

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1**

**FACULTÉ DE TECHNOLOGIE**

**THESE**

Présentée au Département d'Electronique

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT EN SCIENCES**

Option: Electronique

Par

**HEDDAD Ouarda**

**THÈME**

**Contribution à la Gestion Optimale de l'énergie d'un  
Véhicule Electrique Hybride**

Soutenue le 01 / 12 / 2022 devant le Jury:

|                               |                   |   |                           |
|-------------------------------|-------------------|---|---------------------------|
| <b>FERHAT HAMIDA Abdelhak</b> | <b>Professeur</b> | <b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>                   | <b>Président</b>          |
| <b>ZIET Lahcene</b>           | <b>Professeur</b> | <b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>                   | <b>Directeur de thèse</b> |
| <b>CHEMALI Hamimi</b>         | <b>Professeur</b> | <b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>                   | <b>Examineur</b>          |
| <b>GUERMAT Noubel</b>         | <b>Professeur</b> | <b>Université Mohamed Boudiaf M'Sila</b>            | <b>Examineur</b>          |
| <b>SOUKKOU Ammar</b>          | <b>M.C.A</b>      | <b>Université Mohammed Seddik Benyahia, Jijel</b>   | <b>Examineur</b>          |
| <b>BOUCHAMA Ziyad</b>         | <b>M.C.A</b>      | <b>Université Mohammed Elbachir ElIbrahimi, BBA</b> | <b>Examineur</b>          |

## *Remerciements*

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande Industrielle LEPCI, département d'électronique, université Ferhat Abbas de Sétif 1.

J'adresse mes remerciements en premier lieu, à **ALLAH** tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et surtout la patience qui m'a donné pour mener ce travail à terme.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance, ma considération et mes grands remerciements à monsieur le Professeur **Lahcene ZIET** pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, une grande disponibilité et beaucoup d'encouragements.

Je remercie très sincèrement, monsieur le Professeur **Abdelhak FERHAT HAMIDA**, de l'université de Sétif, de m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également monsieur le Professeur **Hamimi CHEMALI**, de l'université de Sétif, monsieur le Professeur **Noubeil GUERMAT**, de l'université de M'sila, monsieur le Docteur **Ammar SOUKKOU**, maître de conférence, de l'université de Jijel et monsieur le Docteur **Ziyad BOUCHAMA**, maître de conférence de l'université de BBA, pour m'avoir fait l'honneur de faire part du jury de ce travail.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer ma reconnaissance envers, monsieur le Docteur **Tewfik BEKKOUCHE**, Maitre de conférence de l'université de BBA

Que madame le Docteur **Yamina TIGHILT**, maître de conférence de l'université de Sétif, trouve ici l'expression de ma gratitude et ma reconnaissance pour son aide, ses encouragements et ses conseils.

J'exprime mes remerciements également, à madame le Docteur **Fahima KHALED**, Maitre de conférence de l'université de BBA.

J'adresse également mes sincères remerciements à mes amis **Hayet** et **Ghania** pour leur soutien et leurs encouragements.

Que mes parents, mon mari, mes frères et sœurs, toute ma famille et tous mes ami(e)s trouvent ici l'expression de ma gratitude et mes remerciements pour leur soutien et leurs encouragements.

Je tiens à remercier aussi mes collègues de l'université de Sétif, de l'université de Bejaia et de l'université de BBA pour leur soutien durant toutes ces années.

*Merci à toutes et à tous...*

*Je dédie ce modeste travail :*

*À ma très chère mère Khadra*

*À la mémoire de mon très cher père Mohammed*

*À mon mari et mes enfants*

*À mes frères et sœurs et leurs enfants*

*À mes enseignants et mes ami(e)s.*

---

---

## Table de matière

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Table de matière</b>   | <b>I</b>  |
| <b>Liste des abréviations</b>   | <b>V</b>  |
| <b>Liste des figures</b>  | <b>VI</b> |
| <b>Liste des tableaux</b>   | <b>X</b>  |
| <b>Introduction générale</b>  | <b>1</b>  |
| <b>1 Généralités sur l'étage d'alimentation d'un véhicule hybride à SYSPAC/SC</b> | <b>6</b>  |
| 1.1 Introduction  | 6         |
| 1.2 Principe et propriétés du véhicule électrique hybride                         | 6         |
| 1.2.1 Caractérisation d'un véhicule électrique hybride                            | 6         |
| 1.2.2 Éléments constituant un véhicule hybride à SYSPAC                           | 7         |
| 1.2.3 Degré d'hybridation   | 8         |
| a. Hybride rechargeable   | 9         |
| b. Full Hybride   | 10        |
| 1.2.4 Architectures du véhicule électrique hybride                                | 10        |
| 1.2.5 Mode de fonctionnement du véhicule électrique hybride                       | 11        |
| 1.2.6 Différents blocs du véhicule électrique hybride                             | 11        |
| 1.2.7 Avantages et inconvénients du véhicule électrique hybride                   | 12        |
| 1.3 Éléments de stockage de l'énergie électrique                                  | 12        |
| 1.3.1 Batterie d'accumulateurs  | 12        |
| 1.3.2 Supercondensateur : principe de fonctionnement                              | 13        |
| 1.3.3 Choix entre la batterie et le supercondensateur                             | 14        |
| 1.4 Pile à combustible  | 15        |
| 1.4.1 Principe de fonctionnement de la PAC  | 15        |
| 1.4.2 Différents types d'une PAC et ses applications                              | 16        |
| 1.4.3 PAC à membrane polymère échangeuse de protons                               | 18        |
| 1.4.3.1 Structure d'une cellule élémentaire d'une PACPEM                          | 18        |
| 1.4.3.2 Structure d'un stack d'une PACPEM   | 18        |
| 1.4.3.3 Modularité d'un stack   | 19        |
| 1.5 Véhicule hybride à système PAC  | 20        |
| 1.5.1 Modes d'opérations du groupe motopropulseur dans un VHSP                    | 21        |
| 1.5.2 Cycle NEDC et modes d'opérations  | 23        |
| 1.5.3 Présentation du VHSP considéré  | 24        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| 1.6      | Adaptation des tensions de l'étage d'alimentation à la charge                              | 25        |
| 1.6.1    | Convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost   | 25        |
| 1.6.2    | Mode de fonctionnement des convertisseurs  | 25        |
| 1.6.3    | Association PAC / SC avec les convertisseurs DC/DC   | 26        |
| 1.6.4    | Convertisseur Boost connecté à la PAC  | 26        |
| 1.6.5    | Convertisseur Buck-Boost connecté aux SCs  | 27        |
| 1.6.6    | Hybridation des sources d'énergies et embarquement des convertisseurs                      | 28        |
| 1.7      | Conclusion   | 29        |
| <b>2</b> | <b>Modélisation et simulation de l'étage de puissance d'un véhicule électrique hybride</b> | <b>31</b> |
| 2.1      | Introduction   | 31        |
| 2.2      | Modélisation et dimensionnement d'une PAC  | 31        |
| 2.2.1    | Caractéristiques de polarisation d'une PACPEM  | 32        |
| 2.2.1.1  | Région de basses densités de courant   | 34        |
| 2.2.1.2  | Région de moyennes densités de courant   | 35        |
| 2.2.1.3  | Région de hautes densités de courant   | 37        |
| 2.2.2    | Polarisation réelle totale   | 37        |
| 2.2.3    | Dimensionnement du stack   | 38        |
| 2.3      | Comportement du SYSPAC vis à vis des variations de la température et de la surface         | 39        |
| 2.3.1    | Caractéristique tension/courant d'une cellule  | 39        |
| 2.3.2    | Densité de puissance d'une cellule   | 40        |
| 2.3.3    | Rendement d'une cellule  | 41        |
| 2.3.4    | Caractérisation de la PACPEM sous l'influence d'autres paramètres de fonctionnement        | 42        |
| 2.4      | Modélisation du supercondensateur  | 45        |
| 2.4.1    | Modélisation des SCs   | 45        |
| 2.4.2    | Prototype d'un pack SC   | 46        |
| 2.5      | Vérification du modèle SC et résultats de simulation                                       | 49        |
| 2.6      | Modélisation du VHSP et estimation de la puissance demandée                                | 50        |
| 2.7      | Modèle et résultats de simulation du VHSP considéré  | 53        |
| 2.8      | Fonctionnement des convertisseurs DC/DC  | 54        |
| 2.8.1    | Fonctionnement du convertisseur Boost connecté à PAC                                       | 55        |
| 2.8.2    | Fonctionnement du convertisseur Buck-Boost connecté au SC                                  | 57        |
| 2.8.3    | Caractéristiques des convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost                              | 58        |
| 2.9      | Conclusion   | 59        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>3</b> | <b>Commande du SYSPAC-Boost et gestion d'énergie par la commande optimale</b>                            | <b>61</b> |
| 3.1      | Introduction   | 61        |
| 3.2      | Commande du système à pile à combustible   | 61        |
| 3.2.1    | Régulation PI du SYSPAC  | 62        |
| 3.2.1.1  | Régulation PI du Boost   | 64        |
| 3.2.1.2  | Régulation PI du SYSPAC-Boost  | 66        |
| 3.2.2    | Régulation PID du SYSPAC   | 67        |
| 3.2.2.1  | Régulation PID du Boost  | 68        |
| 3.2.2.2  | Régulation PID du SYSPAC-Boost   | 69        |
| 3.2.3    | Commande en cascade du SYSPAC  | 70        |
| 3.2.3.1  | Commande en cascade du Boost   | 71        |
| 3.2.3.2  | Commande en cascade du SYSPAC-Boost  | 72        |
| 3.3      | Techniques MPPT et principe de recherche   | 73        |
| 3.3.1    | Simulation du SYSPAC sans MPPT   | 74        |
| 3.3.2    | Simulation du SYSPAC avec MPPT   | 75        |
| 3.3.2.1  | Application de l'algorithme Inc-Cond   | 76        |
| 3.3.2.2  | Implémentation de l'algorithme « perturb and observ P&O » sur le SYSPAC                                  | 79        |
| 3.4      | Gestion de l'énergie à bord d'un VHSP  | 82        |
| 3.4.1    | Position du problème de la commande optimale   | 82        |
| 3.4.2    | Problématique de la gestion d'énergie à bord du VHSP   | 83        |
| 3.4.3    | Application de la commande optimale  | 85        |
| 3.4.4    | Critère déduit des contraintes sur la puissance d'une PAC  | 86        |
| 3.4.5    | Résultats et interprétations   | 87        |
| 3.4.5.1  | Simulation de la commande optimale sur un échantillon de puissance demandée par la chaîne de traction    | 87        |
| 3.4.5.2  | Simulation de la commande optimale sur un cycle urbain(0-200s)   | 88        |
| 3.4.5.3  | Simulation de la commande optimale sur un cycle rural (800s-1200s)                                       | 89        |
| 3.4.5.4  | Simulation de la gestion d'énergie sur un cycle NEDC (0s-1200 s)   | 90        |
| 3.5      | Conclusion   | 91        |
| <b>4</b> | <b>Commande DISM d'un système PAC-Boost sous la Perturbation de pression d'alimentation en hydrogène</b> | <b>94</b> |
| 4.1      | Introduction   | 94        |
| 4.2      | Modèle de simulation du Boost  | 95        |
| 4.2.1    | Le modèle du convertisseur sous Simulink   | 95        |
| 4.2.2    | Le modèle du convertisseur sous SimPowerSystems  | 96        |
| 4.3      | La stratégie du contrôle du Boost  | 96        |

---

|         |  |            |
|---------|--|------------|
| 4.4     | Commande par mode glissant double intégrale  | 97         |
| 4.4.1   | Structure et principaux modes minimisant la surface de glissement                      | 97         |
| 4.4.2   | Principe du Mode glissant  | 98         |
| 4.4.3   | Commande en mode glissant simple intégrale basé sur PWM (PWM-SISM)                     | 99         |
| 4.4.4   | Commande en mode glissant double intégrale basé sur PWM (PWM-DISM)                     | 101        |
| 4.4.4.1 | Stabilité du glissement dynamique [12,33,34]   | 103        |
| 4.4.4.2 | Condition d'existence  | 104        |
| 4.4.4.3 | Condition de stabilité, analyse du point d'équilibre et dynamique de glissement idéale | 105        |
| 4.4.4.4 | Vérification du système par l'application du PWM-SISM et PWM-DISM                      | 105        |
| 4.5     | Etude comparative et évolution du système  | 106        |
| 4.5.1   | Conditions et environnement de tests   | 106        |
| 4.5.2   | Comparaison des deux modèles avec le PWM-SISM  | 106        |
| 4.5.3   | Comparaison des deux commandes PWM-SISM et PWM-DISM en mode libre                      | 108        |
| 4.5.4   | Comparaison des deux commandes PWM-SISM et PWM-DISM en mode connecté                   | 113        |
| 4.6     | Conclusion   | 118        |
|         | <b>Conclusion générale</b>   | <b>121</b> |
|         | <b>Références bibliographiques</b>   | <b>124</b> |

## Liste des abréviations

### D

*DISM.* : mode glissant double intégral, : mode glissant double intégral

### E

*ESS.* : erreur statique

### G

*GMP.* : groupe mopropulseur

### I

*Inc\_Cond.* : incrémente conductance

### M

*MEV.* : moteur électrique du véhicule hybride à système PAC,

*MLI.* : modulateur de largeur d'impulsion

*MPP.* : maximal power point

*MPPT.* : maximal power point tracking

### P

*P&O.* : perturb and observ

*PAC.* : pile à combustible

*PEM.* : membrane polymère échangeuse de protons

### S

*SC.* : supercondensateur

*SISM.* : mode glissant simple intégral

*SPE.* : source principale d'énergie

*SSAE.* : source secondaire et d'appoint d'énergie

*SYSPAC.* : système à pile à combustible

*SYSSC.* : système du supercondensateur

### V

*VEH.* véhicule électrique hybride

*VHSP.* : véhicule hybride à système PAC

---

## Liste des figures

|   |    |
|---|----|
| Figure 1-1 : Schéma d'un VHSP .....   | 8  |
| Figure 1-2 : Différentes catégories d'hybridation.....  | 9  |
| Figure 1-3 : Schéma de principe des SC .....  | 13 |
| Figure 1-4 : Comparaison entre les éléments de stockage .....   | 15 |
| Figure 1-5 : PAC de type PEM [62] .....   | 16 |
| Figure 1-6 : Eléments fonctionnels d'une PACPEM / Assemblage d'une cellule élémentaire .....                              | 18 |
| Figure 1-7 : Eléments fonctionnels d'un stack / Empilement de cellules .....  | 19 |
| Figure 1-8 : Distribution modulaire d'un stack .....  | 20 |
| Figure 1-9 : Architecture d'un VHSP .....   | 21 |
| Figure 1-10 : Organigramme de modes d'opérations du GMP dans un VHSP.....   | 21 |
| Figure 1-11 : Organigramme du mode de traction du VHSP.....   | 22 |
| Figure 1-12 : Organigramme du mode d'arrêt du VHSP .....  | 23 |
| Figure 1-13 : Organigramme du mode de freinage du VHSP .....  | 23 |
| Figure 1-14 : Représentation de modes d'opérations entre 600 et 1200 s [67] .....   | 24 |
| Figure 1-15 : Schéma bloc de l'alimentation électrique du VHSP.....   | 26 |
| Figure 1-16 : Convertisseur Boost connecté à la PAC.....  | 26 |
| Figure 1-17 : Convertisseur Buck-Boost connecté aux SC.....   | 27 |
| Figure 1-18 : Organigramme des modes de fonctionnement du convertisseur.....  | 28 |
| Figure 1-19 : Schéma détaillé des convertisseurs principaux équipant le VHSP.....   | 29 |
| Figure 2-1 : Caractéristique électrochimique statique Tension-Courant et Puissance-Courant d'une PACPEM .....             | 34 |
| Figure 2-2 : Caractéristique Tension-Courant et Puissance-Courant d'une PACPEM pour les basses densités de courant .....  | 35 |
| Figure 2-3 : Caractéristique Tension-Courant, Puissance -Courant d'une PACPEM pour les moyennes densités de courant ..... | 36 |
| Figure 2-4 : Caractéristique Tension-Courant, Puissance-Courant d'une PACPEM pour les hautes densités de courant .....    | 37 |
| Figure 2-5 : Schéma électrique équivalent d'une PAC dans un état dynamique .....  | 38 |
| Figure 2-6 : Prototype d'une PAC .....  | 38 |
| Figure 2-7 : Tension de sortie en régime statique d'une cellule PACPEM .....  | 40 |
| Figure 2-8 : Densité de puissance en régime statique d'une cellule PACPEM.....  | 41 |
| Figure 2-9 : Rendement statique en électricité d'une cellule PACPEM.....  | 42 |
| Figure 2-10 : Rendement en électricité en régime statique d'une cellule PACPEM.....                                       | 42 |
| Figure 2-11 : Influence de la température sur la réponse statique d'une PAC.....  | 44 |
| Figure 2-12 : Influence de l'humidification sur la réponse statique d'une PAC.....  | 44 |
| Figure 2-13 : Influence de la surface de la cellule sur la réponse statique d'une PAC.....                                | 44 |
| Figure 2-14 : Influence de la résistance spécifique sur la réponse statique d'une PAC .....                               | 44 |
| Figure 2-15 : Schéma électrique du SC.....  | 45 |

---

|   |    |
|---|----|
| Figure 2-16 : Schéma électrique cellulaire et modèle équivalent d'un pack de SCs.....   | 46 |
| Figure 2-17 : Caractéristiques d'un module de SC.....   | 50 |
| Figure 2-18 : Forces s'exerçant sur le VHSP.....  | 51 |
| Figure 2-19 : Dynamique du VHSP.....  | 53 |
| Figure 2-20 : Puissance demandée du VHSP selon le NEDC.....   | 54 |
| Figure 2-21 : Schéma fonctionnel de l'alimentation électrique du VHSP.....  | 55 |
| Figure 2-22 : Schéma du Boost connecté à PACPEM.....  | 56 |
| Figure 2-23 : Convertisseur Buck-Boost bidirectionnel connecté au SC [8,9]. .....   | 57 |
| Figure 2-24 : Convertisseur Boost connecté au SC.....   | 58 |
| Figure 2-25 : Convertisseur Buck connecté au SC.....  | 58 |
| Figure 2-26 : Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique.....   | 59 |
| Figure 3-1 : Schéma d'une commande a) En boucle ouverte b) En boucle fermée.....  | 62 |
| Figure 3-2 : Schéma synoptique du SYSPAC-Boost avec la commande PI.....   | 63 |
| Figure 3-3 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension d'entrée et du gain $Ki$ .....     | 65 |
| Figure 3-4 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence et le gain $Kp$ ..... | 65 |
| Figure 3-5 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence.....                         | 66 |
| Figure 3-6 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la pression d'hydrogène.....                         | 67 |
| Figure 3-7 : Schéma synoptique du SYSPAC-Boost avec la commande PID.....  | 68 |
| Figure 3-8 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension d'entrée.....                      | 69 |
| Figure 3-9 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence.....                  | 69 |
| Figure 3-10 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence.....                        | 70 |
| Figure 3-11 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la pression d'hydrogène.....                        | 70 |
| Figure 3-12 : Schéma synoptique du Boost avec la commande en cascade.....   | 71 |
| Figure 3-13 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence.....                 | 71 |
| Figure 3-14 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la pression d'hydrogène.....                        | 72 |
| Figure 3-15 : Application de MPPT dans la charge d'une batterie.....  | 73 |
| Figure 3-16 : Application de MPPT dans un réseau.....   | 74 |
| Figure 3-17 : Application de MPPT dans le pompage.....  | 74 |
| Figure 3-18 : Schéma bloc d'une PAC sans MPPT.....  | 75 |
| Figure 3-19 : Caractéristique de Puissance aux bornes d'une charge résistive sans MPPT ...  | 75 |
| Figure 3-20 : Schéma bloc d'un contrôleur MPPT pour un SYSPAC.....  | 76 |
| Figure 3-21 : Organigramme de l'algorithme Inc-Cond.....  | 77 |

