi de commande.

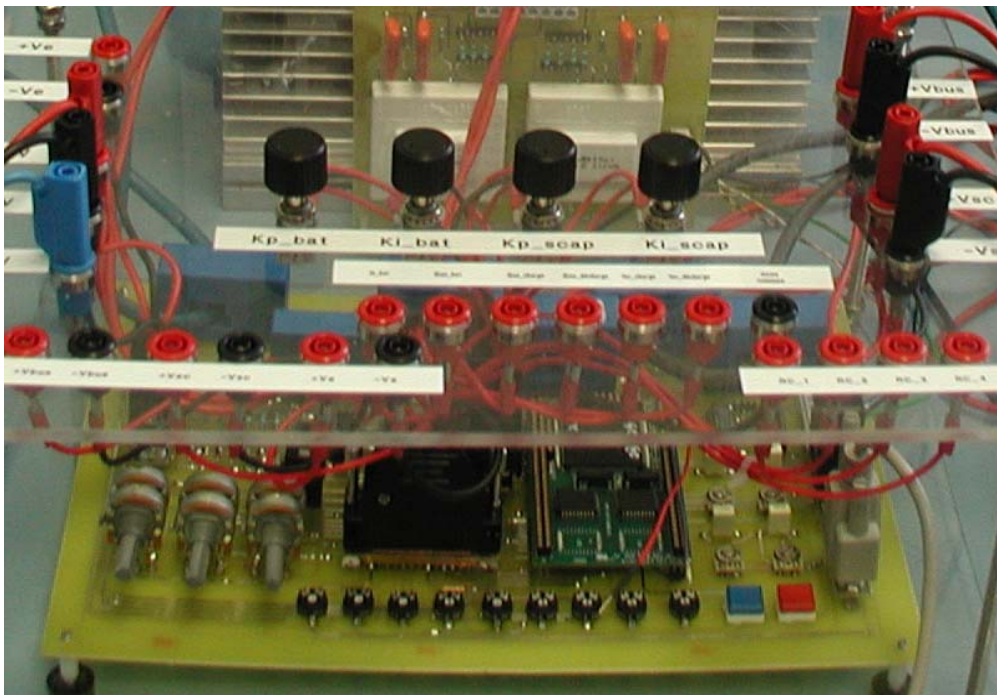


Figure 4-8 : Carte de mesures et de commande intégrant le microcontrôleur Siemens C 167-CR

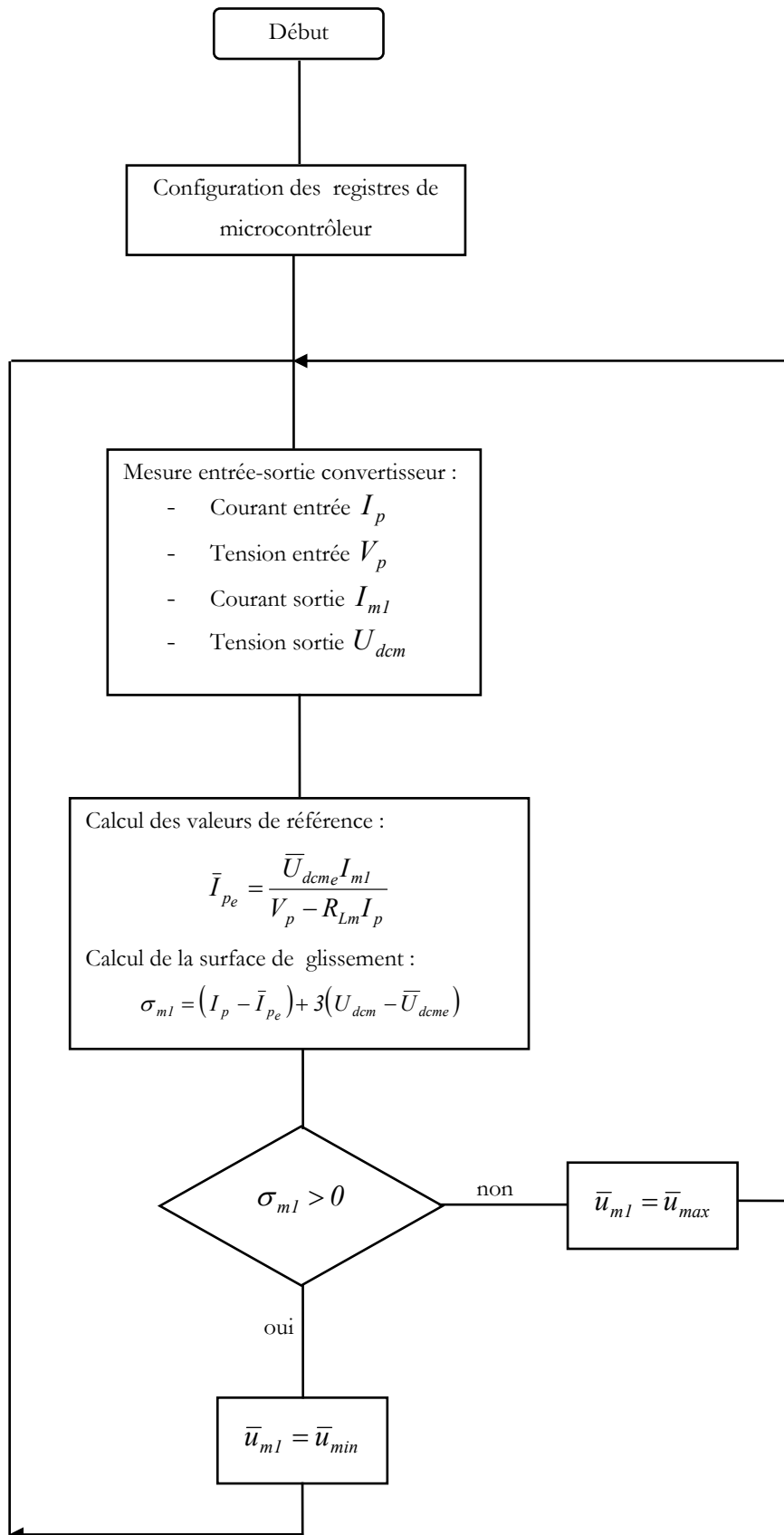
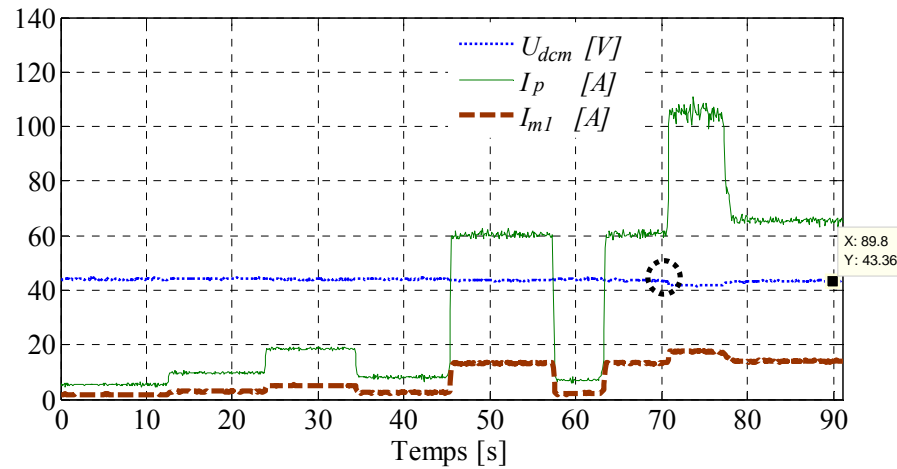


Figure 4-9 : Diagramme de la commande du convertisseur Boost connecté à la source principale



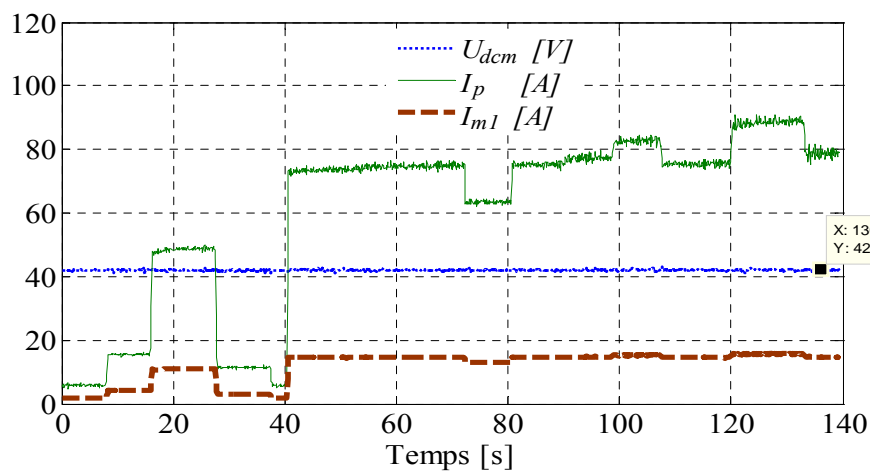
Deux campagnes d'essais expérimentaux ont été réalisées. Les résultats de la première campagne sont donnés par la figure 4-10.



**Figure 4-10 : Courants et tensions expérimentaux dans le convertisseur Boost (Cas d'une surface de glissement ordinaire)**

Nous remarquons que la tension  $U_{dcm}$  est stabilisée autour de  $43.5V$  et chute légèrement quand le courant de charge  $I_{m1}$  augmente (voir la zone entourée). La deuxième campagne consiste à tester la surface de glissement à action intégrale exprimée par (4-57). Les résultats des essais expérimentaux de la régulation pour la régulation de la tension de sortie du convertisseur avec la loi de commande (4-56) sont donnés par Figure 4-11. L'algorithme de commande est le même que de la première campagne d'essai (voir Figure 4-9) seule l'expression de la surface de glissement varie et est exprimée par :

$$\sigma_{m1} = (I_p - \bar{I}_{pe}) + 3(U_{dcm} - \bar{U}_{dcme}) + 3 \int (U_{dcm} - \bar{U}_{dcme}) dt$$



**Figure 4-11 : Courants et tensions mesurés expérimentalement dans le convertisseur Boost (Cas d'une surface de glissement à action intégrale)**

Nous remarquons que la valeur de la tension  $U_{dcm}$  est stabilisée autour de  $42 V$  malgré les variations du courant de charge  $I_{m1}$ . Ceci montre que l'action intégrale permet de mieux stabiliser la tension  $U_{dcm}$  et de rendre la commande plus robuste.

Dans la suite de cette étude, pour la commande du convertisseur Boost, nous adopterons la surface de glissement à action intégrale.

#### 4.4.1.3 Commande du Boost alimenté avec la pile Nexa

Nous présentons dans ce paragraphe la régulation de la tension de sortie du convertisseur Boost à une tension de référence variable. Plus précisément, il s'agit d'une série d'échelon égale à  $46 V$  ou  $52 V$ . Le convertisseur étant alimenté par la pile Nexa, la simulation de la commande du convertisseur par mode de glissement suivant un profil du courant de charge  $I_{m1}$  variable montre que la tension  $U_{dcm}$  suit les valeurs de référence (voir Figure 4-12).

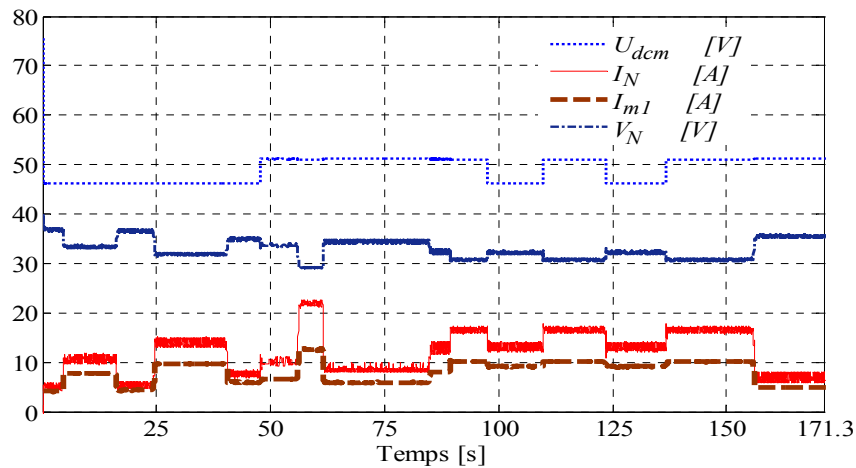


Figure 4-12 : Courants et tensions dans le convertisseur Boost alimenté par la pile Nexa (simulation)

Nous avons effectué des essais expérimentaux en vue de la régulation de la tension de sortie  $U_{dcm}$  du convertisseur Boost à une tension de référence  $\bar{U}_{dcme}$  ( $46 V$ ,  $52 V$ ) en considérant le même profil de charge  $I_{m1}$  que dans les simulations précédentes (programmé dans une charge active). Les résultats sont donnés par la figure 4-13. L'algorithme de commande est décrit par Figure 4-9 seule l'expression de la surface de glissement varie et est exprimée par :

$$\sigma_{m1} = (I_N - \bar{I}_{Ne}) + 3(U_{dcm} - \bar{U}_{dcme}) + 3 \int (U_{dcm} - \bar{U}_{dcme}) dt$$

$$\text{où } \bar{I}_{Ne} = \frac{\bar{U}_{dcme} I_{m1}}{V_{scap} - R_{Lm} I_N}$$

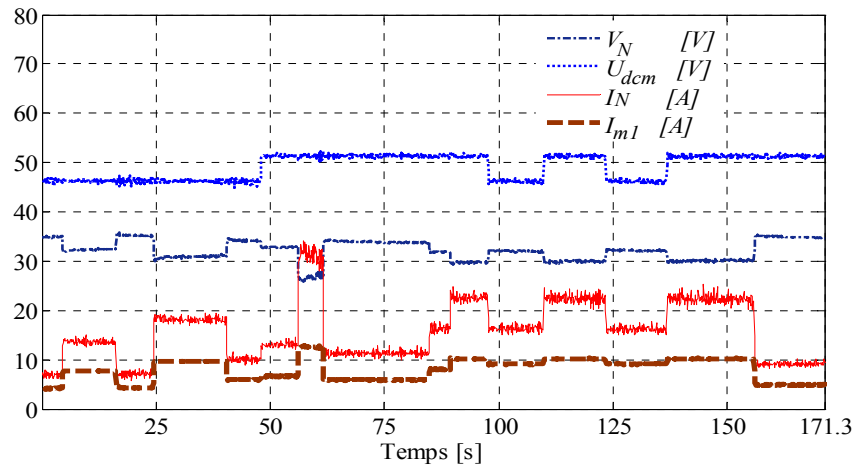


Figure 4-13 : Courants et tensions dans le convertisseur Boost alimenté par la pile Nexa

La tension  $U_{dcm}$  suit les valeurs de référence ( $46 V$ ,  $52 V$ ) malgré les variations du courant de charge. Il est à noter que les résultats issus de la simulation sont conformes à ceux obtenus par la pratique.

#### 4.4.2 Commande du convertisseur auxiliaire Buck-Boost

##### 4.4.2.1 Cas du convertisseur auxiliaire en fonctionnement Boost

Le convertisseur Boost (voir Figure 4-14) est alimenté avec un module de supercondensateurs de  $10$  cellules de  $2600 F$  de type Boostcap (voir § 2.6).

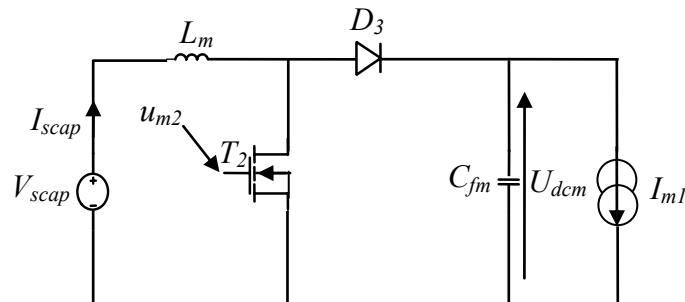


Figure 4-14 : Structure du convertisseur Boost connecté à la source auxiliaire

Notre objectif est de réguler la tension du bus continu  $U_{dcm}$  à une valeur constante de  $\bar{U}_{dcm_e} = 42V$ . La loi de commande est définie par :

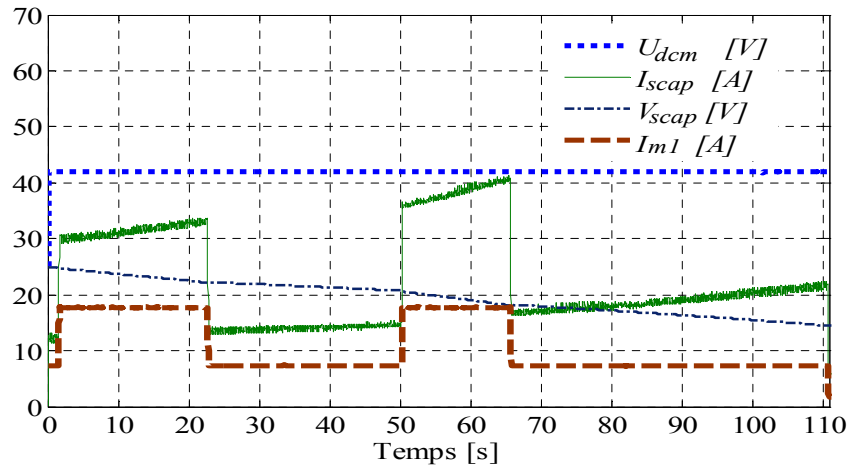
$$\bar{u}_{m2} = \begin{cases} \bar{u}_{max} & \text{si } \sigma_{m2} < 0 \\ \bar{u}_{min} & \text{si } \sigma_{m2} > 0 \end{cases}$$

avec :

$$\sigma_{m2} = (I_{scap} - \bar{I}_{scap_e}) + 3(U_{dcm} - \bar{U}_{dcm_e}) + 3 \int (U_{dcm} - \bar{U}_{dcm_e}) dt$$

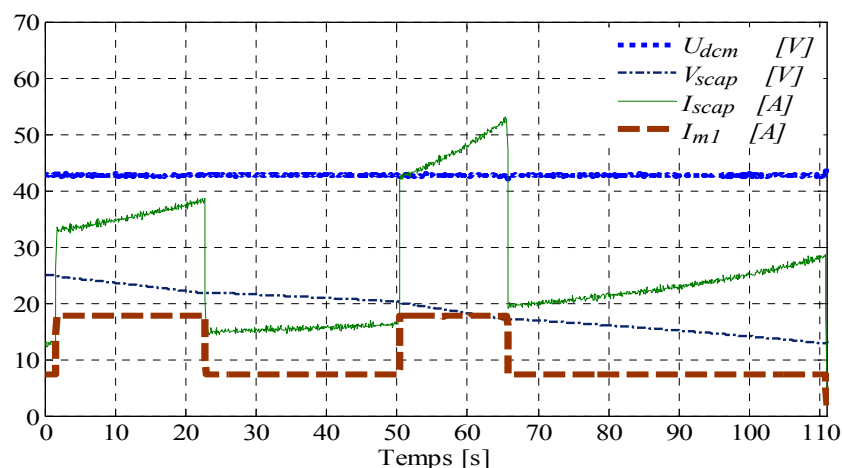
- $\bar{I}_{scap_e} = \frac{\bar{U}_{dcme} I_{m1}}{V_{scap} - R_{Lm} I_{scap}}$ , le courant moyen que doit fournir le module de supercondensateurs en régime permanent.

La simulation de la commande en considérant un profil du courant de charge  $I_{m1}$  variable (voir Figure 4-15) montre que la tension  $U_{dc}$  se stabilise à  $\bar{U}_{dcme} = 42V$  après un régime transitoire court qui ne dure que quelques dizaines de millisecondes.



**Figure 4-15 : Courants et tensions dans le convertisseur Boost alimenté par un module de supercondensateurs (simulation)**

Nous avons effectué des essais expérimentaux en vue de la régulation de la tension de sortie  $U_{dc}$  du convertisseur Boost en considérant le même profil de charge  $I_{m1}$  que dans les simulations précédentes (programmé dans une charge active). Les résultats sont donnés par la figure 4-16. L'algorithme de commande est donné par Figure 4-17.



**Figure 4-16 : Courants et tensions dans le convertisseur Boost alimenté par un module de supercondensateurs (pratique)**

Ces résultats montrent la robustesse de la commande par mode de glissement, la tension  $U_{dcm}$  se stabilise à  $\bar{U}_{dcm_e} = 42V$  malgré les variations de la tension d'entrée  $V_{scap}$  et le courant de charge  $I_{m1}$ .

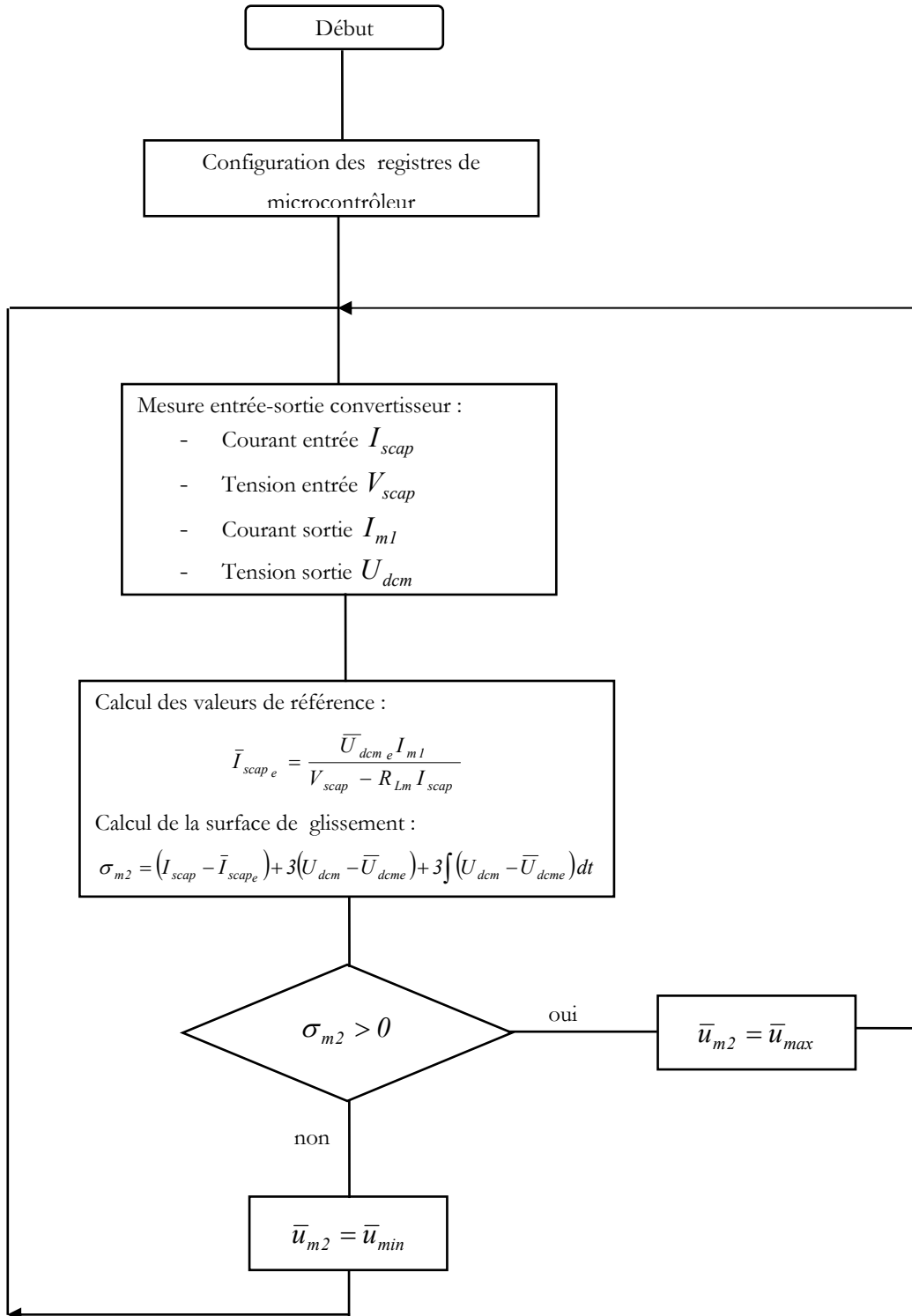


Figure 4-17 : Diagramme de la commande du convertisseur connecté à la source auxiliaire en fonctionnement Boost

#### 4.4.2.2 Cas du convertisseur auxiliaire en fonctionnement Buck

Le convertisseur en fonctionnement Buck (voir Figure 4-18) est alimenté avec une alimentation stabilisée de  $35\text{ V}$  (la tension maximale de l'alimentation stabilisée qu'on dispose). En fait, cette alimentation simule le bus continu. L'objectif étant de charger le module de supercondensateurs (Boostcap) à courant constant  $\bar{I}_{scap_e} = 20\text{ A}$ .