---

|  |     |
|--|-----|
| Figure 3-22 : Caractéristique de Puissance aux bornes de la charge résistive avec MPPT sous la technique « Inc-Cond » .....                  | 78  |
| Figure 3-23 : Caractéristique de Puissance en fonction de la variation d'hydrogène sous la technique « Inc-Cond » .....                      | 79  |
| Figure 3-24 : Algorithme de la méthode P&O .....   | 80  |
| Figure 3-25 : Caractéristique de Puissance en fonction de la variation d'hydrogène « comparaison des deux techniques Inc-Cond et P&O » ..... | 81  |
| Figure 3-26 : Schéma de fluence d'énergie et de puissance du GMP.....  | 83  |
| Figure 3-27 : Schéma synoptique du système sous la commande optimale .....   | 85  |
| Figure 3-28 : Réponse du système hybride et courbes de puissances avec contraintes (Echantillon) .....                                       | 88  |
| Figure 3-29 : Courant et tension du SC avec contrainte .....   | 88  |
| Figure 3-30 : Courant et tension du SC avec contrainte selon différentes conditions initiales.....   | 88  |
| Figure 3-31 : Réponse du système hybride et courbes de puissances avec contraintes (cycle urbain de 0 à 200s).....                           | 89  |
| Figure 3-32 : Réponse du système hybride et courbes de puissances avec contraintes (cycle rural de 800 à 1200s) .....                        | 89  |
| Figure 3-33 : Puissance demandée par la chaîne de traction selon le cycle NEDC .....   | 90  |
| Figure 3-34 : Réponse du système hybride et courbes de puissances du système avec contraintes (circuit NEDC).....                            | 91  |
| Figure 4-1 : Réalisation sous Simulink du modèle mathématique du Boost.....  | 96  |
| Figure 4-2 : Réalisation sous SimPowerSystems du modèle électrique du Boost .....  | 96  |
| Figure 4-3 : Boucle de contrôle du convertisseur Boost .....   | 97  |
| Figure 4-4 : Différents modes de la trajectoire dans le plan phase.....  | 98  |
| Figure 4-5 : Démonstration du mode glissant [12] .....   | 99  |
| Figure 4-6 : Structure réglementaire de la commande équivalente .....  | 100 |
| Figure 4-7 : Bloc de contrôle du mode glissant double intégrale .....  | 104 |
| Figure 4-8 : Courant d'entrée et de sortie du Convertisseur Boost.....   | 107 |
| Figure 4-9 : Tension de référence et de sortie du convertisseur Boost.....   | 108 |
| Figure 4-10 : Signal de commande PWM.....  | 108 |
| Figure 4-11 : Boost-PWM-DISM .....   | 109 |
| Figure 4-12 : Courant demandé par la charge .....  | 110 |
| Figure 4-13 : Tension de sortie et de référence selon le PWM-SISM en mode libre.....   | 110 |
| Figure 4-14 : Tension de sortie et de référence selon PWM-DISM en mode libre.....  | 111 |
| Figure 4-15 : Signal généré du PWM pour la commande du commutateur en mode libre... ..   | 111 |
| Figure 4-16 : Signal de commande pour une charge minimale en mode libre.....   | 111 |
| Figure 4-17 : Tension de sortie du Boost pour une charge minimale .....  | 112 |
| Figure 4-18 : Courant d'inductance pour une charge minimale .....  | 112 |
| Figure 4-19 : Système PAC- Boost-PWM-DISM .....  | 114 |
| Figure 4-20 : Tension de sortie du Boost et tension de Bus désirée avec le contrôle PWM-SISM sans perturbation en mode connecté .....        | 116 |
| Figure 4-21 : Tension de sortie du Boost et tension de Bus désirée avec le contrôle PWM-DISM sans perturbation en mode connecté.....         | 117 |

*Liste des figures*

---

|  |     |
|--|-----|
| Figure 4-22 : Pression d'alimentation en carburant de l'hydrogène (H <sub>2</sub> /bar) .....  | 117 |
| Figure 4-23 : Tension de sortie du Boost et tension de Bus désirée avec le contrôle PWM-DISM sous perturbation du H <sub>2</sub> et variation de charge en mode connecté ..... | 117 |
| Figure 4-24 : Courant d'inductance du Boost avec le contrôle PWM-DISM sous perturbation du H <sub>2</sub> et variation de charge en mode connecté.....                         | 118 |

## Liste des tableaux

|   |     |
|---|-----|
| Tableau 1.1 : Caractéristiques des VEHs de l'année 2021 en France [ 36-38] .....    | 7   |
| Tableau 1.2 : Différents types de PAC est ses applications [53].....                | 17  |
| Tableau 1.3 : Caractéristiques cellulaire et limites technologiques d'un stack..... | 20  |
| Tableau 2.1 : Données spécifiques du cahier de charge du VHSP considéré .....       | 52  |
| Tableau 3.1 : Paramètres de simulation .....  | 87  |
| Tableau 4.1 : Paramètres utilisés par le Boost (Test 1).....                        | 106 |
| Tableau 4.2 : Paramètres utilisés par le Boost (Test 2).....                        | 112 |
| Tableau 4.3 : Paramètres spécifiques de la PACPEM. ....                             | 116 |

# Introduction générale

## **Introduction générale**

La conservation de l'énergie, la protection et la préservation de l'environnement sont des objectifs écologiques qui ne peuvent être atteints sans modifier radicalement les activités humaines. Ces activités sont fortement responsables de l'augmentation de la consommation d'énergie, de la pollution et du réchauffement climatique dû aux gaz à effet de serre. Les plus grosses émissions de polluants et notamment de dioxyde de carbone  $CO_2$  proviennent du secteur industriel et du secteur automobile ou des transports [1,2,3,4].

Les véhicules hybrides (VH) se sont avérés ces dernières années une solution efficace, bien que temporaire, pour déplacer la consommation de combustibles fossiles, réduire la dépendance au pétrole et améliorer la qualité de l'air. Dans sa forme la plus simple, un véhicule hybride est un véhicule qui combine au moins deux types de sources d'énergie et donc deux types de moteurs différents pour la traction. Pour un véhicule électrique hybride (VEH) il s'agit d'une association d'un moteur thermique et d'un moteur électrique [5,6]. Bien que la propulsion dite « *zero emission vehicle (ZEV)* » soit possible avec les véhicules électriques, ils n'ont pas connu une réelle croissance du fait de leur faible autonomie et de leur temps de recharge important. Une solution à ce problème est possible grâce à la production d'une quantité suffisante d'énergie propre, pour alimenter un moteur électrique, qui peut être réalisée par une pile à combustible (PAC) [5,6,7]. Cette PAC nécessite de l'hydrogène  $H_2$ , présent en abondance sur terre, et de l'oxygène  $O_2$  présent dans l'air pour son fonctionnement dans une réaction chimique sans rejet, puisque l'eau récupérée  $H_2O$  sera utilisée pour d'autres opérations (refroidissement, humidification...).

Pour étudier les problèmes de conception et déterminer la stratégie de contrôle appropriée pour la distribution de puissance entre les différents composants du groupe motopropulseur(GMP), la modélisation du véhicule hybride à système PAC (VHSP) est nécessaire. La stratégie de contrôle est basée sur l'étude du comportement de l'étage de puissance hybride du VHSP qui est équipé d'une propulsion entièrement électrique, assurée par un ou plusieurs moteurs électriques, et comprend une source principale d'énergies (SPE) qui est la PAC à membrane échangeuse de protons (PACPEM) et un supercondensateur (SC) utilisé comme source secondaire et d'appoint d'énergie (SSAE) [7,8,9]. Ce type de véhicule est basé

sur l'hybridation des sources d'énergie électrique PAC et SC plus l'hybridation des énergies thermique et électrique.

L'adaptation des niveaux de tension entre les sources d'énergies et la charge dans le VHSP nécessite deux convertisseurs statiques DC/DC, Boost et Buck-Boost, qui maintiennent la tension du bus continu à une valeur constante et imposent la puissance ou le courant demandé par la charge. Le convertisseur est une partie assez importante de la chaîne de traction. Il sert à adapter la tension d'entrée à une tension de sortie souhaitée et à une référence du courant de sortie imposée. Le modèle spécifique du convertisseur Boost est exact et requis pour diverses simulations [10,11].

Dans la littérature, plusieurs travaux ont envisagé d'étudier ce type de contrôle et de développer des stratégies de commande. Parmi ces stratégies, on trouve celles basées sur le mode glissant [12-21]. Ces commandes restent confrontées à deux défis majeurs : le réglage de la fréquence de commutation variable du contrôleur et l'existence de l'erreur statique non négligeable dans cette régulation.

Pour le premier défi : La solution adoptée est, soit d'utiliser des méthodes basées sur une technique de contrôle de bande d'hystérésis [17], soit d'utiliser la commande adaptative pour contracter la bande de fréquence de commutation (FrC) [18,22]. Concernant le deuxième défi, l'adoption du contrôleur de mode glissant de surface ordinaire (OSSM) ne peut pas éliminer l'erreur statique (*steady state* ESS). Grâce à une analyse approfondie, le ESS apparait qu'il est principalement dû soit à la non-efficacité de la commande, soit au contrôleur de mode glissant simple intégrale (SISM).

Ce problème est également commun à tous les types de commande de mode de commutation [12]. L'erreur augmente lorsque la fréquence de commutation diminue et le problème se manifeste pour les basses fréquences. Il est donc possible d'éliminer le ESS du SISM basé sur le *pulse width modulation* (PWM) en augmentant l'ordre des modes en ajoutant un terme intégral.

C'est dans ce contexte que notre contribution a eu lieu. Il s'agit de l'application de la nouvelle approche adoptée de la commande par mode glissant double intégrale (DISM) au

Boost, qui est connecté au SYSPAC d'un côté et équipé d'un interrupteur alimenté par PWM de l'autre côté, afin d'éliminer le phénomène ESS. Mais ceci ne se fait qu'après la mise en jeu du modèle complet sous une gestion d'énergie par la commande optimale des deux intégrations utilisées : SYSPAC-Boost et SYSSC-Buck-Boost. La formulation de cette gestion assure le fonctionnement du système et conduit à une puissance et un courant de traction spécifique. La puissance instantanée est répartie entre les deux sources et le courant demandé par la PAC sera converti en débit d'air qui devrait être délivré par le compresseur. La gestion optimale d'énergie à bord du VHSP s'avère nécessaire pour minimiser l'énergie fournie par la PAC d'un part et réduire la consommation du combustible ou d'hydrogène d'autre part.

Par ailleurs, l'organisation de la thèse est répartie en quatre chapitres distincts suivis par une conclusion et des perspectives :

1. Le premier chapitre présente d'une manière globale le véhicule conventionnel, le véhicule électrique et le véhicule électrique hybride (VEH). Il traite plus précisément les VHSPs et le principe de fonctionnement de la PAC de type PEM. Puis il présente les connaissances nécessaires d'un étage d'alimentation à SYSPAC et SC. Il traite également les modèles et la conception des convertisseurs de puissance (Buck, Boost et Buck-Boost) qui constituent une partie essentielle.
2. Le deuxième chapitre expose soigneusement la modélisation et le dimensionnement des différents éléments de l'étage d'alimentation du VHSP : PAC, SC et les convertisseurs statiques de puissance DC/DC. La modélisation du VHSP lui-même est aussi passé en revue. Les modèles et toutes les simulations sont réalisées sous l'environnement MATLAB/Simulink 2016.
3. Le troisième chapitre est consacré aux différentes commandes du SYSPAC-Boost et de l'étage de puissance complet d'une chaîne de traction dans le but d'avoir une appréciation des résultats d'un cas réel de l'étage d'alimentation d'un VHSP. Ce chapitre traite les algorithmes ou les techniques de recherche du point de puissance maximal (MPPT) à savoir : *perturb and observ* (P&O) et incrément conductance (Inc-Cond)[23-26]. Ce chapitre se conclue par la considération du modèle complet mettant en jeu la gestion d'énergie par la commande optimale entre les deux intégrations : PAC connectée au

Boost et SC connecté au Buck-Boost. Cela a pour but de trouver la puissance fournie par la PAC d'une part et demandée par le moteur électrique (MEV) d'autre part, selon la référence NEDC (*new european driving cycle*) [7,9,27]. L'état de l'art des travaux concernant les commandes PI, PID et cascade [28-31] est présenté afin de dégager aussi clairement que possible notre contribution. Les performances des modèles dynamiques et du contrôle sont testées pour différents changements de la tension d'entrée, de sortie, de la référence en mode libre et en mode connecté (PAC-Boost-Charge) sous la perturbation des différents paramètres.

4. Le dernier chapitre s'articule autour de la proposition de la nouvelle approche au SYSPAC-Boost pour minimiser l'erreur dite ESS. D'abord il traite l'analyse de deux méthodes de modélisation du convertisseur Boost pour faciliter la mise en œuvre de ce dernier. La première méthode utilise des équations dynamiques du hacheur pour construire les modèles. La deuxième technique est basée sur la bibliothèque Simulink-SimPowerSystems, qui permet de développer les modèles directement à partir des schémas électriques du convertisseur. La nouveauté de ce travail se résume par l'insertion du modèle du SYSPAC-Boost dans l'algorithme du mode glissant double intégral. L'étude débute par la description du modèle de la commande mode de glissement simple intégrale (SISM). Puis, le modèle du mode de glissement double intégral (DISM) adoptée est détaillé [12,32-35]. Ensuite, les différents modes d'implémentation du convertisseur Boost à savoir : libre ou connecté sont présentés. En mode libre, la commande pilote le Boost basé sur le PWM soit pour ajuster une tension de sortie du bus continu soit pour imposer un chemin de référence du courant de sortie. En mode connecté, la commande pilote le SYSPAC-Boost pour tester la faisabilité du transfert d'énergie électrique à la charge même en cas de perturbation de la pression hydrogène de la pile. Ce chapitre se conclut par une analyse et une évaluation des performances de l'approche proposée et suggère une étude comparative. Cette contribution a fait l'objet d'un article scientifique apparu dans une revue internationale.

En conclusion générale on présente une synthèse des travaux réalisés, ainsi que les principaux résultats obtenus. Des perspectives pour poursuivre et élargir tout en améliorant l'étude menés dans cette thèse sont présentées.

## *Chapitre 1*

# Généralités sur l'étage d'alimentation d'un véhicule hybride à SYSPAC/SC

# **1 Généralités sur l'étage d'alimentation d'un véhicule hybride à SYSPAC/SC**

## **1.1 Introduction**

Afin de réduire la consommation de combustibles fossiles et la dépendance en pétrole pour but d'améliorer la qualité de l'air, les véhicules électrique hybrides (VEH) présentent ces dernières années une solution efficace, bien que temporaire. Ces VEHs combinent la puissance d'un moteur à combustion interne avec un ou plusieurs moteurs électriques pour la traction.

Dans ce contexte que nous développons ce présent chapitre, son objectif principal est de présenter des généralités sur un étage d'alimentation à base de pile à combustible (PAC) et à supercondensateur (SC) à bord d'un véhicule électrique hybride. Nous allons commencer par une brève présentation des VEHs et des différentes sources d'énergie embarquées. Ensuite, nous donnerons une description détaillée des sources d'alimentation électrique dans le but de bien comprendre son fonctionnement. Nous nous concentrons principalement sur la PAC de membrane polymère échangeuse de protons (PEM) et son utilisation comme source principale d'énergie (SPE), tout en mettant l'accent sur le module des SC comme élément de stockage d'un côté et comme source secondaire et d'appoint d'énergie (SSAE) d'un autre côté. Nous clorons ce chapitre en donnant une vision globale sur les convertisseurs de puissance qui constituent une partie essentielle de l'étage d'alimentation d'un système à pile à combustible (SYSPAC).

## **1.2 Principe et propriétés du véhicule électrique hybride**

### **1.2.1 Caractérisation d'un véhicule électrique hybride**

Le véhicule électrique hybride combine au moins deux sources différentes d'énergies pour se mouvoir, une source d'énergie thermique et une autre électrique. Suivant la propulsion, différents moteurs peuvent être utilisés, le choix est dicté par certains paramètres et contraintes à savoir véhicule lourd ou léger, faible ou grande puissance, etc.

Les caractéristiques des véhicules électrique hybrides seront détaillées pour trois modèles de différents types de châssis : Toyota C-HR, Lexus NX et Kia Niro hybride selon le Tableau 1.1. Parmi les paramètres caractérisant ce type de véhicule a motorisation hybride on trouve : le rejet du dioxyde de carbone, la consommation de l'essence par le moteur thermique, l'accélération et la vitesse maximale.

Tableau 1.1 : Caractéristiques des VEHS de l'année 2021 en France [ 36-38]

| Modèle du VEH                  | Toyota C-HR    | Lexus NX       | Kia Niro hybride |
|--------------------------------|----------------|----------------|------------------|
| Motorisation                   | Hybride        | Hybride        | Hybride          |
| Rejet (g/km)                   | 86 – 118       | 123            | 88               |
| Puissance (ch)                 | 122 – 184      | 197 – 306      | 141              |
| Consommation (l/100km)         | 3,8            | 5,3            | 3.4              |
| Accélération (0 – 100km/h)     | 11s            | 9.2s           | 11.5s            |
| Vitesse maximale (km/h)        | 170            | 180            | 105              |
| Moteur thermique               | Essence        | Essence        | Essence          |
| Transmission                   | Traction avant | Traction avant | Traction arrière |
| Longueur (mm)                  | 4360           | 4660           | 4355             |
| largeur(mm)                    | 1800           | 1865           | 1805             |
| Hauteur (mm)                   | 1570           | 1640           | 1545             |
| Nombre de place                | 5              | 5              | 5                |
| Volume du coffre mini/maxi (L) | 297 /1160      | 400            | 1250             |
| Poids à vide (kg)              | 1420           | 1785           | 1500 – 1520      |

### 1.2.2 Éléments constituant un véhicule hybride à SYSPAC

Un véhicule hybride à SYSPAC (VHSP) est composé de deux organes de propulsion qui sont un moteur électrique et un moteur thermique comme l'illustre la Figure 1-1. On associe à ces deux moteurs des organes de stockage d'énergie adéquats à savoir le stockage d'énergie électrique (batterie, SC) et le stockage d'énergie fossile (réservoir de carburant), un calculateur de gestion d'énergie et des organes de transmission mécanique [9,27,39,40].