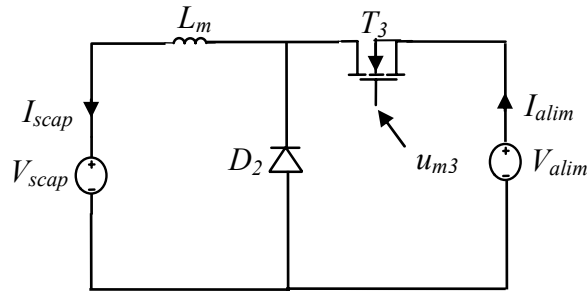


Figure 4-18 : Structure du convertisseur Buck

La loi de commande est exprimée par :

$$\bar{u}_{m3} = \begin{cases} \bar{u}_{max} & \text{si } \sigma_{m3} < 0 \\ \bar{u}_{min} & \text{si } \sigma_{m3} > 0 \end{cases}$$

avec  $\sigma_{m3} = (I_{scap} - \bar{I}_{scap_e})$ .

La simulation de la commande montre que le courant de charge du module de supercondensateurs est réglé à  $I_{scap_e} = 20\text{ A}$  (voir Figure 4-19).

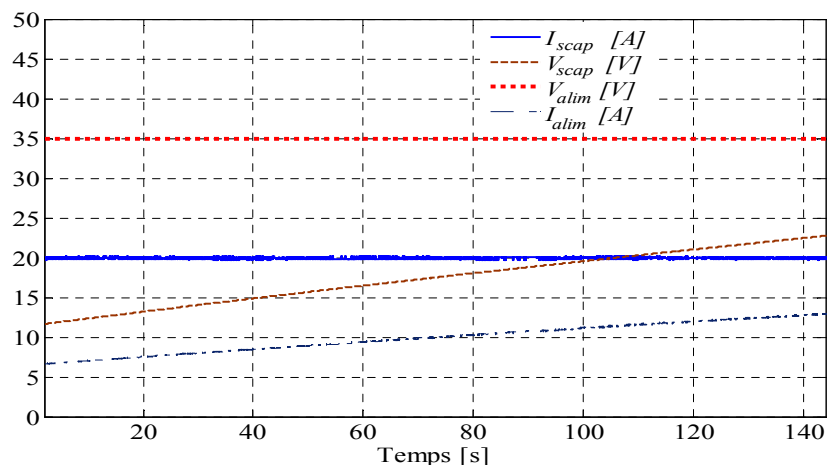
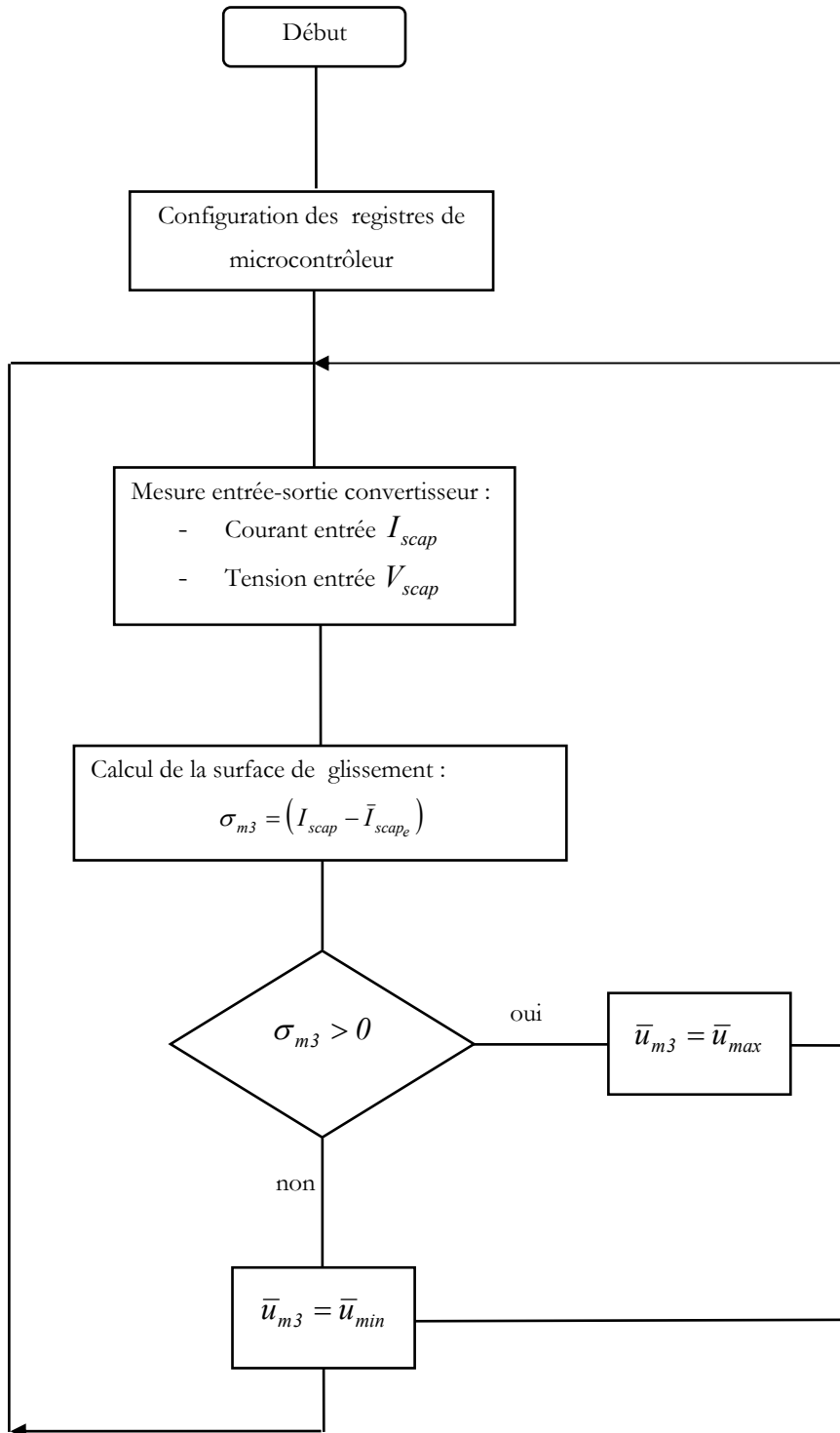


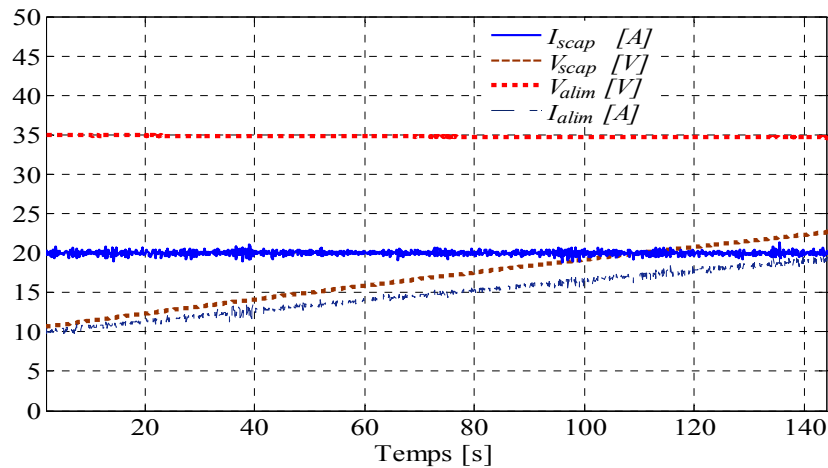
Figure 4-19 : Courants et tensions dans le convertisseur Buck connecté au module de supercondensateurs (simulation)

Nous avons effectué un essai de la régulation du courant de charge du module de supercondensateurs par le convertisseur Buck à une valeur  $\bar{I}_{scap_e} = 20 A$  (voir Figure 4-21).

L'algorithme de commande est donné par Figure 4-20 :



**Figure 4-20 : Diagramme de la commande du convertisseur Buck connecté à la source auxiliaire**



**Figure 4-21 : Courants et tensions dans le convertisseur Buck connecté au module de supercondensateurs (pratique)**

#### 4.4.3 Réalisation de la commande des deux convertisseurs de la maquette

Le but est de tester la commande des deux convertisseurs de la maquette (voir Figure 4-4) et d'assurer le transfert d'énergie vers la charge sans chevauchement. Les deux sources utilisées ici sont l'alimentation stabilisée (qui remplace la pile à combustible Nexa) et le module de supercondensateurs (Boostcap). La charge est simulée par des rhéostats (voir § 2.5). L'algorithme de la commande est exposé sur Figure 4-22, Figure 4-23, Figure 4-24 et Figure 4-25. Il est défini par les règles suivantes :

- 1<sup>er</sup> cas : le courant de charge  $I_{ml} \leq 6 A$ . L'alimentation stabilisée est sollicitée pour réguler la tension du bus continue  $U_{dcm}$  à  $42 V$  afin d'alimenter la charge et charger en même temps le module de supercondensateurs à  $15 A$  quand la tension de celui-ci est inférieure à  $21 V$ .
- 2<sup>ème</sup> cas : le courant de charge  $6 A < I_{ml} \leq 15 A$ , l'alimentation stabilisée est sollicitée pour réguler la tension du bus continue  $U_{dcm}$  à  $42 V$  afin d'alimenter la charge et cette fois-ci le module de supercondensateurs ne fournit pas et n'absorbe pas de l'énergie.
- 3<sup>ème</sup> cas : le courant de charge  $I_{ml} > 15 A$ , l'alimentation stabilisée est sollicitée pour fournir un courant limité à la charge et c'est le convertisseur connecté au module de supercondensateurs qui régule la tension du bus continue  $U_{dcm}$  à  $42 V$  et fournit à la charge le complément de l'énergie.