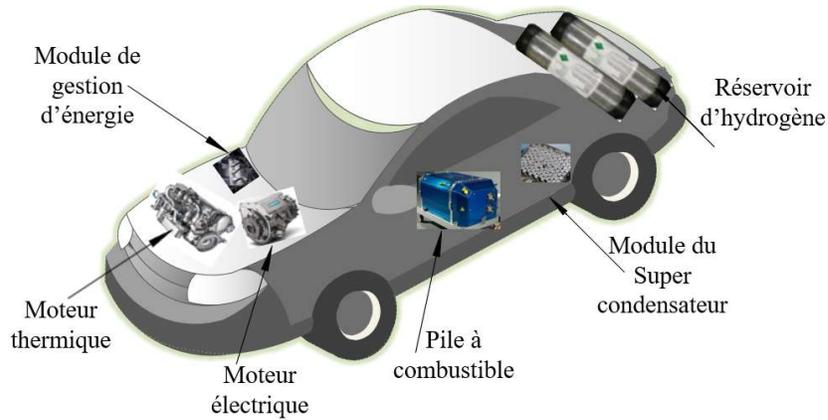


Figure 1-1 : Schéma d'un VHSP

### 1.2.3 Degré d'hybridation

Selon le niveau d'hybridation qui dépend de la traction du moteur électrique et de l'économie du carburant, les VEHS sont subdivisés en quatre catégories comme le montre la Figure 1-2 *Micro Hybride* (McH), *Mild Hybride* (MdH), *Full Hybride* (FH) et *Plug-in Hybride* (PH) [41]. Cette classification est reportée dans différents travaux de la littérature spécialisée [41].

Cette classification est basée sur les critères suivants : l'économie du carburant qui est relative à la décroissance d'émission du  $CO_2$  et la traction thermique qui est inversement proportionnelle à la traction électrique. Les véhicules conventionnels consomment plus de carburant et émettent plus de dioxyde de carbone que les autres catégories avec un démarreur électrique (DE) de 1.5 KW. Le niveau d'électrification croit d'une catégorie à l'autre, elle est inférieure à 5 KW pour la *Micro Hybride* et la dépasse pour la *Mild Hybride* (MdH). Il provient de la propulsion parallèle de la catégorie *Full Hybride* une répartition de traction entre les deux moteurs, une économie de carburant entre 30% et 50% et une traction électrique de 50 KW [41]. L'économie de carburant peut atteindre 70% pour les véhicules *Plug-in Hybride* et 100% dans le cas des véhicules électriques.

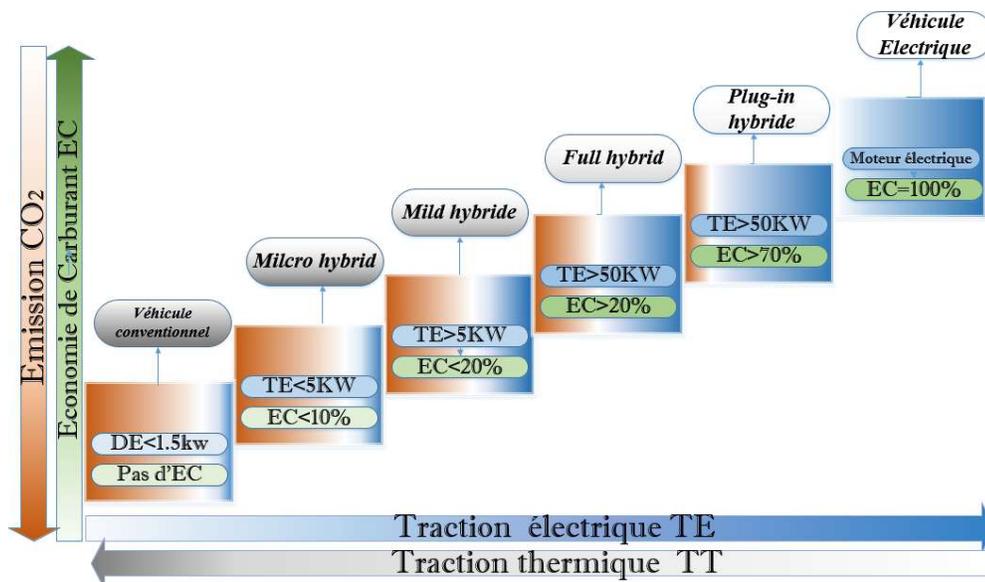


Figure 1-2 : Différentes catégories d'hybridation

### a. Hybride rechargeable

En anglais Plug-in Hybrides sont des FH avec la possibilité de recharger la batterie depuis un réseau électrique. Ces véhicules PH consomment directement de l'électricité, préalablement stockée dans des batteries d'accumulateurs et devront être chargées de façon régulière. Il existe des VHSPs approvisionnés à l'hydrogène, ou des véhicules électriques à énergies renouvelables ayant des panneaux solaires sur leurs toitures, ou encore des véhicules électriques guidés dont l'alimentation électrique est assurée par un réseau de caténaires qui suit leurs parcours. Le véhicule PH est une solution judicieuse pour lutter contre la pollution, cependant la production et le stockage d'énergie dans les batteries d'accumulateurs provoquent diverses pollutions, minimes soient-elles, et la recharge de ces batteries demande parfois une longue durée d'où le problème d'autonomie du véhicule PH [41-49].

Il y a deux types de PHs en usage :

- Le premier est un véhicule électrique avec un moteur thermique limité.
- Le deuxième type de PH est un véhicule dont l'autonomie est augmentée par la recharge de la batterie.

### **b. Full Hybride**

Les full hybride (FHs) ont un fonctionnement de propulsion électrique, thermique et parallèle « électrique – thermique ». Lorsque ce véhicule utilise la traction électrique seule, il est dit « *zero emission vehicle* ». A la décélération, la récupération de l'énergie sera stockée et réutilisée à l'accélération. Ces VEHs sont caractérisés par leur rendement énergétique élevé, notamment lorsque le parcours ou l'usage nécessite une succession de cycles « arrêt-démarrage ». Ils consomment donc moins de carburant, émettent moins de dioxyde de carbone et de polluants que les véhicules conventionnels et assurent une meilleure autonomie que les véhicules électriques [47-52]. Les full hybrides sont subdivisés en deux catégories différentes : « Power Hybride » et « Synergy Hybride ».

- Le « Power Hybride » donne la priorité à la performance en terme de vitesse maximale ou d'accélération du véhicule. Pour ce type d'hybridation, la taille du moteur thermique reste la même que celle des véhicules conventionnels.
- La « Synergy Hybride » priorise l'économie de carburant, le rendement du système en diminuant les émissions  $CO_2$  et donc la performance est mise au second plan. Ce choix conduit à un moteur thermique de puissance plus faible que celle d'un véhicule conventionnel.

#### **1.2.4 Architectures du véhicule électrique hybride**

Le véhicule électrique hybride peut être défini soit :

- A travers l'architecture de son système de propulsion (série ou parallèle).
- A partir de ses modes de fonctionnement qui peuvent utiliser une ou plusieurs sources d'énergie.
- A partir du dimensionnement relatif des deux sources d'énergie (valeurs proches de celle du véhicule électrique ou au contraire à celle du véhicule conventionnel).

Il est à noter que, selon la manière d'agencer les différents organes de propulsion du VEH, nous pouvons distinguer trois grandes architectures : l'architecture série, l'architecture parallèle et l'architecture série-parallèle. La différence entre les trois architectures est la façon de considérer la nature du point de jonction entre les différentes chaînes de traction, appelé 'nœud'. Dans l'architecture série, le nœud est électrique par contre dans l'architecture parallèle

il est mécanique. Dans l'architecture série parallèle les sources de puissance sont couplées mécaniquement et électriquement [9,27,39,44,47,48].

### 1.2.5 Mode de fonctionnement du véhicule électrique hybride

Puisque le VEH combine un moteur électrique réversible en générateur avec un moteur thermique pour la propulsion, l'alternance des deux moteurs du véhicule se fait à tout moment, selon sa vitesse. Le moteur électrique est utilisé dans la ville du départ jusqu'à atteindre la vitesse de 30 km/h, il est silencieux, non polluant, pas très rapide donc idéal. Quand le véhicule va au-delà de cette vitesse, le moteur thermique prend le relais et permet d'aller à des vitesses supérieures. Lors d'une grande accélération, les deux moteurs sont utilisés ensemble, permettant une optimisation de la vitesse [53,54].

Le moteur électrique est utilisé pour recharger les batteries ou les SCs tout en roulant. En décélération, le moteur électrique récupère l'énergie cinétique du véhicule et du moteur thermique. [9,53,54]. On y trouve trois modes de fonctionnement à savoir :

- Mode thermique : Ce mode correspond à une propulsion thermique, les performances sont similaires à celles d'un véhicule conventionnel.
- Mode électrique pur ou tout électrique : Ce mode correspond à une propulsion électrique, le véhicule est alors dit « *zero emission vehicle* » et les performances sont similaires à celles d'un véhicule électrique.
- Mode hybride : Ce mode correspond à une propulsion thermique et électrique.

### 1.2.6 Différents blocs du véhicule électrique hybride

Les VEHs sont constitués essentiellement de trois blocs à savoir le bloc moteur, le bloc de commande et le bloc de puissance :

- Le bloc moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule, il doit être robuste, fiable et pratiquement sans entretien, tel est le cas du moteur à induction.
- Le bloc de commande et de contrôle est le cerveau du système de propulsion, son rôle est de capter les informations d'état du système (vitesse de rotation, courant) afin de gérer la consommation d'énergie.
- Le bloc de puissance est, en effet, un convertisseur de puissance qui est un dispositif de puissances qui assure la liaison entre la source et la machine.

### 1.2.7 Avantages et inconvénients du véhicule électrique hybride

Les véhicules électrique hybrides, ont donc la capacité d'améliorer l'autonomie, de réduire la consommation, de minimiser la pollution et d'assurer une conduction confortable. En revanche, les VEHs présentent aussi quelques inconvénients qui résident dans le surpoids, le prix d'achat élevé, la perte d'espace dans le coffre...etc.

## 1.3 Éléments de stockage de l'énergie électrique

On désigne par le stockage d'énergie, l'action qui consiste à placer une quantité d'énergie en un lieu donné (une batterie d'accumulateurs, SC ...) pour permettre son utilisation ultérieurement [9]. Dans le domaine automobile, deux types de stockage d'énergies sont possible :

- Réversible : Celui-ci est un élément clef du VEH, puisqu'il permet par exemple de récupérer l'énergie cinétique du véhicule lors des phases de freinage.
- Irréversible : Pour un véhicule conventionnel, il s'agit du réservoir de carburant (essence, gazole, gaz de pétrole etc....).

### 1.3.1 Batterie d'accumulateurs

Les accumulateurs électrochimiques sont des générateurs « réversibles » c'est-à-dire ils peuvent stocker l'énergie électrique sous forme chimique puis la restituer à tout moment sur demande grâce à la réversibilité de la transformation [6,55,56]. On y trouve différents types de batteries d'accumulateurs à savoir :

- L'accumulateur au plomb.
- Les accumulateurs nickel-cadmium.
- Les accumulateurs nickel-hydrure métallique.
- Les accumulateurs au lithium.

Vu l'existence d'une batterie parmi ses constituants, la recharge est un élément essentiel au VEH. Dans certains VEHs, elle se fait par secteur et dans d'autres elle est automatisée avec plus d'autonomie et selon l'un de ces deux modes [57,58] :

- Le mode régénératif : l'énergie provenant du moteur électrique est immédiatement stockée dans les batteries pour être utilisée ultérieurement.

- Le mode freinage régénératif : Il s'agit de récupérer l'énergie cinétique et potentielle du véhicule sous la forme électrique et de la stocker.

### 1.3.2 Supercondensateur : principe de fonctionnement

Le deuxième élément de stockage de l'énergie électrique est le supercondensateur (SC) ou le condensateur à double couche qui est un composant électrique avec une supercapacité de stockage de l'énergie électrique (de quelques Farad à quelques milliers de Farad) [6-10]. Il est constitué de deux électrodes poreuses, généralement en charbon actif et imprégnées d'électrolyte, qui sont séparées par une membrane isolante poreuse comme l'illustre la Figure 1-3 [59-61].

Une double couche électrique se développe sur chaque interface électrode-électrolyte, de sorte que l'on puisse voir schématiquement un SC comme l'association en série de deux condensateurs (Figure 1-3), l'un au niveau de l'électrode positive et l'autre au niveau de l'électrode négative d'où le nom de condensateur à double couche.

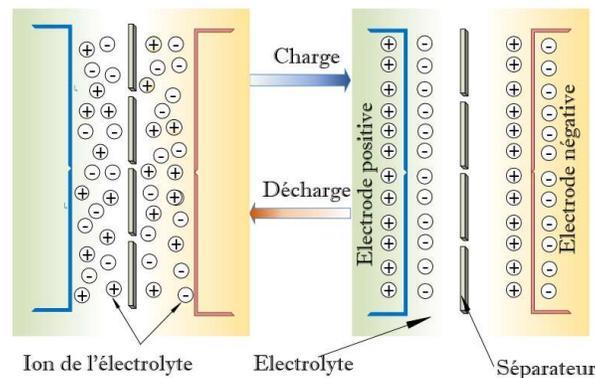


Figure 1-3 : Schéma de principe des SC

Le SC est un condensateur de technique particulière permettant d'obtenir une densité de puissance et une densité d'énergie intermédiaire entre celles des batteries et des condensateurs électrolytiques classiques. Il permet donc de stocker une quantité d'énergie intermédiaire entre ces deux modes de stockage et de la restituer plus rapidement qu'une batterie en polarisant une solution électrolytique. L'absence d'une réaction chimique lui donne une durée de vie élevée. Ce dispositif est caractérisé par une capacité spécifique extrêmement faible, une puissance spécifique importante et un rendement en charge et en décharge assez élevé.

Dans une application hybride comme le cas du VEH, les SCs sont destinés à satisfaire les fortes pointes de puissance. Ainsi, nous pouvons conclure que l'un des enjeux du dimensionnement d'un VHSP est de déterminer une combinaison idéale entre le SYSPAC et la SSAE afin de satisfaire les performances dynamiques du VHSP tout en lui assurant une autonomie suffisante [9].

### **1.3.3 Choix entre la batterie et le supercondensateur**

Pour choisir le dispositif de stockage d'énergie électrique adéquat, une comparaison judicieuse entre les performances de ces derniers doit être effectuée. La Figure 1-4 représente les différents systèmes de stockage d'énergie électrique communément utilisés. Comme nous pouvons le constater, les condensateurs électrochimiques possèdent une très faible énergie spécifique mais une très grande densité de puissance, ils sont utilisés généralement pour des constantes de temps inférieures à quelques centaines de ms. Cependant, les batteries sont caractérisées par une énergie spécifique élevée et une densité de puissance très faible, elles peuvent être utilisées avec une constante de temps supérieure à la minute. En ce qui concerne la PAC c'est un convertisseur d'énergie et non pas un élément de stockage.

Entre les batteries et les condensateurs électrochimiques on y trouve les SCs qui sont utilisés pour stocker l'énergie avec une constante de temps inférieure à quelques dizaines de secondes [6-9,41,55,56,59-61]. Le SC possède une énergie plus grande que celle des condensateurs classiques, une puissance instantanée plus importante et une durée de vie plus élevée que celles des batteries comme le montre la Figure 1-4. Il est donc clair que l'élément qui permet le stockage et la restitution lors de la demande en fortes puissances pendant quelques secondes est le SC. Son utilisation permet aussi de diminuer la pollution liée aux gaz d'échappement dans le domaine de l'automobile. Des études réalisées dans ce domaine ont démontrées que l'utilisation des SCs dans le véhicule permet de réduire d'environ 15% sa consommation, et jusqu'à 20% celle des bus pour le transport collectif [41].

Pour toutes ces raisons, l'emploi des SCs est privilégié en raison de leur efficacité énergétique et leur puissance spécifique mais leur faible capacité peut être un handicap. En revanche, les batteries ont une capacité de stockage très importante mais sont pénalisées par leur puissance spécifique. Dans ce travail, nous avons opté pour le choix du SC comme SSAE,

même si l'idéal serait de combiner entre la batterie et le SC, cependant cette combinaison engendrera inévitablement la complexité et l'augmentation du coût de la SSAE.

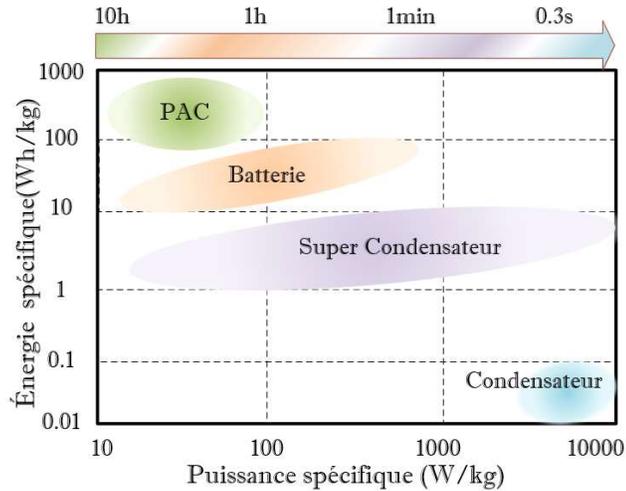


Figure 1-4 : Comparaison entre les éléments de stockage

## 1.4 Pile à combustible

Au cours de cette partie, nous présenterons d'une manière succincte la pile à combustible (PAC) et sa technologie utilisée en particulier dans le domaine des VHSP comme SPE pour alimenter une motorisation électrique en produisant une énergie « propre » en quantité suffisante.

### 1.4.1 Principe de fonctionnement de la PAC

Une PAC est un dispositif électrochimique qui convertit directement l'énergie chimique d'une réaction entre le combustible et le comburant en énergie électrique tout en dégageant de la chaleur et de l'eau. Le cœur d'une PAC est composé de deux électrodes (une anode et une cathode) séparées par un électrolyte en polymère qui est un milieu conducteur ionique [8-10,60-65]. Le principe de fonctionnement est illustré par la Figure 1-5.

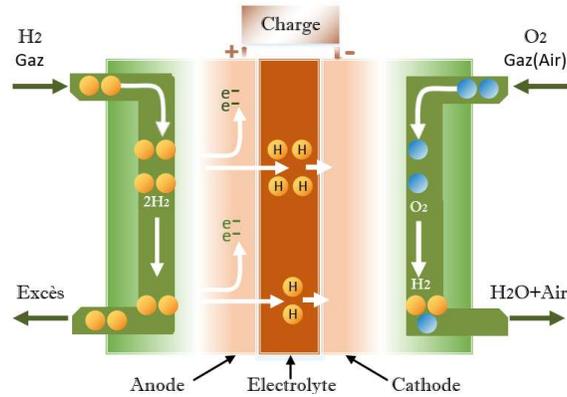


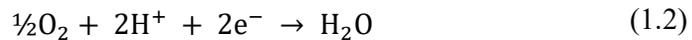
Figure 1-5 : PAC de type PEM [62]

Les réactions chimiques peuvent être données comme suit :

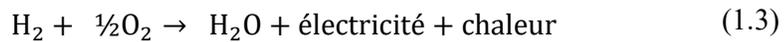
Réaction de l'anode :



Réaction de la cathode :



Le bilan de la réaction globale est :



#### 1.4.2 Différents types d'une PAC et ses applications

Il existe actuellement cinq technologies de PAC, elles sont généralement répertoriées en fonction soit de la nature de l'électrolyte utilisé dans les empilements, soit de la température de fonctionnement et le domaine d'application comme le montre le Tableau 1.2 [53]. Ces différents types de PAC sont :

- Les PACs à basse température sont des piles alcalines ou *Alkaline Fuel Cell* (AFC).
- Les PACs à membranes échangeuses de protons (PACPEM) , (PEMFC) ou (PEFC).
- Les PACs alimentées directement en méthanol (DMFC).
- Les PACs à acide phosphorique (PAFC).
- Les PACs à haute température ce sont des piles à carbonates fondus (MCFC : *Molten Carbonate Fuel Cell*).
- Les PACs à oxyde solide (SOFC : *Solid Oxide Fuel Cell*).

Tableau 1.2 : Différents types de PAC et ses applications [53]

| Types d'une PAC         | Nom   | Electrolyte               | Plage de puissance | Température de fonctionnement | Domaines d'application                |
|-------------------------|-------|---------------------------|--------------------|-------------------------------|---------------------------------------|
| PAC à basse température | DMFC  | Membrane polymère         | 1mW à 100kW        | 60 – 90°C                     | Portable                              |
|                         | PEMFC | Membrane polymère         | 100W à 500kW       | 60 – 90°C                     | Transport<br>Portable<br>Stationnaire |
|                         | AFC   | Solution alcaline aqueuse | 10kW à 100kW       | 50 – 250°C                    | Transport<br>Spatial                  |
|                         | PAFC  | Acide phosphorique        | Jusqu'à 10MW       | 160 – 220°C                   | Stationnaire                          |
| PAC à haute température | MCFC  | Carbonate fondu           | Jusqu'à 100MW      | 650°C                         | Stationnaire                          |
|                         | SOFC  | Oxyde solide              | Jusqu'à 100MW      | 750 – 1050°C                  | Stationnaire                          |

Parmi les divers types de PAC, c'est la pile à membranes échangeuses de protons (PEM) qui suscite le plus d'intérêt et se présente comme le choix le plus adéquat pour des applications dans le domaine du transport et ceci pour ces raisons [53] :

- Température de fonctionnement : La PACPEM fonctionne à basse température, ce qui est adapté à un usage automobile car à haute température la dégradation des matériaux est assez élevée.
- Structure solide : Une certaine résistance mécanique est garantie par sa membrane en polymère solide vis à vis des contraintes liées à l'environnement du véhicule.
- Densité de puissance : La propulsion d'un véhicule requiert une puissance de quelques kilowatts à une centaine de kilowatts. En outre, le groupe motopropulseur (GMP) doit avoir une masse et un encombrement acceptable. La pile de type PEM répond mieux à ces contraintes.

### 1.4.3 PAC à membrane polymère échangeuse de protons

La PAC à membrane polymère échangeuse de protons PACPEM est actuellement le type le plus prometteur pour les applications automobiles, elle a été utilisée dans la majorité des prototypes construits [60,61]. Dans notre travail, nous nous intéressons exclusivement à ce type de PAC en faisant sa modélisation. Dans cette PACPEM, ce sont les protons hydratés  $H_3O^+$  qui migrent de l'anode vers la cathode, où l'eau est produite sous forme liquide en sortie car elle fonctionne à basse température.

#### 1.4.3.1 Structure d'une cellule élémentaire d'une PACPEM

La PAC est composée essentiellement d'un regroupement de cellules élémentaires. Chaque cellule est constituée d'un empilement regroupant les électrodes (anode et cathode), l'électrolyte (membrane), les couches de diffusion et les plaques bipolaires comme l'illustre la Figure 1-6. La membrane constitue le cœur de la cellule élémentaire et représente l'électrolyte perméable aux protons et imperméable au gaz [9].

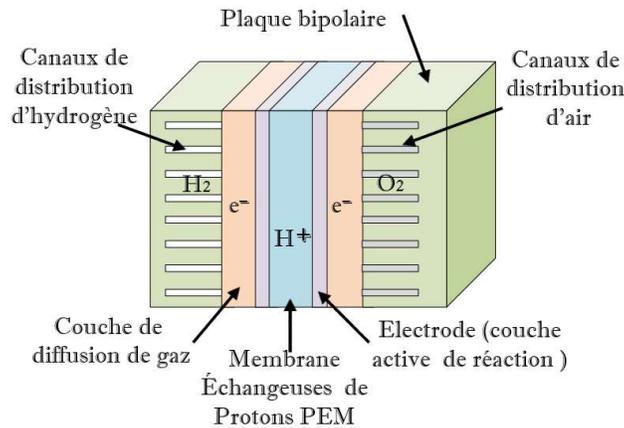


Figure 1-6 : Eléments fonctionnels d'une PACPEM / Assemblage d'une cellule élémentaire

#### 1.4.3.2 Structure d'un stack d'une PACPEM

Une cellule d'une PAC n'est capable de fournir qu'une faible tension entre ces bornes ne dépassant pas 1.5 volt, ce qui est insuffisant pour la plupart des applications. Pour disposer d'une source de tension suffisamment élevée, obtenir une tension de sortie correspondante à la charge électrique placée aux bornes de PAC et former le cœur de la PAC, plusieurs cellules

sont assemblées en série appelée « stack » [9,60,61]. Celles-ci consistent un assemblage Electrode-Membrane-Electrode (EME), pressé entre deux plaques bipolaires comme il est montré par la Figure 1-7.

Dans un stack toutes les cellules empilées doivent être alimentées en même temps et parallèlement par de l'hydrogène et de l'oxygène (air) à travers les canaux de distribution des plaques bipolaires. À l'anode, les électrons libérés par l'oxydation de l'hydrogène sont collectés par les plaques bipolaires et ramenés à la cathode de la cellule précédente au niveau de chaque cellule. Une partie de l'eau produite du côté cathode se diffuse vers l'anode à travers la membrane et sort avec l'hydrogène en excès. Une autre partie est évacuée du côté cathode avec l'oxygène en excès (Figure 1-7). Les canaux de distribution des gaz sont reliés ensemble à travers les composants des cellules avec une entrée et une sortie au niveau des plaques terminales [9]. La membrane doit être constamment humidifiée et la chaleur produite doit être dégagée. Les composants auxiliaires sont nécessaires au bon fonctionnement du générateur d'énergie à PAC.

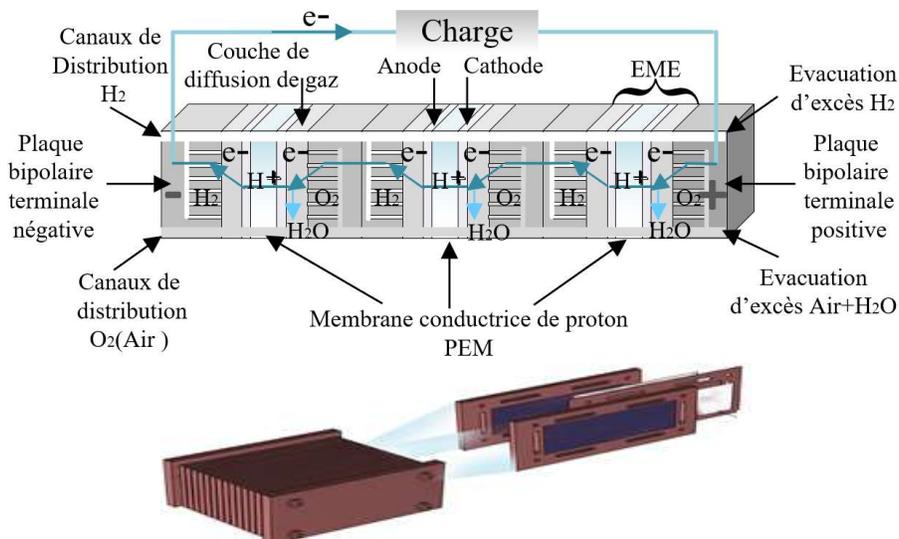


Figure 1-7 : Eléments fonctionnels d'un stack / Empilement de cellules

### 1.4.3.3 Modularité d'un stack

Pour concevoir la PAC correspondante au cahier des charges d'un projet donné, le concepteur doit disposer de deux degrés de liberté à savoir [60] :

- Le nombre de cellules mises en série  $N_{cell}$  qui fixe la tension du stack.
- La surface d'une cellule  $S$  qui fixe le courant du stack.

Ces deux paramètres déterminent la stéréotypie ou la modularité d'un stack. La Figure 1-8 illustre cette notion de modularité dans la conception d'un stack d'une PAC de 700W.

Quand le nombre de cellules mises en série augmente la tension nominale du stack augmente et si la surface de ces dernières diminue le courant diminue. Le constructeur peut concevoir un stack de 700 W de plusieurs manières soit en choisissant un grand nombre de cellules avec une petite surface soit en diminuant le nombre de cellules tout en augmentant la surface, comme l'illustre la figure 1.8. Les limites technologiques d'un stack et les caractéristiques nominales typiques d'une cellule sont données par le Tableau 1.3.

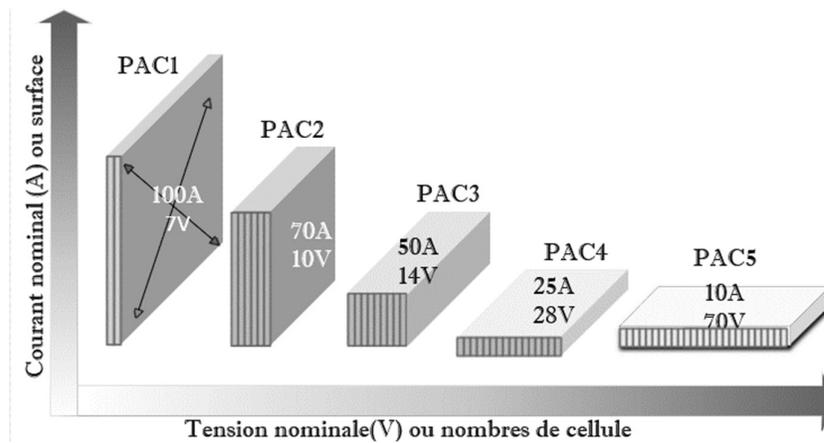


Figure 1-8 : Distribution modulaire d'un stack

Tableau 1.3 : Caractéristiques cellulaire et limites technologiques d'un stack

| Paramètre             | Valeur   |
|-----------------------|--|
| Nombre de cellules    | $N_{cell} \leq 100$ plaques bipolaires en graphite |
|                       | $N_{cell} > 100$ plaques bipolaires métalliques    |
| Densité de courant    | $J \leq 1A.cm^{-2}$                                |
| Surface d'une cellule | $S \leq 800cm^2$                                   |

## 1.5 Véhicule hybride à système PAC

Un véhicule hybride à système PAC (VHSP) est caractérisé par la même structure qu'un véhicule hybride série, dans laquelle les fonctions du système du moteur à combustion interne et du moteur électrique sont assurées par un système PAC [9]. Cette architecture comporte

deux sources d'énergie, une SPE à base d'un SYSPAC et une source SSAE, qui alimentent le moteur électrique de ce véhicule (MEV), Figure 1-9.

La SSAE assure la redondance d'énergie qui fonctionne en mode réversible en puissance (charge-décharge), avec une multitude d'avantages, à savoir l'assistance en puissance du SYSPAC, la récupération de l'énergie cinétique lors des freinages et l'introduction d'un degré de liberté dans la répartition des puissances.

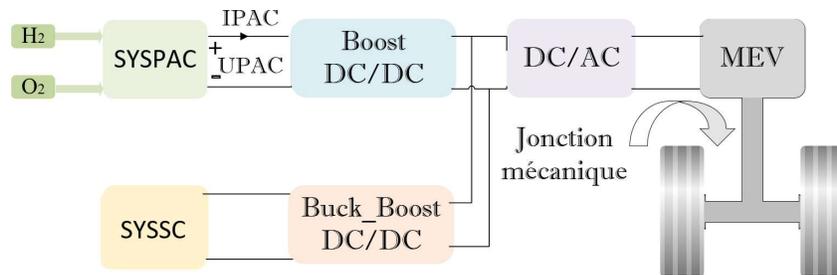


Figure 1-9 : Architecture d'un VHSP

### 1.5.1 Modes d'opérations du groupe motopropulseur dans un VHSP

Durant le fonctionnement du groupe motopropulseur d'un VHSP équipé d'une SSAE, plusieurs modes peuvent être identifiés [66] à savoir la traction, le freinage et l'arrêt. Ces trois induisent différentes fluences d'énergie comme le montre l'organigramme présenté par la Figure 1-10. Les détails de ces modes sont représentés par les trois sous-programmes SPGM1, SPGM2 et SPGM3 respectivement dans les sections suivantes.

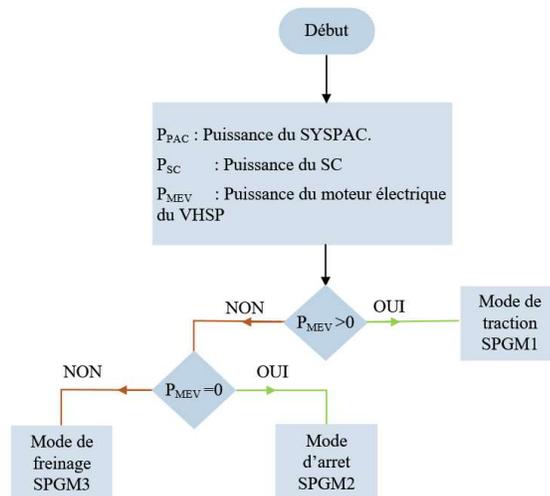


Figure 1-10 : Organigramme de modes d'opérations du GMP dans un VHSP

Les trois modes du VHSP sont basés sur la relation suivante qui lie les trois puissances :

$$P_{MEV} = P_{PAC} + P_{SC} \quad (1.4)$$

Avec :

$P_{MEV}$  : La puissance du MEV

$P_{SC}$  : La puissance du SC

$P_{PAC}$  : La puissance du SYSPAC

- Mode de traction : Ce mode montre les différentes fluences d'énergie, comme l'indique l'organigramme de la Figure 1-11. Dans le cas de traction, la puissance disponible de la PAC peut ne pas être suffisante pour répondre aux demandes de charge. Dans ce cas, la SSAE sera utilisée en parallèle avec la SPE pour répondre à cette demande. Si la puissance demandée est inférieure à la puissance fournie par la pile le surcroît de puissance sera stocké dans la SSAE.

- Mode d'arrêt : Ce mode est illustré par l'organigramme de la Figure 1-12, donnant les différentes fluences d'énergie. Dans ce cas, les puissances fournies au moteur par la SPE et la SSAE sont considérées nulles.

- Mode de freinage : Le VHSP est en mode freinage si la puissance demandée par le MEV est négative, Figure 1-13. Dans ce cas, la puissance fournie par la PAC est nulle et le SSAE absorbe la puissance de freinage.

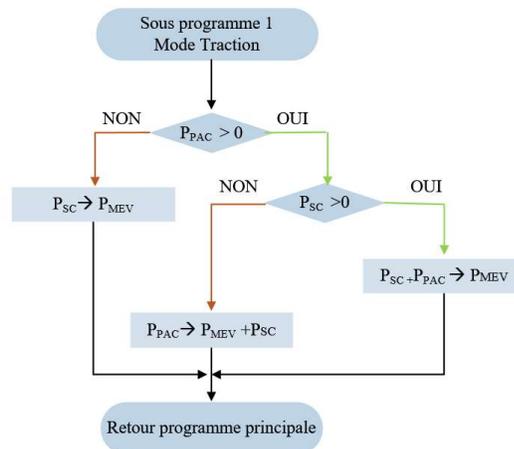


Figure 1-11 : Organigramme du mode de traction du VHSP

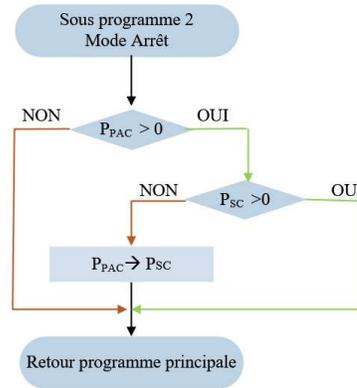


Figure 1-12 : Organigramme du mode d'arrêt du VHSP

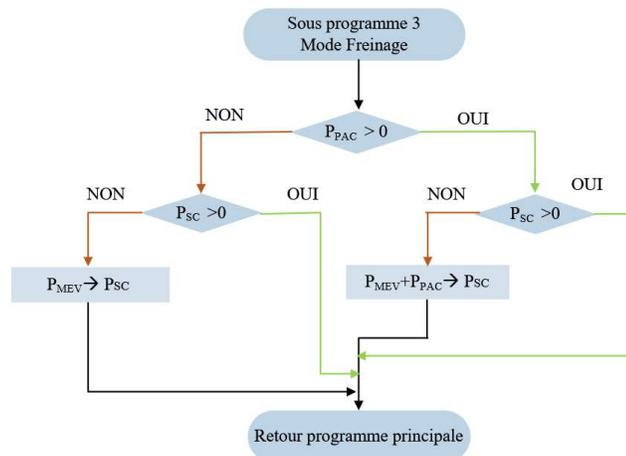


Figure 1-13 : Organigramme du mode de freinage du VHSP

### 1.5.2 Cycle NEDC et modes d'opérations

Pour mettre en évidence les modes d'opérations (freinage traction et arrêt) du GMP dans un VHSP, nous utilisons le nouveau cycle européen de conduite NEDC rapporté dans le rapport du Norbert et al [67]. Ce cycle représenté par la Figure 1-14 est constitué de deux modes de tests urbain et rural.

Le choix des limites sur l'élément de stockage de la SSAE ( $P_{SC\_MIN} < P_{SC} < P_{SC\_MAX}$ ) permet de maintenir son état de charge dans un intervalle acceptable. D'autre part, les limites sur la puissance d'une PAC ( $P_{SYSPAC\_MIN} < P_{SYSPAC} < P_{SYSPAC\_MAX}$ ) aident à optimiser le fonctionnement de la PAC [9]. A noter que dans cette étude, on se focalise uniquement sur la

puissance nécessaire à la traction bien que pratiquement la PAC fournit aussi une puissance non nulle servant à alimenter ses auxiliaires tout en respectant les contraintes sur la puissance maximale pouvant être supportée.