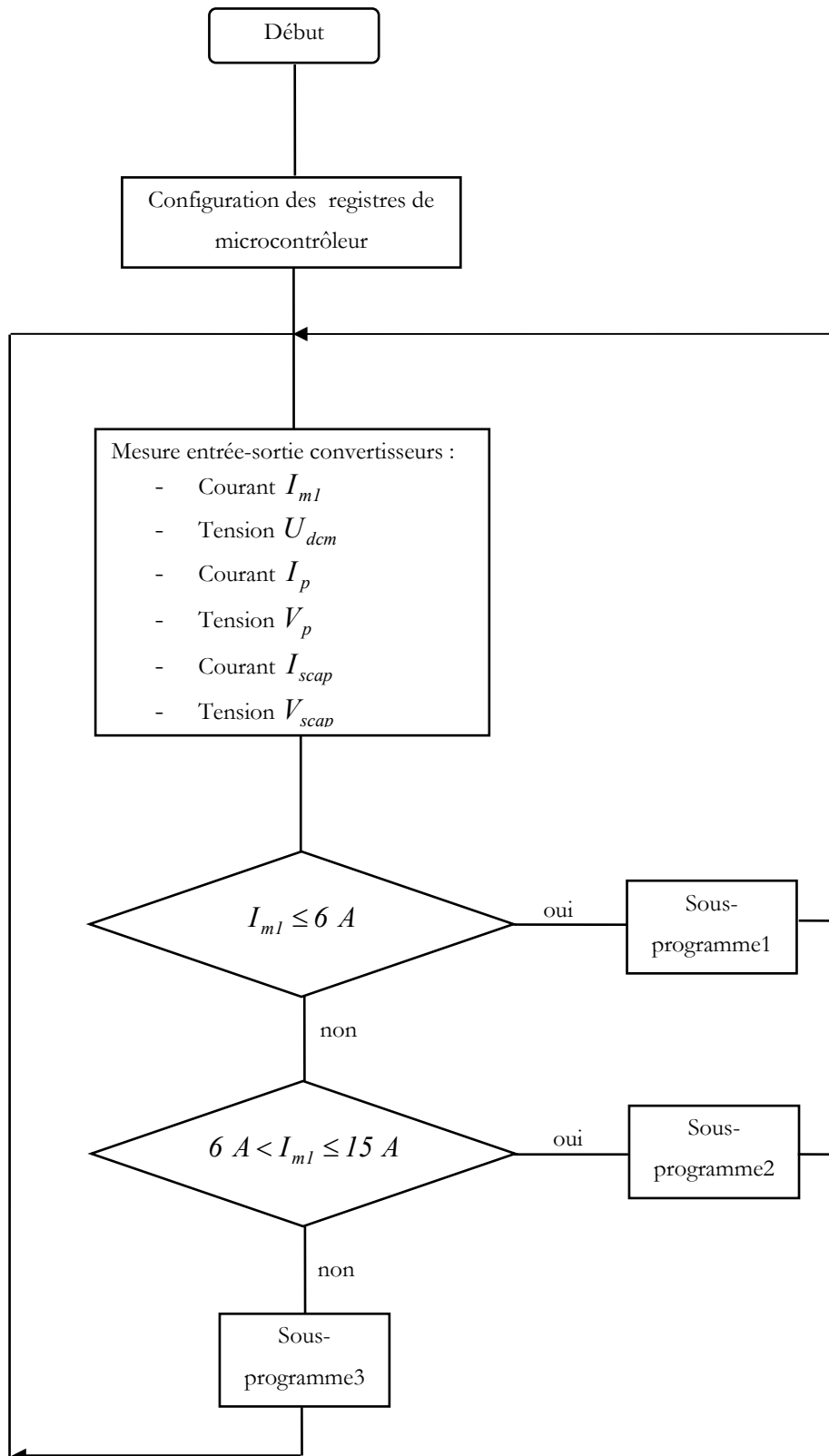


Figure 4-22 : Diagramme de la commande des convertisseurs de la maquette (programme principale)

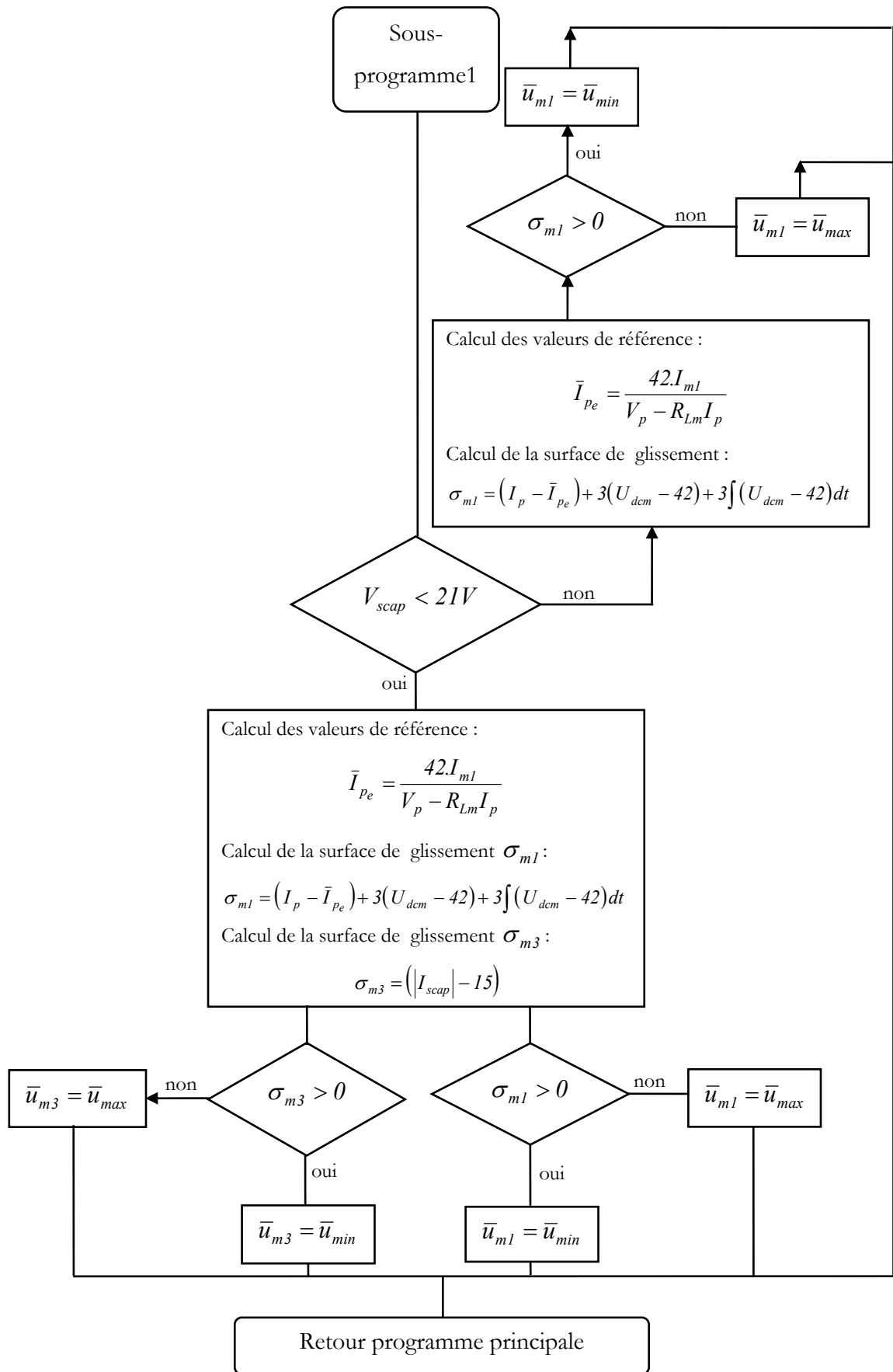


Figure 4-23 : Sous-programme 1

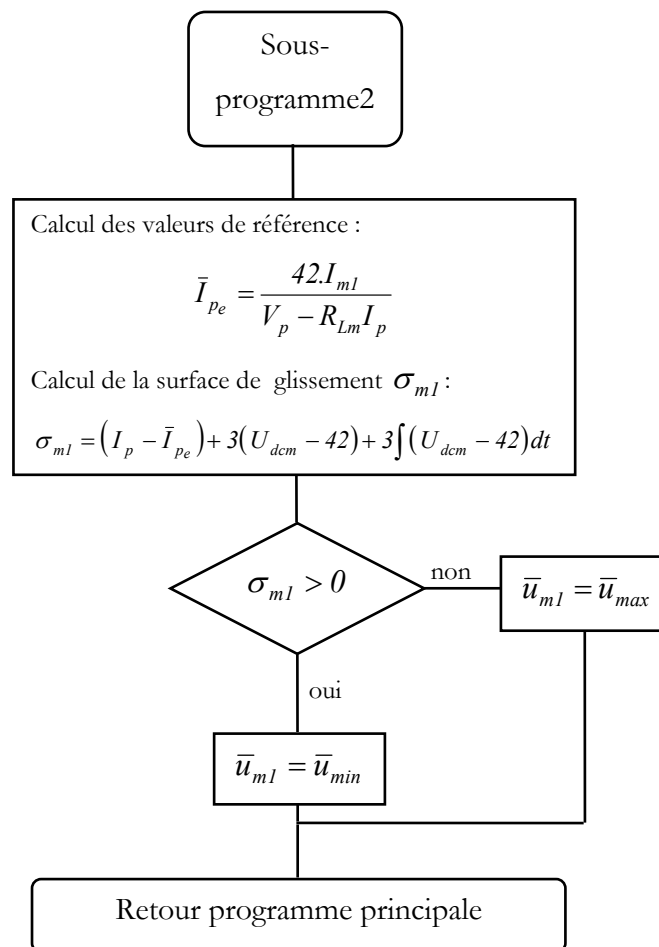


Figure 4-24 : Sous-programme 2

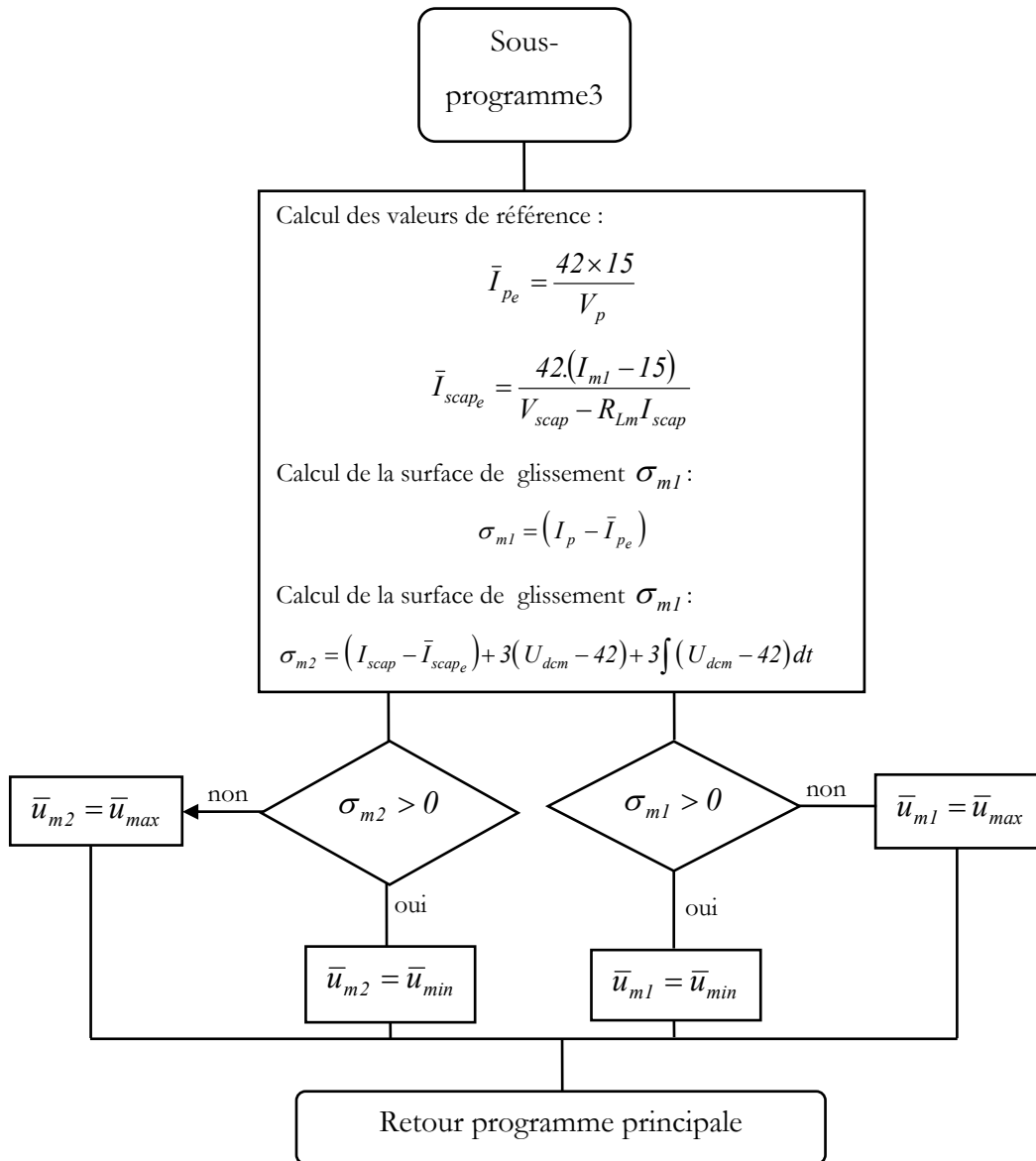


Figure 4-25 : Sous-programme 3

Les résultats des essais expérimentaux sont donnés par Figure 4-26 et Figure 4-27. Figure 4-26 présente la tension du bus continu, la tension aux bornes de l'alimentation stabilisée et la tension aux bornes du module de supercondensateurs. Le courant de la charge, le courant fourni par l'alimentation stabilisée et le courant dans le module des supercondensateurs sont montrés sur Figure 4-27. On constate que la tension du bus continu est bien régulée excepté quelques pics qui se produisent pendant la variation brusque du courant de charge. On remarque aussi que le module des supercondensateurs fournit de l'énergie à la charge quand le courant de celle-ci dépasse  $15 A$ . Les supercondensateurs sont chargés quand le courant de la charge devient faible ( $\leq 6 A$ ).

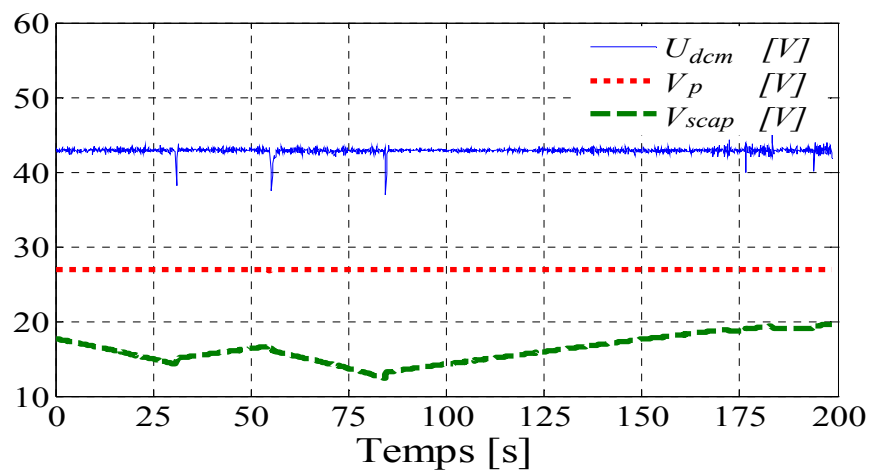


Figure 4-26 : Tensions dans les convertisseurs de la maquette (première campagne)

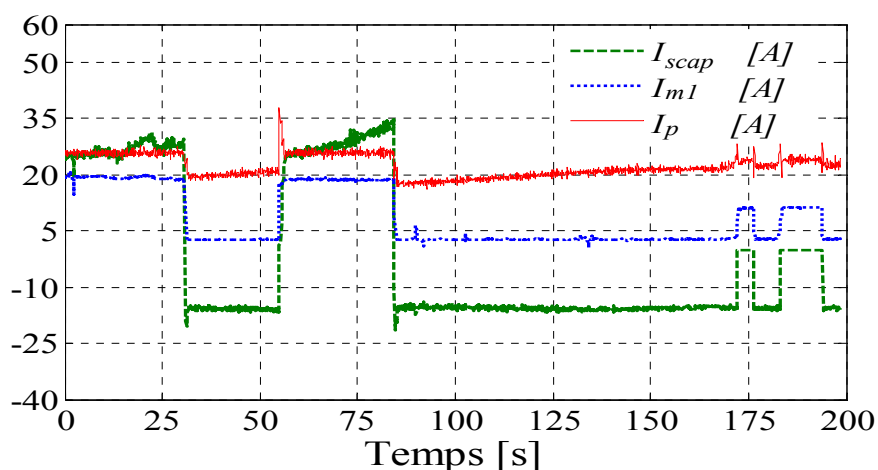


Figure 4-27 : Courants dans les convertisseurs de la maquette (première campagne)

Les résultats de la deuxième campagne d'essais sont donnés par Figure 4-28 et Figure 4-29. La tension du bus continu, la tension aux bornes de l'alimentation stabilisée et la tension aux bornes

du module de supercondensateurs sont représentées sur la figure 4-28. Le courant demandé par la charge, le courant fourni par l'alimentation stabilisée et le courant dans le module de supercondensateurs sont illustrés sur la figure 4-29. Nous remarquons que la tension du bus continu est bien régulée excepté quelques pics qui apparaissent pendant la variation brusque du courant de charge. Le module de supercondensateurs fournit de la puissance à la charge quand le courant de celle-ci devient important. L'alimentation stabilisée cesse de charger le module de supercondensateurs une fois que sa tension atteint la tension de charge  $V_{scap} = 21 \text{ V}$ .

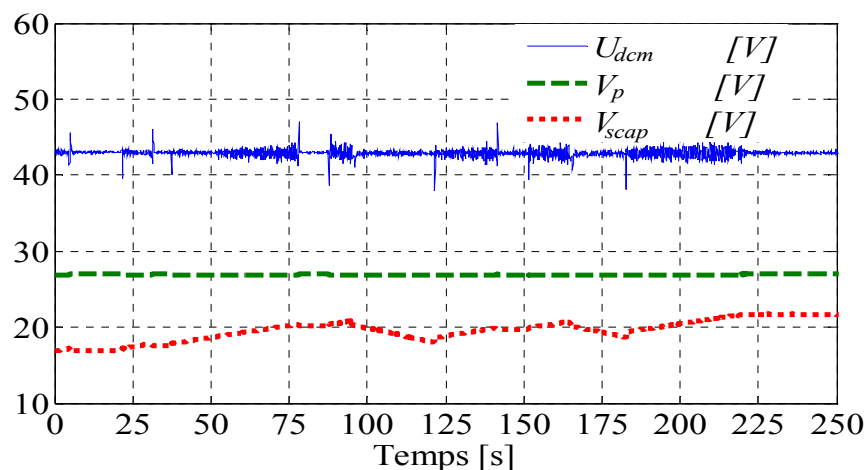


Figure 4-28 : Tensions dans les convertisseurs de la maquette (deuxième compagnie)

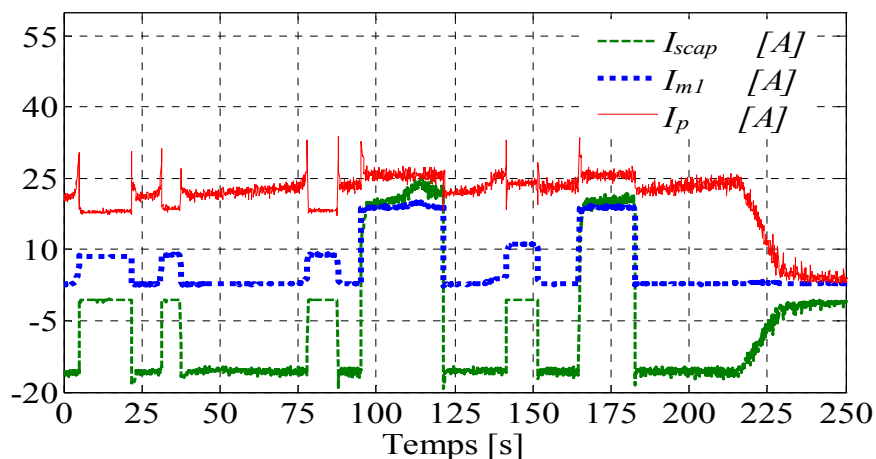


Figure 4-29 : Courants dans les convertisseurs de la maquette (deuxième compagnie)

Pour conclure, nous remarquons que la commande des deux convertisseurs par mode de glissement a été effectuée avec succès. La tension du bus continu est bien régulée excepté quelques pics de tension (qui se produisent pendant la variation brusque du courant de charge).

Le transfert de l'énergie des sources vers la charge via les deux convertisseurs a été réalisé sans poser de problèmes de régulation de la tension du bus continu.

Les résultats d'un essai où l'alimentation stabilisée est remplacée par la pile Nexa sont donnés par Figure 4-30 et Figure 4-31. Figure 4-30 présente la tension du bus continu, la tension aux bornes de la pile et la tension aux bornes du module de supercondensateurs. Le courant de la charge, le courant fourni par la pile et le courant dans le module des supercondensateurs sont sur Figure 4-31. On constate que la tension du bus continu est bien réglée et que le module des supercondensateurs fourni de la puissance à la charge quand le courant de celle-ci dépasse 12 A. Les supercondensateurs sont chargés par la pile via le bus continu.

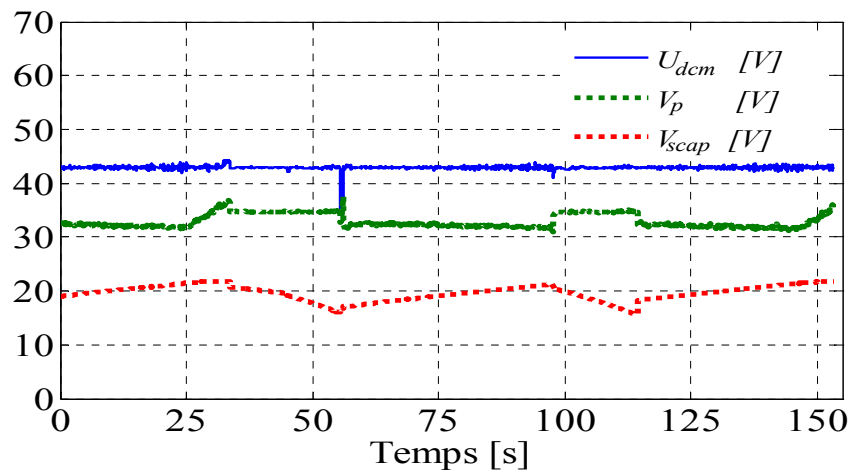


Figure 4-30 : Tensions dans les convertisseurs de la maquette (essai avec la pile)

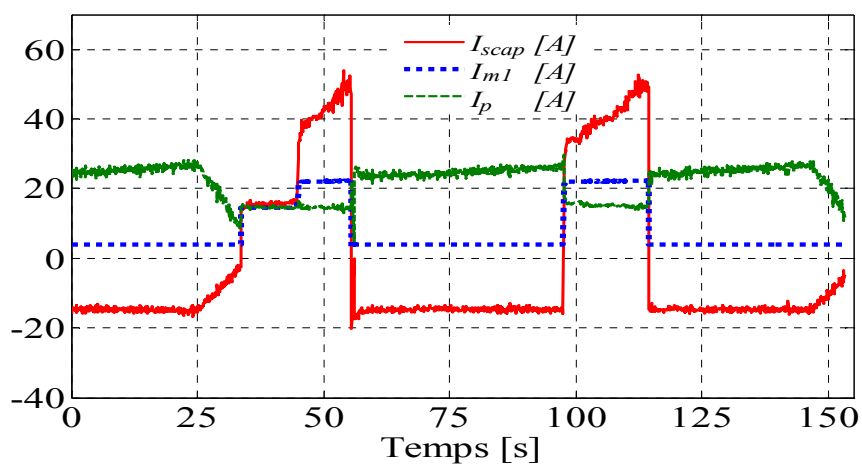


Figure 4-31 : Courants dans les convertisseurs de la maquette (essai avec la pile)

### 4.5 Commande optimale associée à la commande par mode de glissement

Dans le chapitre 3 nous avons traité de la gestion d'énergie dans le véhicule par la commande optimale. À partir de celle-ci nous avons pu établir la formule qui permet de calculer le courant de référence que doit débiter ou absorber le module des supercondensateurs. Maintenant, il reste à commander les convertisseurs DC-DC (Boost et Buck-Boost) (voir Figure 4-30) connectés entre les sources (pile à combustible et le module des supercondensateurs) et la charge pour forcer les sources d'énergie à suivre les trajectoires optimales. Par ailleurs, les paragraphes précédents de ce chapitre ont été dédiés à la commande par mode de glissement appliquée à la régulation des convertisseurs DC-DC (Boost et Buck Boost) de la maquette et nous avons prouvé sa précision et sa robustesse à travers la simulation et des résultats expérimentaux. L'objectif de ce paragraphe est d'associer la commande optimale à la commande mode de glissement.