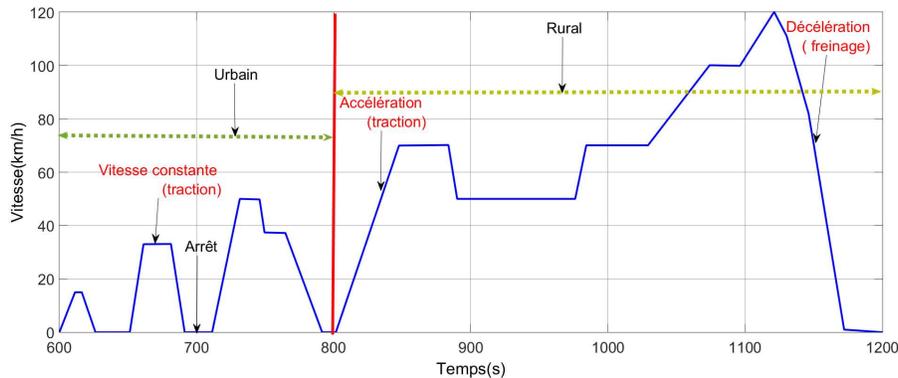


Figure 1-14 : Représentation de modes d'opérations entre 600 et 1200 s [67]

### 1.5.3 Présentation du VHSP considéré

Actuellement de nombreuses automobiles sont basées sur l'utilisation d'une PAC comme SPE et les SCs comme SSAE, cette dernière permet de réduire la contrainte en puissance sur la SPE.

Les caractéristiques du VHSP étudié dans cette thèse sont celles rapportées par la référence [9]. Dans son cahier de charges, on trouve que la vitesse maximale du véhicule est 136 Km/h avec une accélération de 0 à 100 km /h en 12.5 secondes et une masse supposée voisine d'une tonne [9]. Ce VHSP est composé de :

- Une PACPEM composée de deux packs connectés en parallèle et trois stacks branchés en série contenant 125 cellules chacun. Une partie de la puissance d'une PACPEM est consommée par ses accessoires à savoir vannes, compresseur pour l'air, ... L'alimentation en hydrogène est assurée par un réservoir d'hydrogène.
- Un SC constitué de deux blocs branchés en parallèle, chacun de ces blocs contient 141 cellules de SC connectées en série.
- Des convertisseurs intermédiaires, un convertisseur Boost connecté à la PAC et un convertisseur Buck-Boost connecté aux SC dont la tension doit être régulée.

Dans la suite de cette étude on se base sur ce présent cahier de charge pour dimensionner la SPE et les éléments de stockage de puissance ainsi que pour la commande et la gestion de l'énergie électrique.

## **1.6 Adaptation des tensions de l'étage d'alimentation à la charge**

Les convertisseurs utilisés dans un VHSP sont les convertisseurs DC/DC et les onduleurs [9]. Les convertisseurs DC/DC opèrent sur le niveau et la régulation de la tension. Deux types de convertisseurs sont à distinguer selon la fluence d'énergie électrique entre la charge et la source : réversibles ou non réversibles appelés aussi bidirectionnels et unidirectionnels respectivement.

### **1.6.1 Convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost**

Les trois familles de hacheurs DC/DC les plus utilisés [68,78] :

- Hacheur série ou abaisseur (ou Buck) : est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.
- Hacheur parallèle ou élévateur (ou Boost) : est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.
- Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-Boost) : peut donner à sa sortie une tension supérieure ou inférieure à celle de l'entrée suivant la valeur du rapport cyclique. Le convertisseur Buck-Boost est inverseur si la tension de sortie est de polarité inverse.

### **1.6.2 Mode de fonctionnement des convertisseurs**

Le convertisseur peut fonctionner en deux modes dépendant de la période de commutation, de sa capacité de stockage d'énergie et de la charge. Ces deux modes sont :

- Mode de conduction continue (MCC) : C'est un mode où le courant dans l'inductance ne s'annule jamais sur une période de commutation puisque l'énergie emmagasinée dans cette dernière est transférée partiellement.
- Mode de conduction discontinue (MCD) : Dans ce mode, le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation car l'énergie emmagasinée est transférée totalement.

### 1.6.3 Association PAC / SC avec les convertisseurs DC/DC

Le SYSPAC et la SSAE sont connectés via des convertisseurs DC/DC comme l'illustre la Figure 1-15. La tension du bus continu peut être choisie librement dans la plage de fonctionnement possible des convertisseurs utilisés. L'architecture illustrée par la présente figure a été adoptée vu la capacité d'adaptation de tous les niveaux de tension et de courant.

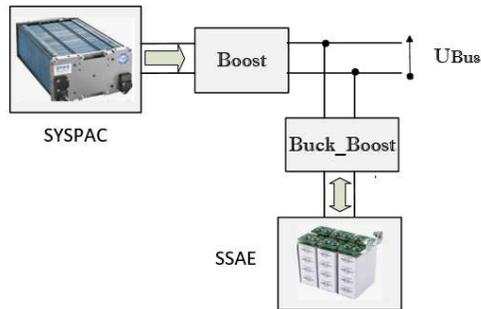


Figure 1-15 : Schéma bloc de l'alimentation électrique du VHSP

### 1.6.4 Convertisseur Boost connecté à la PAC

Le convertisseur relié à PAC est de type Boost, il permet d'élever le niveau de la tension du bus de tension continu  $U_{DC}$ . Comme l'illustre la Figure 1-16, le commutateur Q1 et la diode D1 influent directement sur le flux de puissance unidirectionnel entre la SPE et la charge. Ces deux derniers sont conducteurs ou éteints en fonction du cycle :

- Intervalle 1 : Q1 activé, D1 désactivé.
- Intervalle 2 : Q1 désactivé, D1 activé.

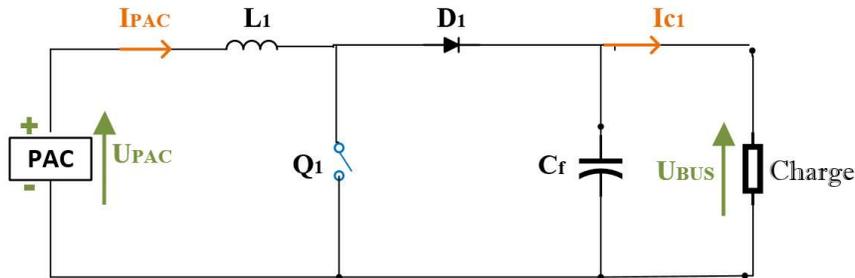


Figure 1-16 : Convertisseur Boost connecté à la PAC

### 1.6.5 Convertisseur Buck-Boost connecté aux SCs

Lorsque les convertisseurs Buck et Boost sont connectés en antiparallèles les uns avec les autres, le circuit résultant est de même structure que la structure fondamentale Buck et Boost mais avec la fonctionnalité supplémentaire qui a permis un flux de puissance bidirectionnel comme l'indique la Figure 1-17. Ce convertisseur bidirectionnel connecté au module des SCs fonctionne en Boost lorsque les SCs fournissent de l'énergie électrique au bus continu et en Buck dans le cas où l'énergie électrique est acheminée vers les SCs afin de les charger [8,9].

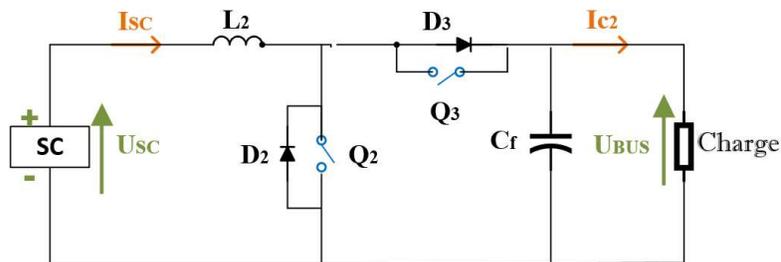


Figure 1-17 : Convertisseur Buck-Boost connecté aux SC

Le circuit fonctionne dans l'un des deux modes selon l'état des interrupteurs Q2 ou Q3 et des diodes D2 ou D3 influant directement sur le flux de puissance bidirectionnel entre la SSAE et la charge. Ces différents états sont expliqués dans l'organigramme de la Figure 1-18 :

- Mode Boost : Dans ce mode, le commutateur Q3 et la diode D2 sont éteints, l'interrupteur Q2 et la diode D3 sont conducteurs ou éteints en fonction du cycle :
  - Intervalle 1 : Q2 activé, D2 désactivée ; Q3 désactivé, D3 désactivée.
  - Intervalle 2 : Q3 désactivé, D3 activée ; Q2 désactivé, D2 désactivée.
- Mode Buck : Dans ce mode, le commutateur Q2 et la diode D3 sont éteints, alors que l'interrupteur Q3 et la diode D2 conduisent ou non en fonction du cycle :
  - Intervalle 1 : Q2 désactivé, D2 désactivée ; Q3 activé, D2 désactivée.
  - Intervalle 2 : Q3 désactivé, D3 désactivée ; Q2 désactivé, D2 activée.

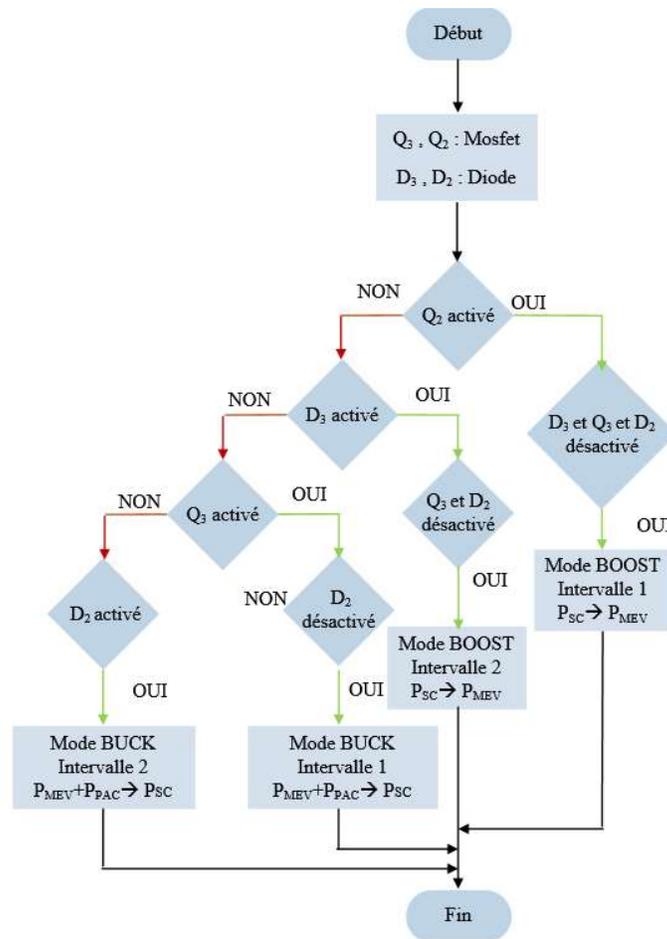


Figure 1-18 : Organigramme des modes de fonctionnement du convertisseur

### 1.6.6 Hybridation des sources d'énergies et embarquement des convertisseurs

Les convertisseurs utilisés sont de type Boost et Buck-Boost, l'onduleur et la machine asynchrone sont simulés par la présence d'une source de courant dont le courant est appelé courant de charge, comme l'illustre la Figure 1-19. Ces convertisseurs de puissance assurent le contrôle de la répartition de puissance entre le SYSPAC et la SSAE. Le SYSPAC est connecté directement au bus électrique et lui impose sa tension. Le convertisseur DC/DC réversible en puissance est utilisé entre la SSAE et le bus, permettant ainsi de fournir l'énergie nécessaire lors des phases de traction et de restituer l'énergie produite par la machine électrique lors des phases de freinage du PAC [9,40,66].

Les avantages d'utilisation d'un seul convertisseur au niveau de la source de puissance hybride sont la réduction des pertes d'énergie, la simplicité de la commande du circuit et la réduction du coût de l'installation. Son seul inconvénient est que le composant connecté directement sur le bus de puissance ne possède pas de limitation en courant ce qui peut affecter la sécurité de l'installation. Pour y remédier à ce problème, un second convertisseur de type réversible a été utilisé [9,79,81].

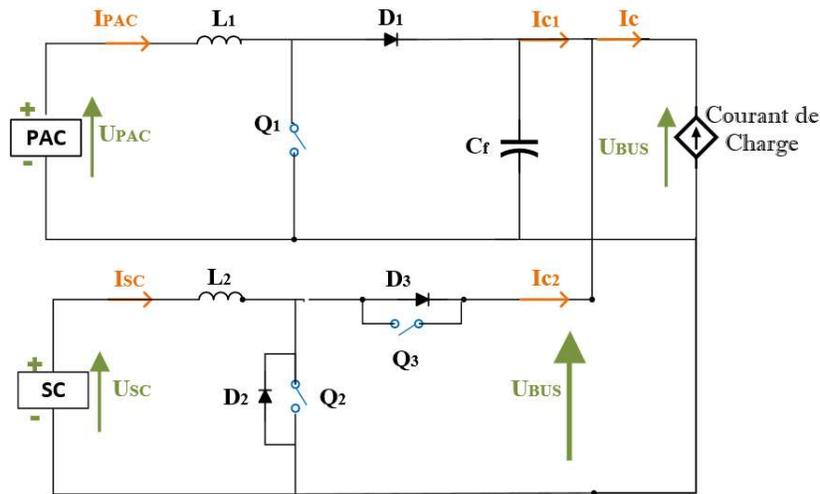


Figure 1-19 : Schéma détaillé des convertisseurs principaux équipant le VHSP

## 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en détail l'étage d'alimentation du VHSP qui est composé de la PAC, les SCs et les convertisseurs statiques de puissance. Nous avons vu que ces derniers assurent le rôle principal de contrôle de la répartition de puissance entre le SYSPAC et la SSAE (SC). Afin d'assurer l'alimentation électrique nécessaire au SYSPAC et fournir l'énergie de traction, nous avons exposé la structure globale et détaillé des convertisseurs embarqués équipant ce VHSP et permettant de fournir la puissance nécessaire. Au chapitre suivant, nous passons en revue à la modélisation des éléments de l'étage d'alimentation déjà discuté.

## *Chapitre II*

Modélisation et simulation de l'étage de puissance d'un véhicule électrique hybride

## **2 Modélisation et simulation de l'étage de puissance d'un véhicule électrique hybride**

### **2.1 Introduction**

Afin d'étudier les problèmes de conception et déterminer la stratégie de contrôle appropriée à la distribution de puissance entre les différents composants du groupe motopropulseur(GMP), le dimensionnement et la modélisation de l'étage de puissance du VHSP s'avère nécessaire.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le modèle mathématique du VHSP. Ce modèle tient compte du dimensionnement de source d'alimentation hybride « PACPEM et SC » ainsi que le fonctionnement des convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost. Une analyse de l'influence de certains paramètres sur les performances des éléments de stockage sera réalisée.

### **2.2 Modélisation et dimensionnement d'une PAC**

Les SYSPACs se sont avérés être une source d'énergie alternative prometteuse et très favorable, en raison de leurs hautes performances et de leur excellente réponse dynamique. L'intégration de ce SYSPAC dans un environnement électrique nécessite la connaissance de son modèle électrique. Le modèle d'une PAC permet de satisfaire deux besoins d'un point de vue utilisateur : Premièrement, le fonctionnement doit être mieux compris avec ses effets physiques afin d'optimiser les points de fonctionnement. Deuxièmement, on cherche à découvrir le comportement d'une PAC en fonction de ses conditions de fonctionnement, et de celles de la charge [42-44].

La modélisation en régime statique d'une PACPEM est établie par l'expression de la tension en fonction du courant débité. Les conditions de fonctionnement à savoir la température, la pression, la composition du gaz et d'autres paramètres apparaissent selon la tension idéale issue de l'équation de Nernst [9].

Le principe de fonctionnement d'une PAC est basé sur le processus inverse de l'électrolyse de l'eau. Une réaction d'oxydoréduction fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur, en présence du platine.

Le potentiel théorique d'une PACPEM à la température de  $25^{\circ}C$  et à la pression de  $1atm$  est de  $1,229 V$ , mais le potentiel réel  $E_{PAC}$  de la cellule dévie quand le courant circule [10, 60-63]. Cette déviation à la valeur du potentiel de Nernst est due aux polarisations qui sont des pertes irréversibles : les pertes d'activation  $\eta_{act}$ , les pertes ohmiques  $\eta_{ohm}$  et les pertes de concentration  $\eta_{conc}$ . Par conséquent, la tension d'une cellule s'exprime comme suit :

$$V_{cell} = V_{Nernst} - \eta_{act} - \eta_{ohm} - \eta_{conc} \quad (2.1)$$

La tension totale  $V_S$  de  $n_{cell}$  piles unitaires reliées en série formant un assemblage ayant chacune une tension  $V_{cell}$  est :  $V_S = n_{cell} \times V_{cell}$ . Dans le cas où l'eau liquide serait le produit d'une PACPEM, l'expression de l'équation de Nernst arrangé avec un calcul numérique se présente comme suit [60,82] :

$$V_{Nernst} = 1.229 - 0.85 \times 10^{-3} (T - 298,15) + 4.31 \times 10^{-5} \times T \left[ \ln(P_{H_2}^*) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}^*) \right] \quad (2.2)$$

Où  $T$  est la température opératoire absolue d'une PAC en  $^{\circ}K$ ,  $P_{H_2}^*$  et  $P_{O_2}^*$  sont les pressions partielles à l'interface de l'hydrogène et de l'oxygène en  $atm$  respectivement.

### 2.2.1 Caractéristiques de polarisation d'une PACPEM

La Figure 2-1 représente la caractéristique de polarisation d'une PACPEM, on distingue trois régions : polarisation d'activation, polarisation ohmique et polarisation de concentration.

Les pertes d'activation sont dues au mouvement des électrons entre l'anode et la cathode. Les pertes ohmiques sont causées par la résistance de la PEM au transfert de protons. Quant aux pertes de concentration, elles résultent du déséquilibre de l'alimentation en réactif et de la limitation de transport des espèces au catalyseur.

Chaque perte représente une chute de tension distinguée dans une région propre de densité de courant faible, moyenne ou élevée. Les données relatives à des tensions faibles sont

obtenues pour des mesures faites sur des densités de courant élevées, alors que les données proportionnelles à des tensions élevées représentent des mesures effectuées sur des faibles densités de courant. Les densités de courant, en  $A/cm^2$ , varient en fonction de la température d'une PAC, de la densité du catalyseur, de la stœchiométrie et de l'alimentation en gaz réactifs. A l'heure actuelle, la valeur de  $0,7 A/cm^2$  est une densité de courant appréciable, mais certaines piles de petite taille peuvent atteindre les  $2 A/cm^2$  [9,60].

La PACPEM est régulée en fonction du courant, cette régulation a été simulée en utilisant un rhéostat. Ce courant détermine la tension correspondante, la puissance disponible et la quantité du combustible et du comburant nécessaire.

Pour mieux comprendre les processus électriques et électrochimiques, on analyse la réponse en tension dynamique et la réponse en puissance de la cellule pendant :

- Transfert de charge : La réaction électrochimique doit franchir un seuil d'activation pour s'initier. Ce seuil est dû au délai de la réaction électrochimique à la surface des électrodes. La couche de catalyseur montée sur les électrodes aide à accélérer la réaction [60].
- Chutes de type ohmique : Ces chutes sont causées par la résistance électrique de la membrane et de l'ensemble électrodes/plaques bipolaires [8,60].
- Diffusion des espèces : Ces diffusions résultent d'un manque de réactifs. Lorsque la densité de courant devient élevée, la diffusion des gaz dans les électrodes n'est plus rapide pour entretenir la réaction [6,42].

Dans les sous paragraphes qui suivent une analyse de la tension et de la puissance en fonction de la variation du courant dans chacune des régions sera présentée.