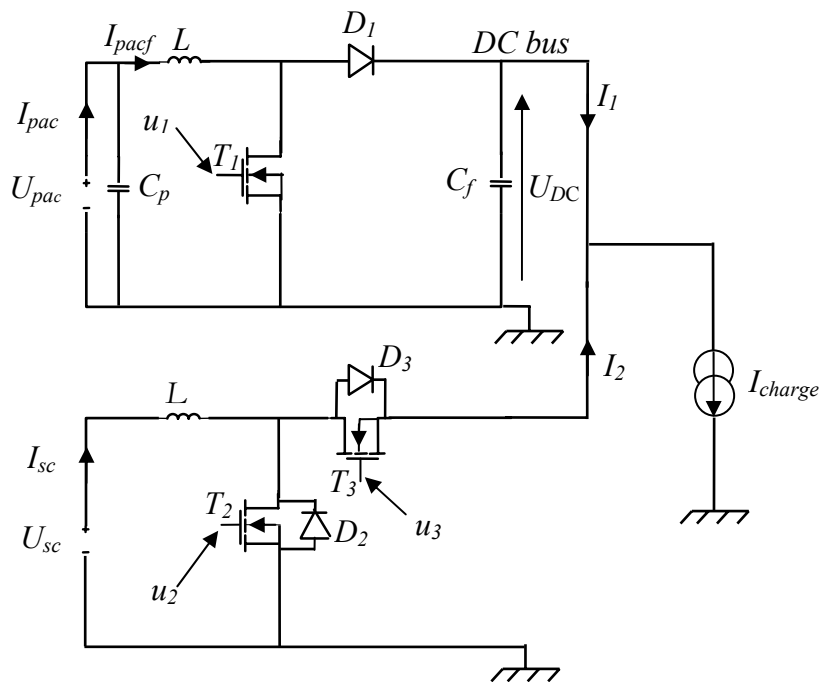


Figure 4-32 : Convertisseurs Boost et Buck-Boost du véhicule

$u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  représentent les signaux de commande des transistors respectivement  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$ . Quand le deuxième convertisseur (lié au module de supercondensateurs) fonctionne en Boost, c'est la commande  $u_2$  qui est active. Quand il fonctionne en Buck c'est la commande  $u_3$  qui est active. Nous avons évoqué la commande des convertisseurs par mode de glissement pour imposer des trajectoires de références. En fait la tension du bus continu  $U_{DC}$  doit être régulée à  $\bar{U}_{DCe} = 400V$  par le convertisseur lié à la pile alors que le convertisseur lié aux



supercondensateurs permet d'imposer la trajectoire de courant de référence des supercondensateurs  $I_{scf}^*$  généré par la commande optimale. Pour appliquer la commande mode de glissement, nous avons défini trois surfaces de glissement. La première consiste à commander le convertisseur lié à la pile, elle est définie par :

$$\sigma_1 = 0.8(U_{DC} - \bar{U}_{DCe}) + (I_{pacf} - I_{pacfe}) + 0.6 \int (U_{DC} - \bar{U}_{DCe}) dt \quad (4-58)$$

Les coefficients de la surface de glissement (4-58) vérifient les conditions de stabilités exprimées par (4-46).

Le courant de référence de la pile  $\bar{I}_{pace}$  est exprimé par :

$$\bar{I}_{pace} = \frac{\left[ I_{charge} \bar{U}_{DCe} - \left( \frac{I}{C_{sc}} Q_{sc} - R_{sc} I_{scf}^* \right) I_{scf}^* \right]}{U_{pac}} \quad (4-59)$$

Le courant de référence du module de supercondensateurs  $I_{scf}^*$  est exprimé par :

$$I_{scf}^* = \begin{cases} \frac{\frac{Q_{sc}}{C_{sc}} - \sqrt{\left(\frac{Q_{sc}}{C_{sc}}\right)^2 - 4(P_{ch} - P_{pac\lim})R_{sc}}}{2R_{sc}} & si: \frac{dP_{pac\cal}}{dt} \\ I_{scac}^* & si: \frac{dP_{pac\cal}}{dt} \end{cases}$$

avec  $P_{pac\cal} = P_{ch} - \frac{I}{C_{sc}} Q_{sc} I_{scac}^* + R_{sc} I_{scac}^{*2}$  et  $P_{pac\lim}$  est calculée à partir  $P_{pac\cal}$  en fixant la

penne de la puissance de la pile :  $\frac{dP_{pac\cal}}{dt} = c_{ac}$  et  $I_{scac}^*$  est exprimé par (3-63)

La deuxième et la troisième surfaces de glissement ont été utilisées pour commander le convertisseur lié aux supercondensateurs. La deuxième surface de glissement est employée dans le cas où les supercondensateurs fournissent de l'énergie à la charge et cela quand  $I_{scf}^* \geq 0$ . Elle est définie par :

$$\sigma_2 = I_{sc} - I_{scf}^* \quad (4-60)$$

La troisième surface de glissement est employée dans le cas où les supercondensateurs absorbent de l'énergie de la charge et cela quand  $I_{scf}^* < 0$ . Elle est définie par :

$$\sigma_3 = -I_{sc} + I_{scf}^* \quad (4-61)$$

La fréquence des signaux de commande  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  des transistors respectivement  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  est fixée à  $f = 15 \text{ kHz}$ .

Les rapports cycliques des signaux de commande  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  sont exprimés respectivement par :

$$\bar{u}_{1dc} = \begin{cases} 0.9 & \text{si } \sigma_1 < 0 \\ 0.1 & \text{si } \sigma_1 > 0 \end{cases}$$

,

$$\bar{u}_{2dc} = \begin{cases} 0.9 & \text{si } \sigma_2 < 0 \\ 0.1 & \text{si } \sigma_2 > 0 \end{cases}$$

et

$$\bar{u}_{3dc} = \begin{cases} 0.9 & \text{si } \sigma_3 < 0 \\ 0.1 & \text{si } \sigma_3 > 0 \end{cases}$$

Nous avons effectué une simulation de la commande optimale associée à la commande mode de glissement pour établir la gestion d'énergie dans le système électrique du véhicule (voir Figure 4-30). Nous avons considéré deux portions du profil de vitesse qui correspond au cycle européen NEDC (voir Figure 3-12). Les résultats de la simulation effectuée sur la première portion (voir Figure 4-33) sont donnés par Figure 4-34 et Figure 4-35.

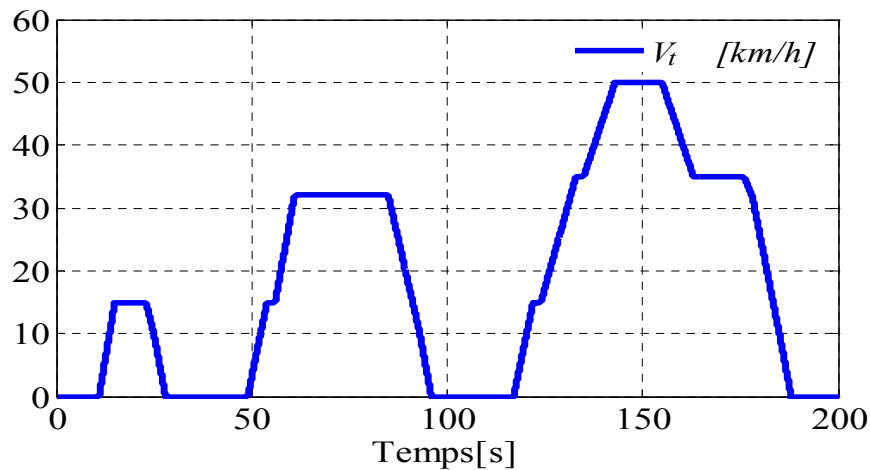


Figure 4-33 : Portion du cycle européen de vitesse NEDC

La tension du bus continu, la tension de la pile et la tension aux bornes du module de supercondensateurs sont montrées sur Figure 4-34.

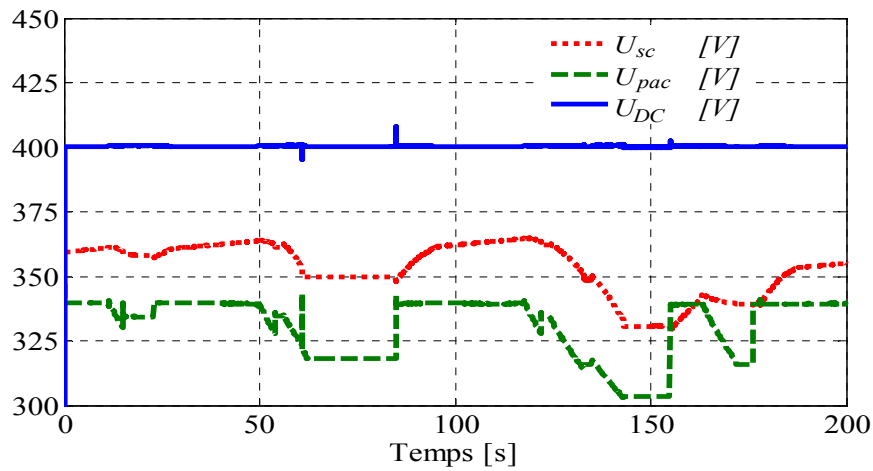


Figure 4-34 : Tensions dans les convertisseurs du véhicule (première simulation)

Le courant dans la charge, le courant fourni par la pile et le courant dans le module des supercondensateurs sont montrés sur Figure 4-35.

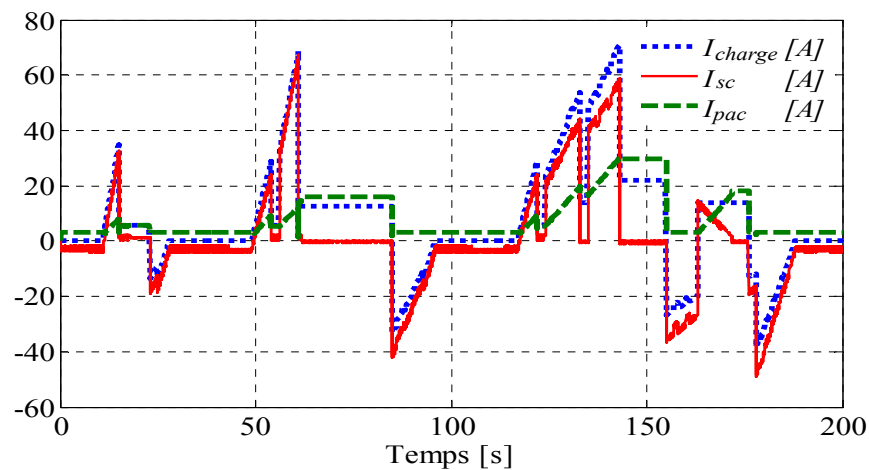


Figure 4-35 : Courants dans les convertisseurs du véhicule (première simulation)

Nous remarquons que la tension du bus continu est réglée à  $400V$  et les contraintes sur la puissance de la pile sont respectées.

Les résultats de la simulation effectuée sur la deuxième portion du cycle européen NEDC (voir Figure 4-36) sont donnés par Figure 4-37 et Figure 4-38.

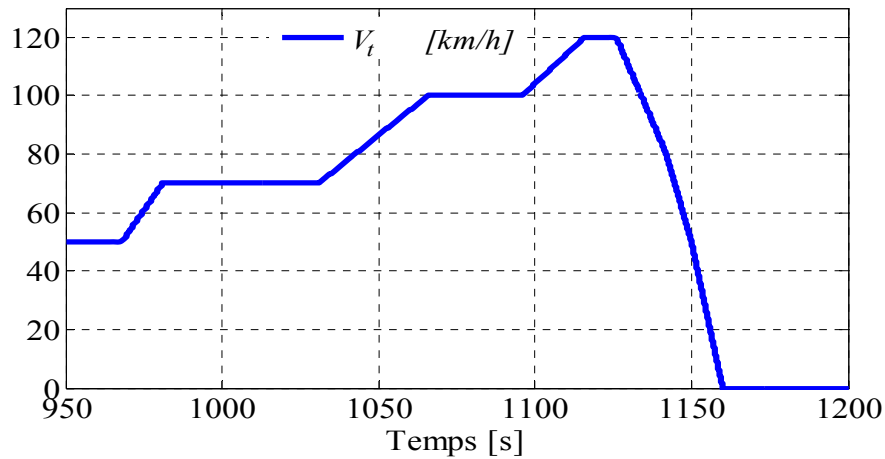


Figure 4-36 : Portion du cycle européen de vitesse NEDC

La tension du bus continu, la tension de la pile et la tension aux bornes du module de supercondensateurs sont montrées sur Figure 4-37.

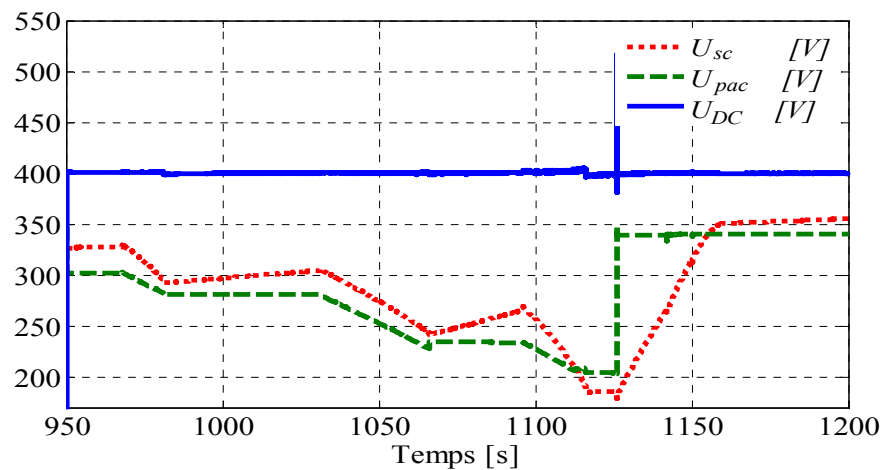


Figure 4-37 : Tensions dans les convertisseurs du véhicule (deuxième simulation)

Le courant dans la charge, le courant fourni par la pile et le courant dans le module des supercondensateurs sont montrés sur Figure 4-38.

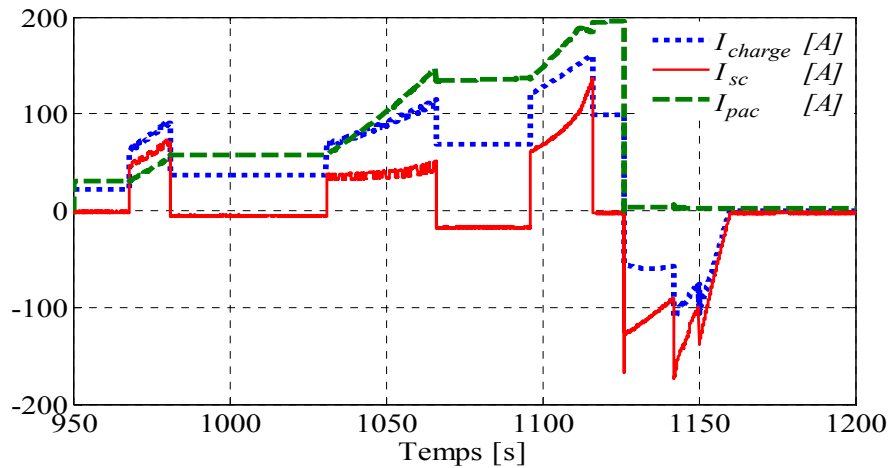


Figure 4-38 : Courants dans les convertisseurs du véhicule (deuxième simulation)

Nous remarquons que la tension du bus continu est réglée à  $400V$  avec quelques pics dus au grande variation de niveau de courant de charge. Les contraintes sur la puissance de la pile sont respectées. La tension du module des supercondensateurs s'est stabilisée à sa valeur de référence.

#### 4.6 Conclusion

La simulation et la réalisation de la commande par mode de glissement appliqué aux deux convertisseurs DC-DC (Boost et Buck-Boost) de la maquette ont été effectuées avec succès. L'introduction de l'action intégrale dans la surface de glissement a permis d'améliorer la précision et la robustesse de la commande.

Pour assurer le transfert d'énergie vers la charge sans chevauchement. Le pilotage des deux convertisseurs couplés, a permis de prouver la robustesse de la commande.

Une nouvelle stratégie de la gestion de l'énergie dans un véhicule à pile à combustible est présentée également dans ce chapitre. Cette stratégie regroupe les qualités de deux commandes. Il s'agit de l'association de la commande optimale et de la commande par mode de glissement. Les simulations ont permis de montrer la complémentarité entre ces deux commandes.



## Conclusion générale

Ce travail de thèse s'inscrit dans les travaux menés à l'institut FCLAB sur le thème « Optimisation de la gestion d'énergie dans un véhicule électrique à pile à combustible ». Il avait pour objectif d'établir une nouvelle loi de gestion d'énergie robuste et optimale à la fois, permettant d'améliorer les performances du véhicule en termes d'accélération et longévité de la pile à combustible. Dans ce volet, la commande optimale sous contraintes a été adoptée au vu de son efficacité et de son adaptabilité aux systèmes à multi-paramètres dont l'identification est imprécise. Elle a permis d'établir une gestion optimale de l'énergie provenant de la pile à combustible et des supercondensateurs en tenant compte des contraintes subies par celle-ci.

Les sources d'énergie utilisées à bord du véhicule à pile à combustible sont :

- Une pile à combustible de type PEM.
- Un module de supercondensateurs.

L'utilisation des supercondensateurs a montré leur possibilité à répondre à des demandes de puissance de plus en plus importante à bord du véhicule. Les deux sources d'énergie sont connectées au bus continu via deux convertisseurs DC-DC. Ces convertisseurs ont permis de réguler la tension du bus continu et de gérer le transfert de la puissance vers la charge.

Un travail de dimensionnement et de modélisation des sources d'énergie (pile à combustible +supercondensateurs) a été établi. Les caractéristiques des sources considérées sont celles du véhicule Hy power Bora. La validation des lois de commandes a été faite sur une maquette à échelle réduite. Elle est constituée de deux convertisseurs DC-DC (Boost et Buck-Boost). Les sources d'énergie utilisées sont une pile à combustible Nexa de  $1.2 kW$  et un module de supercondensateurs de type Boostcap  $2600 F$  constitué de 10 cellules en série. L'identification des paramètres du circuit équivalent du module de supercondensateurs a été effectuée en analysant la réponse en tension du module suite à l'application des échelons de courant. La modélisation de la pile Nexa a été faite par un circuit équivalent. Les paramètres de ce circuit ont été identifiés en appliquant différents échelons de courant à l'entrée de la pile.

La simulation et la réalisation de la commande par mode de glissement appliqué aux deux convertisseurs DC-DC de la maquette ont été effectuées avec succès. L'introduction de l'action

intégrale dans la surface de glissement a permis d'améliorer la précision et la robustesse de la commande.

L'association de la commande optimale avec la commande par mode de glissement a permis aux convertisseurs DC-DC du véhicule de forcer le système (pile à combustible-supercondensateurs) à suivre les trajectoires de référence fournies par la commande optimale. Cette nouvelle stratégie de la gestion d'énergie dans le véhicule à pile à combustible regroupe les qualités de deux commandes. Les simulations ont permis de montrer la complémentarité entre ces deux commandes.

En perspective, il serait intéressant de tester la stratégie « commande optimale-mode de glissement » dans un simulateur de véhicule à pile à combustible. Il s'agit de deux sources d'énergies : une pile à combustible et des supercondensateurs connectés à deux convertisseurs DC-DC, un onduleur et une machine synchrone ou asynchrone. Le point essentiel pour le bon fonctionnement de ce simulateur est étroitement lié au calculateur qui devra être doté d'une forte puissance de calcul et d'un organe de commande qui fonctionne à fréquence d'horloge très élevée.



## Bibliographie

- [1] Warren T. Jones “Hybrid Vehicle Technologies”, [www.PDHonline.org](http://www.PDHonline.org). PDH Course G208, Warren T. Jones © 2007.
- [2] Robert Rose and William Vincent “Fuel Cell Vehicle World Survey 2003” Report prepared in Breakthrough Technologies Institute Washington, D.C. 20006, February 2004.
- [3] Philippe Stevens, Frédéric Novel-Cattin, Abdel Hammou, Claude Lamy et Michel Cassir “Pile à Combustible” Techniques de l’ingénieur, Dossier: D3 340, Août 2000
- [4] James Larminie and Andrew Dicks “Fuel Cell Systems Explained” 2nd ed, John Wiley & Sons, West Sussex 2003.
- [5] Claus Aabjerg Andersen, Morten Olesen Christensen and Anders Risum Korsgaard “Design and Control of Fuel Cell System for Transport Application” Project in Aalborg University, Project Group: EMSD 10 - 11A, Project Period: September 2001 - June 2002
- [6] H. Maker, Modélisation d’une pile à combustible de type PEM, Master Degree, Université de Franche-Comté, 2004.
- [7] Karl-Heinz Hauer “Dynamic Interaction between the Electric Drive Train and Fuel Cell System for the Case of an Indirect Methanol Fuel Cell Vehicle” IEEE, Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, Vol. 2, pp. 1317-1325, (ISBN: 1-56347-375-5), 2000.
- [8] Meena Sundaresan, Sitaram Ramaswamy and Robert M. Moore “Steam Reformer/Burner Integration and Analysis for an Indirect Methanol Fuel Cell Vehicle” IEEE, Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, vol. 2, pp. 1367 – 1371, July 2000.
- [9] Dr. Timothy and E. Lipman “Manufacturing and Lifecycle Costs of Battery Electric Vehicles, Direct-Hydrogen Fuel Cell Vehicles, and Direct-Methanol Fuel Cell Vehicles” IEEE, Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, vol. 2, pp. 1352 - 1358, July 2000.
- [10] Anthony R. Eggert, David Friedman, P. Badrinarayanan, S. Ramaswamy and K. Heinz-Hauer “Characteristics of an indirect-methanol fuel cell system” IEEE, Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, vol. 2, pp. 1326 - 1332, July 2000.
- [11] Sitaram Ramaswamy, Meena Sundaresan, Anthony Eggert, Robert M. Moore “System Dynamics and Efficiency of the Fuel Processor for an Indirect Methanol Fuel Cell Vehicle” IEEE, Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, vol. 2, pp. 1317 - 1325, July 2000.
- [12] Kaushik Rajashekara “Propulsion System Strategies for Fuel Cell Vehicles,” SAE 2000 World Congress, Detroit, Michigan, March 2000.