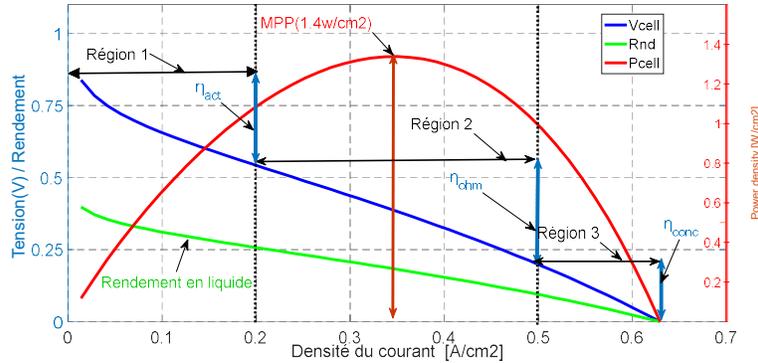


Figure 2-1 : Caractéristique électrochimique statique Tension-Courant et Puissance-Courant d'une PACPEM

### 2.2.1.1 Région de basses densités de courant

La somme des polarisations à l'anode et la cathode, qui correspond au rapport de Butler-Volmer, détermine particulièrement la décroissance logarithmique du potentiel. La cinétique lente de transfert de charge dans les zones actives influe également sur ce potentiel. La contre réaction est présente sur les surfaces des électrodes poreuses dans les zones de réactions électrochimiques. Elle est aussi déterminée par d'autres processus actifs, parmi lesquels, la réduction de l'oxygène à la cathode qui est beaucoup plus lente que l'oxydation de l'hydrogène à l'anode. Les polarisations d'activation de cette région sont améliorées par l'élévation de la température, dont la formule simple proposée par J.C. Amphlett est donnée par l'équation suivante [83] :

$$\eta_{act} = \xi_1 + \xi_2 T + \xi_3 T \ln(C_{O_2}^*) + \xi_4 T \ln(I_{cell}) \quad (2.3)$$

Où  $I_{cell}$  est le courant de fonctionnement d'une PAC et  $\xi_1, \xi_2, \xi_3$  et  $\xi_4$  sont des coefficients paramétriques d'une PACPEM.  $C_{O_2}^*$  représente les concentrations de l'oxygène ( $mol/cm^3$ ) dissous dans un film d'eau à l'interface de la membrane gaz/liquide sur la surface catalytique de la cathode. Elles sont exprimées par la loi de Henry en fonction de sa pression [82] :

$$C_{O_2}^* = \frac{P_{O_2}^*}{5,08 \times 10^6 e^{-\left(\frac{498}{T}\right)}} \quad (2.4)$$

A des faibles densités de courant, l'allure de la courbe est déterminée par la polarisation d'activation de la cathode (Figure 2-2). Généralement la cathode est l'électrode qui limite la performance de fonctionnement d'une PACPEM, du fait que la densité de courant de la réaction de l'oxygène est faible par rapport à celle de la réaction de l'hydrogène au niveau de l'anode et étant donné qu'on utilise de l'oxygène pur.

$$C_{O_2}^* = P_{cath} \cdot [1 - \chi_{H_2O}^{sat}] \quad (2.5)$$

$P_{cath}$  représente la pression de l'oxygène à la cathode,

$\chi_{H_2O}^{sat}$  représente la fraction molaire de saturation de l'eau pour un gaz humidifié.

Etant donné que  $\chi_{H_2O}^{sat}$  est égale à 50 %, on obtient alors  $P_{O_2}^* = \frac{1}{2} P_{cath}$

A l'anode, on utilise  $H_2$  pur qui ne possède pas du monoxyde de carbone,

$$P_{H_2}^* = P_{anode} \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \chi_{H_2O}^{sat}\right] \quad (2.6)$$

$P_{anode}$  représente la pression de l'hydrogène à l'anode, pour la même fraction molaire

on obtient  $P_{H_2}^* = \frac{3}{4} P_{anode}$ .

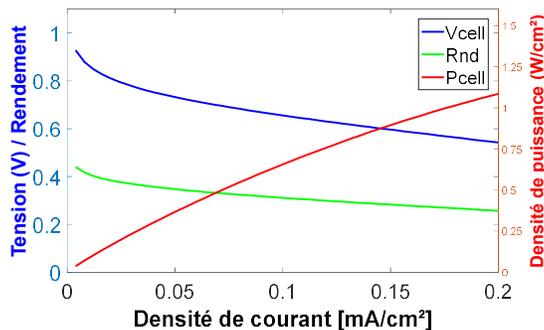


Figure 2-2 : Caractéristique Tension-Courant et Puissance-Courant d'une PACPEM pour les basses densités de courant

### 2.2.1.2 Région de moyennes densités de courant

On observe une décroissance linéaire de la tension d'une PAC proportionnelle à l'augmentation du courant. Cette décroissance est nommée polarisation ohmique, elle est liée aux résistances électroniques dans les plaques bipolaires, électrodes, connexions en série de l'assemblage et résistances ioniques internes.

On détermine la chute de tension par la résistivité de la membrane solide au transfert de protons, qui est plus grande que les autres régions (Figure 2-3). Dans la PACPEM, ce transfert détermine la conduction ionique. Cette chute de tension est donnée par la loi d'Ohm [83] :

$$\eta_{ohm} = I_{cell} \cdot (R_C + R_M) \quad (2.7)$$

Avec  $R_C$  est la résistance équivalente de contact à la conduction des électrons et  $R_M$  est la résistance équivalente de la membrane à la conduction des protons. Cette dernière est déterminée par la relation  $R_M = \frac{r_M \cdot l}{S}$ , où  $l$  est l'épaisseur de la membrane ( $\mu m$ ),  $S$  est la surface active d'une PAC ( $cm^2$ ) et  $r_M$  est la résistance spécifique de la PEM ( $\Omega \cdot cm$ ), elle est donnée par :

$$r_M = \frac{181,6 \left[ 1 + 0,03 \left( \frac{I_{cell}}{S} \right) + 0,062 \left( \frac{T}{303} \right)^2 \cdot \left( \frac{I_{cell}}{1} \right)^{2,5} \right]}{\left[ \lambda_{(H_2O/SO_3^-)} - 0,634 - 3 \left( \frac{I_{cell}}{S} \right) \right] \cdot \exp \left[ 4,18 \left( \frac{T - 303}{T} \right) \right]} \quad (2.8)$$

Le terme  $\frac{181,6}{(\lambda_{(H_2O/SO_3^-)} - 0,634)}$  représente la résistance spécifique de la membrane ( $\Omega \cdot cm$ ) lorsque  $I_{cell}$  est nul à une température de 30 °C. Le facteur de correction de la température est le terme exponentiel au dénominateur si cette dernière n'est pas égale à 30 °C [60].  $\lambda_{(H_2O/SO_3^-)}$  est la teneur en eau dans la membrane dont les valeurs minimale et maximale sont respectivement 0 et 22. En remplaçant l'équation (2.8) dans l'équation (2.7), l'expression de la polarisation ohmique devient :

$$\eta_{ohm} = \frac{I_{cell}}{S} \left[ \frac{181,6 \left[ 1 + 0,03 \left( \frac{I_{cell}}{S} \right) + 0,062 \left( \frac{T}{303} \right)^2 \cdot \left( \frac{I_{cell}}{1} \right)^{2,5} \right]}{\left[ \lambda_{(H_2O/SO_3^-)} - 0,634 - 3 \left( \frac{I_{cell}}{S} \right) \right] \cdot \exp \left[ 4,18 \left( \frac{T - 303}{T} \right) \right]} + S \cdot R_C \right] \quad (2.9)$$

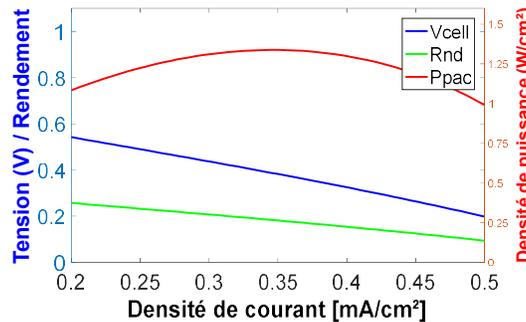


Figure 2-3 : Caractéristique Tension-Courant, Puissance -Courant d'une PACPEM pour les moyennes densités de courant

### 2.2.1.3 Région de hautes densités de courant

A des densités de courant élevées, c'est la cinétique de diffusion des gaz à travers les électrodes qui devient le facteur contraignant des réactions due aux gradients de concentration des réactifs. A partir d'une certaine densité de courant demandée, l'alimentation en molécules d'oxygène ne peut suivre, et la tension chute rapidement [62], observant ainsi une décroissance proportionnelle à la densité de courant comme l'illustre la Figure 2-4. Ces pertes sont déterminées par l'expression suivante :

$$\eta_{conc} = -B \left( 1 - \frac{J}{J_{max}} \right) \quad (2.10)$$

$B$  : Constante empirique qui dépend du type de la PAC et de son état de fonctionnement.

$J$  : Densité de courant de fonctionnement ( $A/cm^2$ )

$J_{max}$  : Densité de courant maximale.

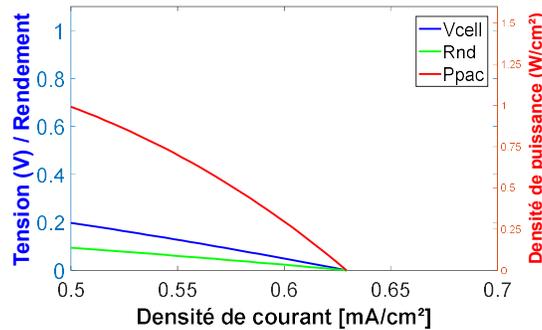


Figure 2-4 : Caractéristique Tension-Courant, Puissance-Courant d'une PACPEM pour les hautes densités de courant

### 2.2.2 Polarisation réelle totale

La polarisation réelle totale d'une PACPEM est obtenue en remplaçant les équations (2,2) (2.3), (2.9) et (2.10) dans l'équation (2.1). L'équation résultante représente le comportement électrochimique statique de la PAC. La Figure 2-5 représente le circuit électrique équivalent utilisé pour la modélisation du comportement dynamique de la pile. Dans ce circuit électrique équivalent l'écart des tensions d'activation et de concentration représenté par les résistances  $R_{act}$  et  $R_{conc}$  respectivement, est causé par l'effet de la double couche de charge. Quand il y a une accumulation de charges entre deux matériaux différents et en contact

direct, ce phénomène s'expose. Dans ce cas la couche de charge dans l'interface électrode/électrolyte se comporte comme un condensateur.

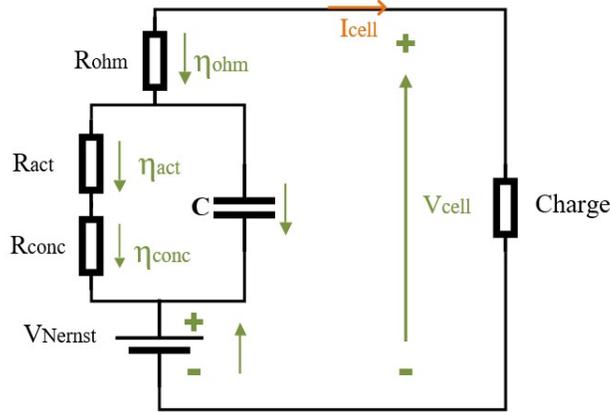


Figure 2-5 : Schéma électrique équivalent d'une PAC dans un état dynamique

### 2.2.3 Dimensionnement du stack

Pour une PAC composée de  $N_p$  packs montés en parallèle constitués chacun de  $N_s$  stacks montés en série, on obtient le schéma de principe d'un prototype PACPEM, comme l'illustre la Figure 2-6. Cette pile à combustible a une tension totale ( $U_{PAC}$ ) donnée :

$$U_{PAC} = N_s \cdot V_{stack} \quad (2.11)$$

Avec :  $V_{stack} = N_{cell} \cdot V_{cell}$ ,  $N_s$  est le nombre de stacks par pack,  $N_{cell}$  est le nombre de cellules par stack et  $V_{cell}$  est la tension d'une cellule. Ce prototype est utilisé afin d'assurer une puissance maximale de l'étage d'alimentation du véhicule électrique hybride.

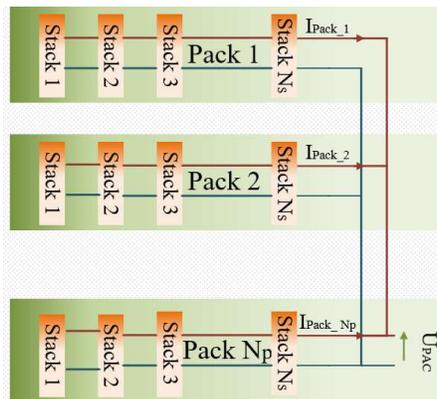


Figure 2-6 : Prototype d'une PAC

## 2.3 Comportement du SYSPAC vis à vis des variations de la température et de la surface

Le modèle mathématique obtenu dans les sections précédentes lors de la modélisation d'une PAC est utilisé pour créer une fonction Matlab sur Simulink. Le bloc de construction du signal ( en anglais *Signal builder*) pour générer le signal d'entrée  $I_{cell}$  est considéré comme le courant de la PAC nécessaire à la charge.

A partir de cette simulation, nous pouvons comparer l'évolution des réponses de la pile sous différents paramètres. Afin de ne pas atteindre le courant limite d'une PAC et provoquer par conséquent un régime de fonctionnement dégradé, la densité de courant ne doit pas dépasser  $1 A/cm^2$ , de ce fait la densité du courant  $J$  nécessaire à la charge est prise dans l'intervalle  $0 A/cm^2$  à  $1 A/cm^2$ . En respectant toutes les contraintes relatives aux conditions de fonctionnement, nous déterminons les courbes caractéristiques d'une PACPEM et à partir de quelles, il est possible de :

- Déterminer la tension et le courant maximaux que la PAC peut produire.
- Trouver la puissance maximale ainsi que son rendement.
- Choisir et contrôler les conditions de fonctionnement optimales.

### 2.3.1 Caractéristique tension/courant d'une cellule

La caractérisation d'une PAC consiste à faire varier l'intensité du courant et déterminer la tension qui le correspond. Nous nous sommes intéressés à une modélisation qui montre le comportement de la tension de sortie d'une PACPEM en fonction de la température et de la surface. Les courbes de la Figure 2-7 illustrent ce comportement avec un fonctionnement statique. On constate que la tension est inversement proportionnelle à la densité de courant pour les trois types de polarisations. Les effets de l'augmentation de la température constatés sont les suivants :

- Diminution de la pente de la partie linéaire de la courbe de polarisation.
- Réduction des pertes en tension aux faibles densités de courant.
- Repoussement du courant limite vers des plus fortes valeurs.

En augmentant la surface, nous avons constaté un comportement différent de celui de l'augmentation de la température à savoir :

- Diminution lente de la pente de la partie linéaire de la courbe de polarisation.
- Mêmes pertes en tension aux faibles densités de courant quelle que soit la surface.
- Repoussement moins significatif du courant limite vers des plus fortes valeurs.

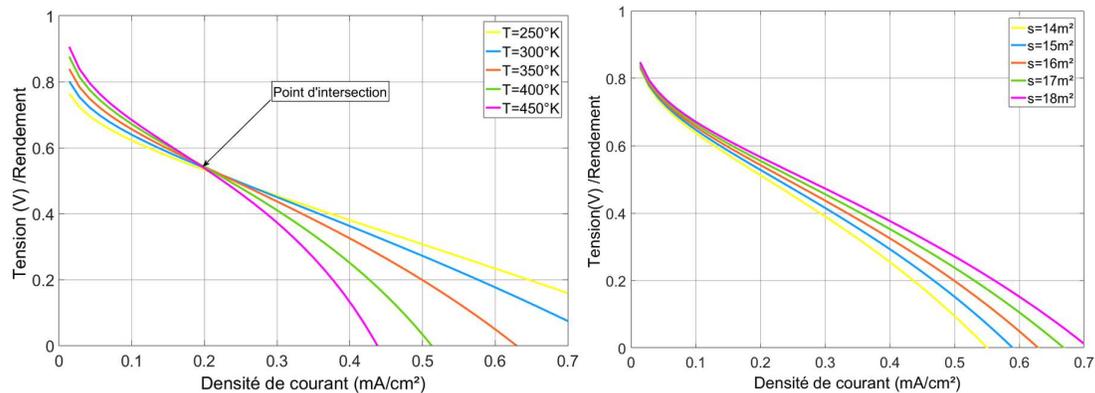


Figure 2-7 : Tension de sortie en régime statique d'une cellule PACPEM

### 2.3.2 Densité de puissance d'une cellule

Pour connaître les capacités d'une PAC et les conditions de fonctionnement optimales, il est indispensable de tracer la courbe de la densité de puissance en fonction de la densité de courant. La Figure 2-8 illustre la densité de puissance obtenue pour différentes températures et différentes surfaces. Les courbes sont toutes de forme parabolique, on constate que la puissance croît d'une manière presque linéaire, pour atteindre le point de puissance maximale MPP. Cette dernière diminue rapidement par la suite. On constate également que pour un pas constant de température la variation en puissance n'est pas constante contrairement au cas de la surface.

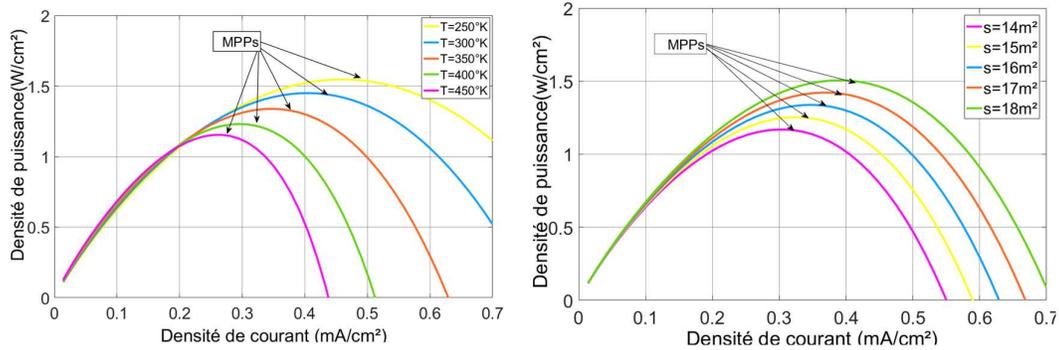


Figure 2-8 : Densité de puissance en régime statique d'une cellule PACPEM

### 2.3.3 Rendement d'une cellule

La Figure 2-9 illustre le rendement de la pile en tension en fonction de la densité de courant en vapeur et en liquide. Par les réponses de la tension et du rendement, on constate qu'elles ont la même dynamique avec une petite différence en ordre de grandeur. Le rendement chute progressivement en fonction de l'augmentation du courant. Le rendement est calculé en fonction de la tension  $V_{cell}$  par l'une de ces deux expressions :

- $Rnd = V_{cell} / 1.48$  pour l'eau liquide
- $Rnd = V_{cell} / 1.25$  pour l'eau vapeur

D'après [60], 1.48 V et 1.23 V correspondent aux tensions qui devraient être obtenues si le système était efficace à 100%. Ainsi, plus la tension d'une PAC est élevée, plus le rendement est meilleur en électricité. L'énergie perdue sous forme de chaleur est une énergie non convertie en électricité.