- [13] Kaushik Rajashekara “Power Conversion and Control Strategies for Fuel Cell Vehicles” IEEE, (ISBN: 0-7803-7906-3), vol. 3, pp. 2865- 2870, 2003.
- [14] A. Emadi, and S. S. Williamson “Fuel Cell Vehicles: Opportunities and Challenges” IEEE, (ISBN: 0-7803-8465-2), Vol. 2, pp. 1640- 1645, June 2004.
- [15] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng, and D. J. Adam “Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles” IEEE, vol. 22, pp. 1453 – 1463, July 2007.
- [16] H. Y. Cho, W. Gao, and H. L. Ginn “A New Power Control Strategy for Hybrid Fuel Cell Vehicles” IEEE, (ISBN: 0-7803-8538-1), pp. 159- 166, October 2004.
- [17] Sheldon S. Williamson and Ali Emadi “Comparative Assessment of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles Based on Comprehensive Well-to-Wheels Efficiency Analysis” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, No. 3, May 2005.
- [18] John M. Miller, J-N-J Miller and Richard Smith “Ultracapacitor Assisted Electric Drives for Transportation” Maxwell Technologies, www.maxwell.com, White Papers (2004).
- [19] Hamid Gualous et Roland Gallay “Applications des supercondensateurs” Techniques de l'ingénieur, Dossier: D3 335, Août 2007.
- [20] T. Dietrich “UltraCaps-a new energy storage device for peak power applications” 18th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition Berlin, Germany (2001) CD ROM.
- [21] A. Schneuwly and R. Smith “Ultracapacitor to Address Power and Redundancy Needs of Vehicles,” 21st Electric Vehicle Symposium, Monaco, 2005.
- [22] R. Kötz, M. Bäertschi, F. Büchi, R. Gallay<sup>1</sup>, Ph. Dietrich “Hy.Power - A Fuel Cell Car Boosted with Supercapacitors” The 12th International Seminar on Double Layer Capacitors and Similar Energy Storage Devices, Deerfield Beach, USA, December 2002.
- [23] P. Dietrich, F. Büchi, A. Tsukada, M. Bäertschi, R. Kötz, G. G. Scherer, P. Rodatz, O. Garcia, M. Ruge, M. Wollenberg, P. Lück, A. Wiartalla, C. Schönfelder, A. Schneuwly and P. Barrade “Hy.Power-A technology platform combining a fuel cell system and a supercapacitor” Handbook of Fuel Cells-Fundamentals, Technology and Applications (ISBN: 0-471-49926-9), John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 2003.
- [24] Renaut Mosdale, “Transport électrique routier - Véhicules électriques à pile à combustible, ” Techniques de l'ingénieur, Dossier: D5 570, Mai 2003.
- [25] Jérôme Lachaize “Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Combustible (PAC) destinés à la traction”, Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2004.

- [26] Timothy Skavarenina “The Power Electronics Handbook” Industrial Electronics Series Editor: J. David Irwin, Auburn University. © 2002 by CRC Press LLC.
- [27] L. Zubieta, R. Bonert “Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications” Transactions on Industry Applications, IEEE, vol. 36, Issue. 1, pp. 199-205, Feb 2000.
- [28] L. Zubieta, R. Bonert “Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications” IEEE-IAS’98, 1149-1154, 1998.
- [29] Mamado Bailo camara “ Supercondensateurs pour échange dynamique d’énergie à bord du véhicule électrique hybride, modélisation, étude des convertisseurs et commande,” Thèse, de l’Université de Franche-Comté, 2007.
- [30] Timothy Skavarenina. “The Power Electronics Handbook” Industrial Electronics Series Editor: J. David Irwin, Auburn University. © 2002 by CRC Press LLC.
- [31] Rashid, M. “Power Electronics Handbook” Publisher by Academic, Press, 2001.
- [32] Jean-Noel Marie-Francoise “Contribution à la commande neuronale et à la gestion d’énergie d’un système hybride batterie-supercondensateur ” Thèse de l’Université de Franche-Comté, 2004.
- [33] Chan-chiao Lin, Huei Peng, J.W.Grizzle, Power management strategy for a parallel hybrid electric truck, proceeding of the 2002 Mediterranean control Conference, Lisbon, Portugal, July 2002.
- [34] Chan-chiao Lin, Zoran Filipi, Yougsheng Wang, Loucas Louca, Huei Peng, Dennis Assanis and Jeffrey Stein “Integrated, feed-forward hybrid electric vehicle simulation in Simulink and its use for power management studies” SAE, Paper no. 2001-01-1334, 2001.
- [35] D. Assanis, G. Delagrammatikas, R. Fellini, J. Liedtke, N. Michelena, P. Papalambros, D. Reyes, D. Rosenbaum, A. Sales and M. Sasena “An optimization approach to hybrid electric propulsion system design” Mechanics Based Design of Structures and Machines, vol. 27, Issue. 4, pp. 393 – 421, 1999.
- [36] B.A. Kalan, H.C.Lovatt, M. Brothers, V.Buriak “System design and development of hybrid electric vehicles” IEEE, Power Electronics Specialists Conference, (ISBN: 0-7803-7262-X), vol. 2, pp. 768- 772, Australia 2002.
- [37] Arun Rajagopalan, Gregory Washington, Giorgio Rizzoni and Yann Guezennec “Developpment of fuzzy logic and neural network control and advanced emissions modelling for parallel hybrid vehicles” Center for Automotive Research, Intelligent Structures and Systems Laboratory, The Ohio-State University Columbus OH 43210, December 2001.

- [38] Ardalan Vahidi, Anna Stefanopoulou, Huei Peng “Model predictive control for starvation prevention in a hybrid fuel cell system” IEEE, (ISBN 0-7803-8335-4), vol. 6, pp. 834-839, Etats-Unis, 2004.
- [39] M.J.West, C.M.Bingham and N.Schofield, “Predictive Control for Energy Management in All/More Electric Vehicle with Multiple Energy Storage Units” IEEE, (ISBN 0-7803-7817-2), vol. 1, pp. 222- 228, June 2003.
- [40] Juan W. Dixon, Micah Ortúzar and Jorge Moreno “Monitoring System for Testing the Performance of an Electric Vehicle Using Ultracapacitors” Electric Vehicle Symposium, EVS19, Busan, Corea, October 2002.
- [41] Micah Ortúzar, Juan Dixon and Jorge Moreno “Energy Management System for an Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, April 2006
- [42] Scordia Julien “Approche systématique de l’optimisation du dimensionnement et de l’élaboration de lois de gestion d’énergie de véhicules hybrides” Thèse de l’Université Henri Poincaré à Nancy 1, 2004.
- [43] Stegel, R., “Optimal Control and Estimation”. Publisher by Dover Pubns, 1994.
- [44] Abou-Kandil Hisham “La commande optimale des systèmes dynamiques” (Traité IC2, série Systèmes automatisés), 2004.
- [45] M. Ghribi, Y. Dube, K. Al-Haddad and V. Rajagopalan “Robust Optimal Control Of A D.C.Motor” IEEE, vol.1, pp. 468-473, San Diego, CA, USA, Oct 1989.
- [46] Gholamreza Nakhaie-Jazar “Time And Energy Optimal Control By A New Way Based On Central Difference Approximation Of Equation Of Motion With Application To Robot Control” IEEE, (ISBN 0-7803-1872-2), vol.1, pp. 377-382, Vancouver, B.C., September 1993.
- [47] Christos G. Cassandras, David L. Pepyne, and Yorai Wardi, “Optimal Control of Systems with Time-Driven and Event-Driven Dynamics” IEEE, (ISBN: 0-7803-4394-8), vol. 1, pp. 7-12, Tampa, Florida USA, December 1998.
- [48] Corneliu Botan, Alexandru Onea, “A Fixed End-Point Problem for an Electrical Drive System” IEEE, (ISBN 0-7803-5662-4), vol.3, pp. 1345-1349), Bled, Slovenia, 1999.
- [49] A. Kleimaier, D. Schroder, “Optimization Strategy for Design and Control of a Hybrid Vehicle” IEEE, (ISBN: 0-7803-5976-3), pp. 459-464, April 2000.
- [50] Chan-Chiao Lin, Huei Peng, Jessy W. Grizzle, Fellow, IEEE, and Jun-Mo Kang “Power Management Strategy for a Parallel Hybrid Electric Truck” IEEE Transactions On Control Systems Technology, vol. 11, no. 6, November 2003.

- [51] Bernard J., Delprat S., Buechi F. Guerra T.M. “Global Optimisation in the power management of a Fuel Cell Hybrid Vehicle (FCHV)” IEEE, (ISBN: 1-4244-0159-3), pp. 1-6, September 2006.
- [52] Ramón Leyva, Luis Martínez-Salamero “Linear state-feedback control of a boost converter for large-signal stability” IEEE, vol. 48, Issue: 4, pp. 418-424, April 2001.
- [53] Silva Hiti and DuHan Borojevic, “Robust Nonlinear Control for Boost Converter” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, No. 6, November 1995.
- [54] Yan-Fei Liu and Paresh C. Sen, “Large-Signal Modeling of Hysteretic Current-Programmed Converters” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, No. 3, May 1996.
- [55] Hebertt Sira-Ramirez and Miguel Rios-Bolivar, “Sliding Mode Control of dc-to-dc Power Converters via Extended Linearization” IEEE Transactions on Circuits and Systems-i: Fundamental Theory and Applications, vol. 41, No. 10, October 1994.
- [56] Hebertt Sira-Ramirez “Sliding Motions in Bilinear Switched Networks” IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. cas-34, No. 8, august 1987.
- [57] Utkin V.I. “Sliding Mode Control Optimization,” Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [58] Luis Martínez-Salamero, Javier Calvente, Roberto Giral, Alberto Poveda, and Enric Fossas, “Analysis of a Bidirectional Coupled-Inductor Cuk Converter Operating in Sliding Mode,” IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol. 45, No. 4, April 1998.
- [59] René Husson., “Méthode de commande des machine électrique,” Lavoisier, Paris, France 2003.
- [60] S.C. Tan, Y.M. Lai, C.K. Tse and M.K.H. Cheung, “A pulse-width-modulation based sliding mode controller for buck converters” 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, (ISBN 0-7803-8399-0), pp. 3647-3653, Aachen, Germany, 2004.
- [61] Miguel Castilla, Luis García de Vicuña, Josep María Guerrero, José Matas, and Jaume Miret, “Sliding-Mode Control of Quantum Series-Parallel Resonant Converters via Input-Output Linearization” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, No. 2, April 2005.
- [62] Yuri B. Shtessel, Alan S. I. Zinober and Ilia A .Shkolnikov “Boost and Buck-Boost Power Converter Control via Sliding Mode Using Sliding Dynamic Manifold” IEEE, (ISBN 0-7803-7516-5), vol. 3, pp. 2456- 2461, Las Vegas, Nevada USA, December 2002.
- [63] Buhler.H “Réglage par mode de glissement” Complément au traité d’électricité, presse polytechnique romande, Lausanne, suisse, 1986.

- [64] H. Maker, H. Gualous, R. Outbib “Sliding Mode Control with Integral of Boost Converter by Microcontroller” IEEE CCA/CACSD/ISIC, Munchen, Germany 2006.