À cause de l'irréversibilité des réactions, de la chute ohmique et de la diffusion des réactifs, la tension d'une PAC est inférieure à la valeur maximale. On constate également que les rendements électriques les plus élevés sont obtenues pour une densité de courant minimale, et donc pour une puissance électrique minimale. De ce fait, la conséquence principale de l'accroissement de la température est la réduction de la pente de la portion linéaire de la courbe comme montré dans la Figure 2-10. L'augmentation de la surface repousse le courant limite vers des plus fortes valeurs avec des pertes en tension égales aux faibles densités de courant.

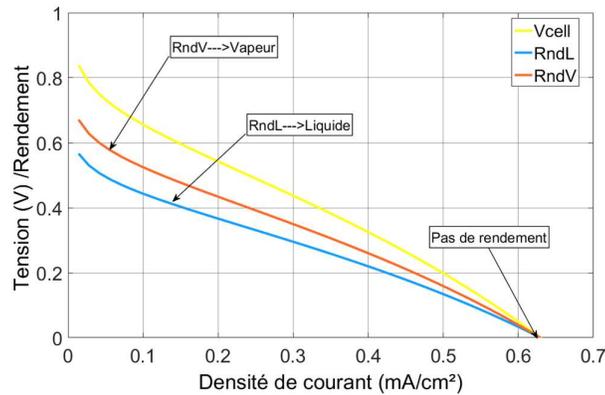


Figure 2-9 : Rendement statique en électricité d'une cellule PACPEM

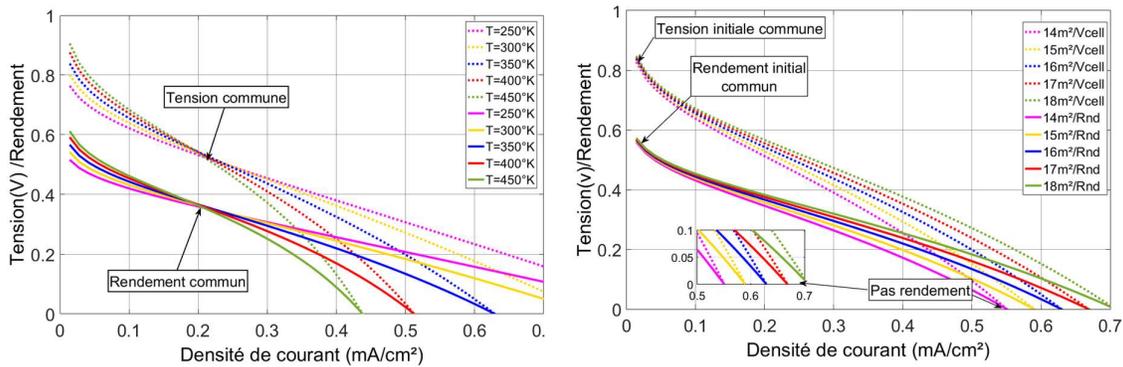


Figure 2-10 : Rendement en électricité en régime statique d'une cellule PACPEM

### 2.3.4 Caractérisation de la PACPEM sous l'influence d'autres paramètres de fonctionnement

Les performances d'une PAC sont influencées par une multitude de paramètres de fonctionnement en plus de la température et la surface qui sont : la pression, la composition de gaz, la densité de courant, les impuretés de gaz et l'état de vieillissement d'une PAC.... Ces paramètres influencent directement la tension de sortie d'une PAC et donc sur la valeur de MPP.

Au vu des réponses de la tension et de la puissance obtenues en fonction de la densité du courant et de la température, on constate qu'elles ont la dynamique du repoussement du courant limite vers des plus fortes valeurs, la prolongation du point de fonctionnement d'une PAC vers les courants les plus élevés et l'accroissement du rayon de parabole de puissance.

Pour le reste de cette étude, l'analyse de la réponse statique d'une PACPEM a été effectuée avec une température de fonctionnement supposée fixe et très basse. Même si la pile a une réponse statique, un comportement dynamique est imposé par la dynamique de chaque sous-système. Ceci est obtenu grâce à l'influence des variables d'état des sous-systèmes à savoir, la résistance, l'humidification de la membrane, la surface de la cellule, la pression et la température sur les réponses en tension et en puissance de la cellule. Pour cette raison, nous nous intéressons à la modélisation du comportement d'une PACPEM en la représentant en trois dimensions.

Les Figures 2-11, 2-12, 2-13 et 2-14 représentent les caractéristiques d'une PACPEM sous différentes conditions et paramètres, à savoir la température, l'humidification de la membrane, la surface et la résistance spécifique de la PEM. Ces figures illustrent l'effet de ces paramètres sur la tension, la puissance disponible de la PAC, la position du MPP et par conséquent sur l'économie d'énergie.

Si la membrane est humidifiée, le MPP sera repoussé vers les hautes densités de courant. Le même effet est constaté avec l'élargissement de la surface mais, l'effet s'inverse lorsque la résistance spécifique est augmentée. En examinant toutes les courbes de simulation de la PAC pour les différents paramètres, on constate que le MPP varie proportionnellement à la densité du courant utilisée, l'humidification de la membrane, la surface et la température, toutefois il est inversement proportionnel à la variation de la résistance spécifique.

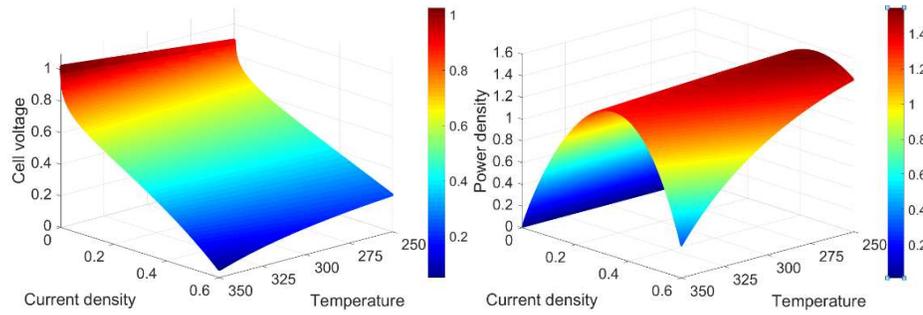


Figure 2-11 : Influence de la température sur la réponse statique d'une PAC

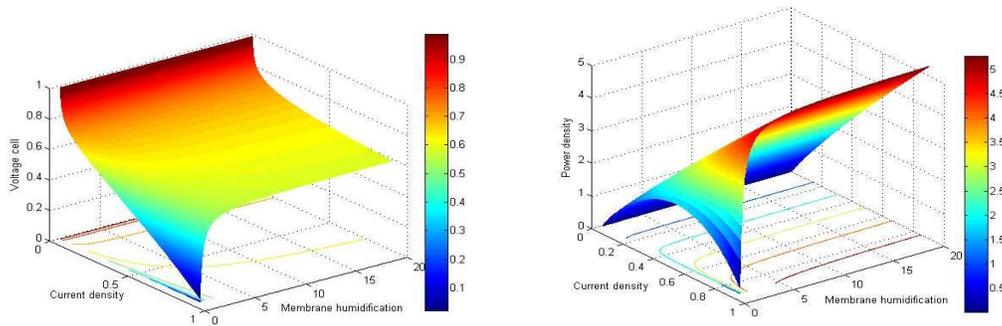


Figure 2-12 : Influence de l'humidification sur la réponse statique d'une PAC

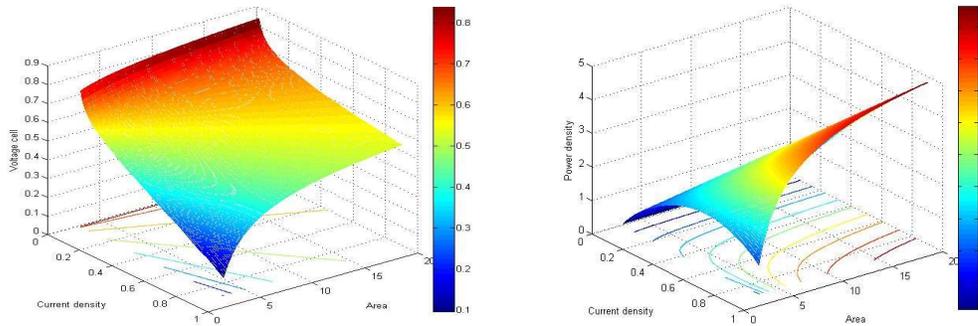


Figure 2-13 : Influence de la surface de la cellule sur la réponse statique d'une PAC

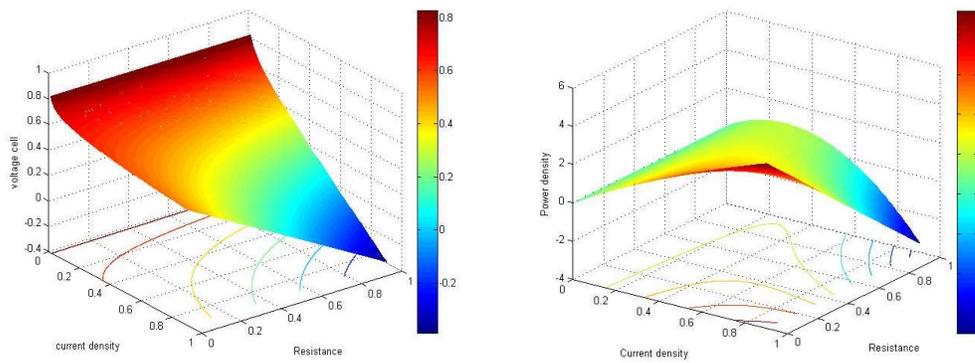


Figure 2-14 : Influence de la résistance spécifique sur la réponse statique d'une PAC

## 2.4 Modélisation du supercondensateur

A présent, on propose de modéliser une cellule d'un Super Condensateur ainsi que le prototype d'un pack d'un SC, qui est utilisé comme source secondaire et d'appoint d'énergie dans l'étage d'alimentation d'un véhicule électrique hybride.

### 2.4.1 Modélisation des SCs

Dans le véhicule VHSP, la pile constitue la principale source d'énergie et de stockage. Parfois, la puissance disponible de cette PAC peut ne pas être suffisante pour répondre aux demandes de charge de pointe. Ainsi, un stockage secondaire comme le supercondensateur peut être utilisé en parallèle avec la SPE pour répondre à la demande de puissance [8]. Les transitions des courants de régénération peuvent être emmagasinées par le SC, empêchant le surplus d'une PACPEM causé par les pics du courant de charge.

Le fonctionnement peut être décrit pour différents états du composant, soit en état de charge ou en état de décharge [84]. La Figure 2-15 ci-dessous montre le schéma électrique du SC.

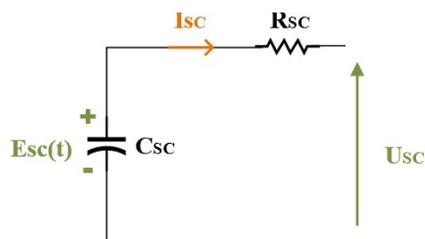


Figure 2-15 : Schéma électrique du SC

Sachant que  $U_{SC}$  représente la tension aux bornes d'un SC qui est exprimée par :

$$U_{SC} = E_{SC} - R_{SC} \cdot I_{SC} \quad (2.12)$$

$R_{SC}$  : Résistance série du module SC

$E_{SC}$  : Tension à vide du module SC

$I_{SC}$  : Courant du circuit fourni par le module SC

$C_{SC}$  : Capacité du module SC

Les valeurs de  $C_{SC}$  et  $R_{SC}$  sont supposées constantes. La charge  $Q_{SC}$  stockée dans le Module SC est donnée par l'expression :

$$Q_{SC} = C_{SC} \cdot U_{SC} \quad (2.13)$$

Vu que le condensateur se comporte comme un intégrateur de courant, la tension à vide est calculée de la manière suivante :

$$E_{SC}(t) = E_{SC}(0) - \frac{1}{C_{SC}} \int_0^t I_{SC}(\tau) \cdot d\tau \quad (2.14)$$

L'énergie stockée dans le SC est donnée par l'équation suivante :

$$X_{SC} = \frac{1}{2} \cdot C_{SC} \cdot E_{SC}^2 \quad (2.15)$$

## 2.4.2 Prototype d'un pack SC

Pour répondre aux besoins en puissance et en énergie d'une application donnée, un assemblage de plusieurs SCs est nécessaire. Le module de SCs utilisé est constitué de deux blocs branchés en parallèle. Chaque bloc est composé de 141 cellules. Le pack SC est constitué de SCs branchés en série  $N_s$  et en parallèle  $N_p$  dont le modèle équivalent est un condensateur idéal en série avec une résistance (un circuit électrique de type RC) [8], comme l'illustre la Figure 2-16.

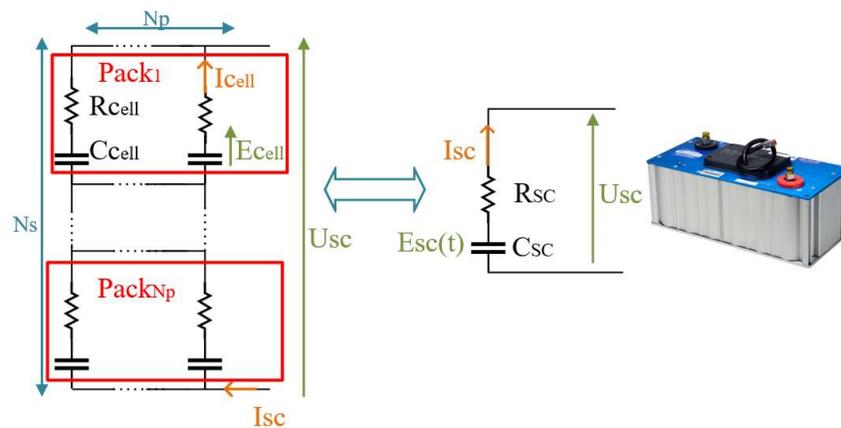


Figure 2-16 : Schéma électrique cellulaire et modèle équivalent d'un pack de SCs.

Où :

$C_{cell}$  : Capacité élémentaire d'une cellule SC.

$R_{cell}$  : Résistance élémentaire d'une cellule SC.

$E_{cell}$  : Tension à vide d'une cellule SC

$I_{cell}$ : Courant fourni par une cellule SC

Comme l'énergie  $X_{SC}$  emmagasinée dans le SC est proportionnelle à sa tension à vide  $E_{SC}$ , l'énergie est maximale lorsque la tension à vide est maximale.

$$\begin{cases} X_{SC}(E_{SC}) = \frac{1}{2} C_{SC} \cdot E_{SC}^2 \\ X_{SC\_MAX}(E_{SC}) = \frac{1}{2} C_{SC} \cdot E_{SC\_MAX}^2 \end{cases} \quad (2.16)$$

Par définition, l'état de charge *SOC* (State Of Charge) correspond au rapport entre l'énergie contenue dans le SC et l'énergie maximale admissible :

$$SOC(t) = \frac{X_{SC}(t)}{X_{SC\_MAX}} \quad (2.17)$$

L'emploi des SCs comme dispositif de stockage d'énergie (SSAE) à bord du VHSP nécessite la réalisation d'un pack formé de plusieurs cellules élémentaires en série ou mixte (série parallèle). La modélisation d'un pack revient à modéliser une cellule et à choisir le type de l'association des cellules élémentaires formant ce pack. Le cas de l'association en série de  $N_s$  cellules des SCs est présenté par la Figure 2-16 ci-dessus. Le modèle équivalent résultant de cette association est présenté par le module des SCs.

Lorsque  $N_s$  supercondensateurs sont connectés en série, la tension totale  $U_{SC}^{EQ}$ , le courant  $I_{SC}^{EQ}$ , la capacité équivalente  $C_{SC}^{EQ}$  et la résistance équivalente  $R_{SC}^{EQ}$  sont données par :

$$\begin{cases} C_{SC}^{EQ} = \frac{C_{SC}}{N_s} \\ R_{SC}^{EQ} = N_s \cdot R_{SC} \\ I_{SC}^{EQ} = I_{SC} \\ U_{SC}^{EQ} = U_{SC} \cdot N_s \end{cases} \quad (2.18)$$

Si on désigne par  $N_p$  le nombre de packs montés en parallèle, les expressions de  $U_{SC}^{EQ}$ ,  $C_{SC}^{EQ}$ ,  $I_{SC}^{EQ}$  et  $R_{SC}^{EQ}$  deviennent :

$$\begin{cases} C_{SC}^{EQ} = \frac{C_{SC} \cdot N_P}{N_S} \\ R_{SC}^{EQ} = \frac{R_{SC} \cdot N_S}{N_P} \\ I_{SC}^{EQ} = N_P \cdot I_{SC} \\ U_{SC}^{EQ} = U_{SC} \cdot N_S \end{cases} \quad (2.19)$$

Le nombre total des SCs élémentaires qui forment la SSAE est  $N_{SC} = N_P \cdot N_S$ .

Nous avons déjà mentionné qu'en cas d'accélération, la puissance fournie doit être assurée par la SSAE, c'est pour cette raison que les SCs doivent avoir assez de puissance pour satisfaire cette demande. Cette puissance est donnée par [9] :

$$P_{SC} = M_{VHSP} \cdot V_{VHSP} \cdot \left( \frac{dV_{VHSP}}{dt} \right) = M_{VHSP} \cdot V_{VHSP} \frac{V_{VHSP} - 0}{t_f - 0} \quad (2.20)$$

Avec  $M_{VHSP}$  et  $V_{VHSP}$  sont respectivement la masse et la vitesse du VHSP.  $t_f$  représente le temps final de fonctionnement.

A titre d'exemple nous citons la modélisation du fonctionnement dynamique d'un module SCs (2600F). Ce modèle, connu par le modèle de L. Zubieta, est constitué d'une résistance connectée en série avec une capacité variable  $C_{SC}$  qui dépend de la tension à ses bornes  $E_{SC}$  [4].

$$\begin{cases} C_{SC} = C_0 + k_v \cdot E_{SC} \\ Q_{SC} = C_{SC} \cdot E_{SC} \\ I_{SC} = -\frac{dQ_{SC}}{dt} \end{cases} \quad (2.21)$$

$C_0$  et  $k_v$  représentent les paramètres caractérisant le module SC.

La tension aux bornes du module de SCs, le courant fourni et la puissance demandée par le véhicule considéré sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{SC} = -(C_0 + 2k_v \cdot E_{SC}) \frac{dE_{SC}}{dt} \\ U_{SC} = E_{SC} - R_{SC} \cdot I_{SC} \\ P_{SC} = E_{SC} \cdot I_{SC} - R_{SC} \cdot I_{SC}^2 \end{cases} \quad (2.22)$$

## 2.5 Vérification du modèle SC et résultats de simulation

La structure retenue pour le modèle de simulation est présentée en détails dans cette section. En effet ce modèle est réalisé à partir du modèle mathématique du module SC. A partir de ce modèle on a créé une fonction MATLAB sur Simulink, dont la seule entrée traitée est le courant  $I_{sc}$  qui est un créneau d'amplitude de 100A et d'une durée de 5s ( Figure 2-17.a).

Les résultats de la simulation sont représentés par les Figure 1-17 b, ..., f. Le temps de simulation est fixé à 10s lors d'une charge à courant constant, afin d'obtenir les différentes caractéristiques du module SC.

Les SCs sont utilisés alors comme source de puissance instantanée, en complémentarité avec la SPE ; ces sources hybrides, qui par principe combinent les avantages de deux technologies de stockage d'énergie : énergie spécifique pour la première, puissance spécifique importante et disponible sur des durées appréciables pour la deuxième.

Les résultats semblent cohérents avec le changement d'entrées et le principe de fonctionnement du SC. La Figure 2-17 illustre le courant d'entrée, la tension du SC, la réponse en puissance, la réponse en énergie , la charge et le *SOC*.

- Tension totale du SC : D'après l'évolution de la tension aux bornes d'une cellule de SC lors d'une charge à courant constant (Figure 2-17.b), on constate que la tension  $V_{sc}$  dépasse la tension  $E_{sc\_max}$ , ce phénomène est lié à la présence de la résistance  $R_{sc}$ .
- Charge du SC : La charge  $Q_{sc}$  a la même allure que la tension comme l'illustre la Figure 2-17.c. Elle augmente progressivement puis se stabilise après une chute brusque.
- Energie et état de charge du SC: L'énergie et l'état de charge ont la même allure (Figure 2-17.d et Figure 2-17.e), elles augmentent progressivement sous une forme parabolique pour se stabiliser à une valeur précise.
- Puissance du SC : La puissance  $P_{sc}$  chute linéairement jusqu'au minimum lorsque  $I_{sc} = 5A$  et s'annule instantanément comme le montre la Figure 2-17.f.

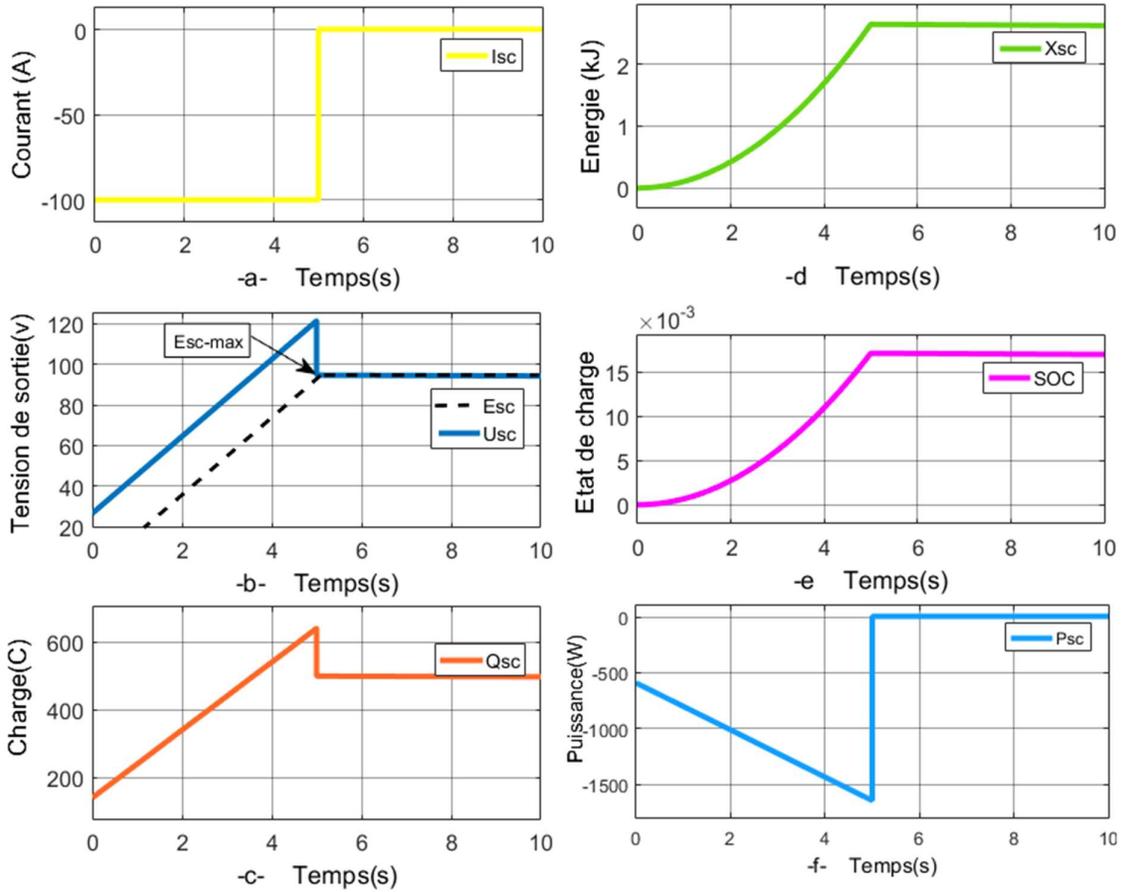


Figure 2-17 : Caractéristiques d'un module de SC

## 2.6 Modélisation du VHSP et estimation de la puissance demandée

Afin de compléter l'étude du SYSPAC du VHSP, il est important d'évaluer la puissance demandée par ce VHSP. Ce VHSP est considéré comme un corps solide de forme régulière en déplacement soumis à trois forces selon le plan XY : La force de traction  $F_{Trac}$ , la force de résistance de montée  $F_{resis\_mont}$  et la force de résistance aérodynamique  $F_{resis\_aero}$  comme l'illustre la Figure 2-18.

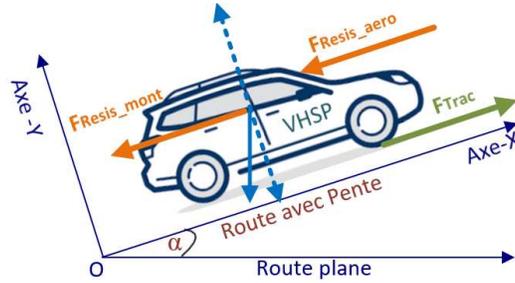


Figure 2-18 : Forces s'exerçant sur le VHSP.

La force de traction  $F_{Trac}$  résulte de l'action des roues motrices sur la chaussée,  $F_{resis\_aero}$  provient des frottements de l'air sur le VHSP,  $F_{resis\_mont}$  résulte de l'accélération due à la pesanteur et  $P_{MEV}$  représente la puissance de la charge. Ces forces sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} F_{resis\_mont} = M_{VHSP} \cdot g \cdot Cr \\ F_{resis\_aero} = \left(\frac{1}{2}\right) \rho_{AIR} \cdot Sf \cdot Cx \cdot V_{VHSP}^2(t) \\ P_{MEV} = F_{traction} \cdot V_{VHSP}(t) \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec :

$\alpha$  : Angle de la pente.

$M_{VHSP}$ : Masse du VHSP.

$V_{VHSP}$ : Vitesse du VHSP.

$g$  : Accélération due à la pesanteur qui est égale à  $9,8 \text{ m/S}^2$ .

$Cr$  : Coefficient de frottement des roues ou de roulement du VHSP.

$\rho_{AIR}$  : Densité de l'air est égale à  $1.2 \text{ Kg/m}^3$ .

$Sf$  : Surface frontale.

$Cx$  : Coefficient de résistance aérodynamique.

Le principe fondamental de la dynamique lie les forces et les accélérations d'un solide :

On a:

$$\sum \vec{F} = \vec{F}_{resis\_mont} + \vec{F}_{resis\_aero} + \vec{F}_{traction} + \vec{P} = M_{VHSP} \cdot \vec{Y} \quad (2.24)$$

Où  $\vec{Y}$  représente l'accélération. Par projection sur l'axe OX, on obtient :

$$F_{traction} - F_{resis\_aero} - F_{resis\_mont} - M_{vhsp} \cdot g \cdot \sin\alpha = M_{VHSP} \frac{dV_{VHSP}(t)}{dt} \quad (2.25)$$

Si on suppose que la route est plane  $\alpha = 0$ , il en résulte :

$$V_{VHSP}(t) = \frac{1}{M_{VHSP}} \int_0^t (F_{traction} - F_{resis\_aero} - F_{resis\_mont}) d\xi \quad (2.26)$$

On obtient la puissance de la charge qui dépend des variations de la vitesse [42] :

$$P_{MVH}(t) = \left[ \frac{1}{2} \times \rho_{AIR} \times S_f \times C_x \times V_{VHSP}^2(t) + M_{VHSP} \times g \times C_r + V_{VHSP} \left( \frac{dV_{VHSP}(t)}{dt} \right) \right] \times M_{VHSP}(t) \quad (2.27)$$

Le Tableau 2.1 contient les données spécifiques du cahier de charges choisi pour la simulation.

Tableau 2.1 : Données spécifiques du cahier de charge du VHSP considéré

| Paramètre   | Valeur                      |
|---|-----------------------------|
| Vitesse maximale du VHSP                          | $V_{VHSP}^{Max} = 136km/h$  |
| Accélération de VHSP<br>de 0 à 100 km /h en 12.5s | $\gamma = 2.22m/s^2$        |
| Puissance d'un stack                              | $P_{Stack} = 0.8KW/h$       |
| Nombre de packs montés en parallèle (PAC)         | $N_p = 02$                  |
| Nombre de stacks montés en série par pack (PAC)   | $N_s = 03$                  |
| Nombre de cellule (PAC)                           | $N_{cell} = 125$            |
| Nombre de packs montés en parallèle (SC)          | $N_p = 02$                  |
| Nombre de stacks par pack (SC)                    | $N_s = 1$                   |
| Nombre de cellule (SC)                            | $N_{cell} = 141$            |
| Tension nominale d'une cellule (PAC)              | $V_{CELL}^{NOM} = 0.53Volt$ |
| Capacité d'une cellule                            | $C_{cell} = 1500F$          |
| Tension nominale d'une cellule (SC)               | $V_{CELL}^{NOM} = 2.5Volt$  |
| Puissance consommée par les accessoires du SYSPAC | $P_{AUX} = (20\%).P_{PAC}$  |
| Puissance spécifique maximale (1 cellule SC)      | $P_{SC\_MAX} = 4.8 KW/Kg$   |
| Energie spécifique maximale (1 cellule SC)        | $X_{SPmax} = 5,3KWh/Kg$     |
| Tension de BUS                                    | $U_{DC} = 400 volts$        |
| Masse du VHSP                                     | $M_{VHSP} = 957Kg$          |
| Coefficient de pénétration d'air                  | $C_x = 0.3$                 |
| Coefficient de roulement                          | $C_r = 0.01$                |
| Surface frontale du VHSP                          | $S_f = 2.5m^2$              |

## 2.7 Modèle et résultats de simulation du VHSP considéré

Dans cette partie on va donner les résultats de la simulation du VHSP en se basant sur, les caractéristiques mécaniques du véhicule et la référence souhaitée selon le cycle NEDC.

Ce modèle illustré par la Figure 2-19 est conçu en se basant sur le principe fondamental de la dynamique liant les forces et les accélérations du VHSP. Afin de déterminer la puissance demandée par la charge en fonction de la consigne, nous allons appliquer un signal d'entrée  $V_{VHSP}$  qui est la vitesse du VHSP selon le cycle NEDC.

La Figure 2-19 présente avec plus de détails la structure retenue pour la dynamique du VHSP utilisé dans ce présent travail. Dans ce stade, une seule entrée sera traitée qui est la vitesse du véhicule et qui fera l'objet de la commande dans le chapitre suivant. Cette entrée sera comparée au cycle normalisé NEDC, par la suite une gestion de puissance sera faite. Cette puissance sera demandée aux systèmes PAC et SC. Et dans ce cas, une énergie sera fournie au VHSP pour sa motorisation. Une telle énergie se traduit par une vitesse suivant le profil exigé.

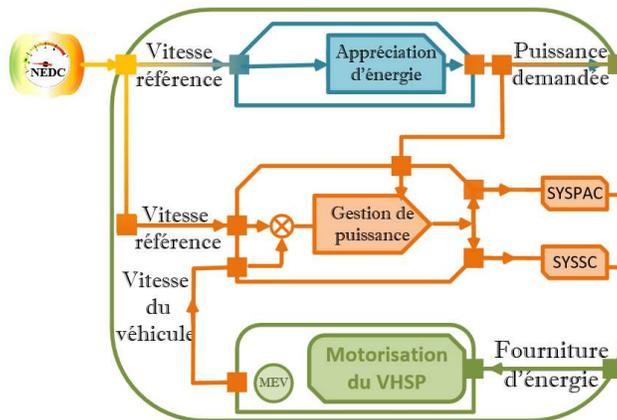


Figure 2-19 : Dynamique du VHSP.

La simulation de ce modèle est faite à partir de l'équation 2.26 et la puissance a été générée à partir des différentes forces appliquées au véhicule. Tout au long de ce travail, le NEDC sera considéré comme référence de la vitesse du VHSP. La dynamique du VHSP via l'allure de la puissance demandée est illustrée par la Figure 2-20. L'effet de la variation de la vitesse sur la puissance fournit selon les deux cycles urbain et rural est montré. On constate qu'un changement rapide de la vitesse conduit à une augmentation de la puissance fournie

(jusqu'à 30kw), donc à une répartition de puissance entre les différentes sources. Pour mieux mettre en évidence l'effet de la vitesse, le véhicule est testé dans un deuxième cycle du profil qui est le cycle rural, où la vitesse atteint 120km/h et la puissance demandée exige une source d'appoint SSAE. Le calcul de la puissance demandée par charge nécessite également la connaissance de la surface frontale du VHSP, le coefficient de frottement des roues et la masse du VHSP qui sont mentionnés précédemment. Dans ces simulations, et selon le cycle NEDC, la puissance de traction spécifique suit une trajectoire définie, c'est-à-dire qu'un courant spécifique sera requis par la charge de ce système hybride.

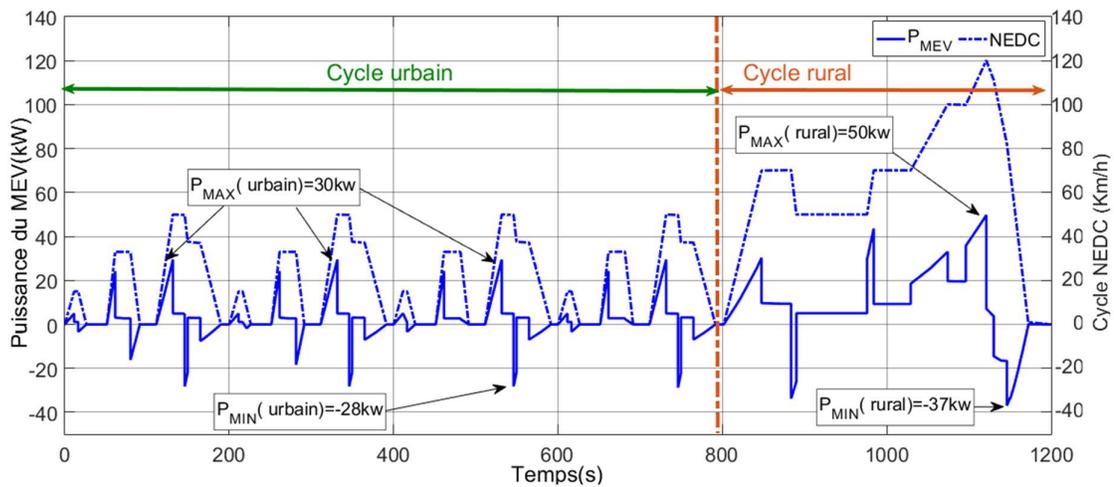


Figure 2-20 : Puissance demandée du VHSP selon le NEDC

## 2.8 Fonctionnement des convertisseurs DC/DC

Les convertisseurs de puissance assurent le contrôle de la répartition de puissance entre le SYSPAC et la SSAE. De plus, la commande locale du convertisseur de puissance permet généralement de limiter le courant, la tension et/ou la puissance transmise de manière à assurer la sécurité des organes auquel il est relié. Le SYSPAC est connecté directement au bus électrique et lui impose sa tension comme l'illustre la Figure 2-21. Un convertisseur DC/DC réversible en puissance est utilisé entre la SSAE et le bus permettant ainsi de fournir l'énergie nécessaire lors des phases de traction et de restituer l'énergie produite par la machine électrique lors des phases de freinage. La SSAE et la SPE sont connectées directement et imposent la tension du bus électrique via des convertisseurs DC/DC. Ce schéma fonctionnel liant les

sources d'énergie à la charge du groupe hybride utilisant les convertisseurs de puissance DC/DC est appelé étage d'adaptation, son rôle est d'adapter les niveaux de tension et de répartir les différentes puissances entre les sources et la charge dans le VHSP. Ainsi, la tension du bus peut être choisie librement dans la plage de fonctionnement possible des convertisseurs utilisés.

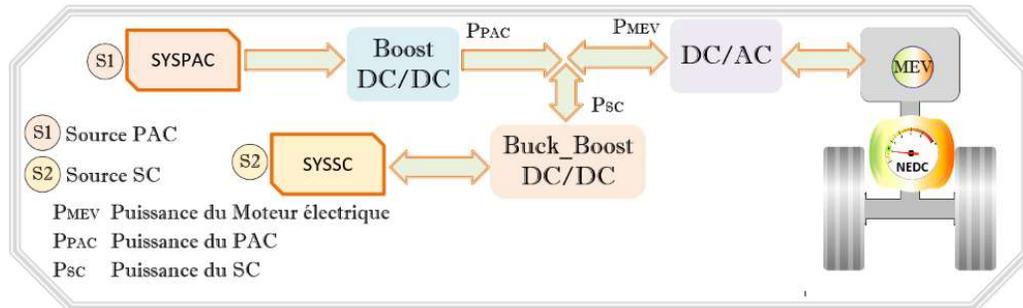


Figure 2-21 : Schéma fonctionnel de l'alimentation électrique du VHSP

### 2.8.1 Fonctionnement du convertisseur Boost connecté à PAC

Un convertisseur de puissance DC/DC non-réversible de type Boost est utilisé entre le SYSPAC et le bus pour permettre l'adaptation à tous les niveaux de tension et de courant. Le schéma de principe d'un hacheur Boost est donné par la Figure 2-22. Cette structure est composée principalement d'une inductance  $L$  et de deux interrupteurs Q1 et D1. Selon l'état de ces deux interrupteurs et le courant  $I_L$ , on peut distinguer ce qui suit :

- La phase active : Lorsque l'interrupteur Q1 est fermé et l'interrupteur D1 est ouvert, le courant traversant l'inductance  $L$  augmente linéairement et une énergie sera stockée dans  $L$ . Durant cette séquence le condensateur  $C$  fournit de l'énergie à la charge  $R$ .
- La phase de roue libre : Lorsque l'interrupteur Q1 est ouvert, l'interrupteur D1 est fermé, l'énergie emmagasinée dans l'inductance  $L$  sera restituée au condensateur et à la charge  $R$ . Lors de cette phase, l'inductance  $L$  est en série avec la source de tension d'entrée et le circuit ainsi obtenu est un montage de convertisseur survolteur [10-12].
- Fonctionnement en mode continu et discontinu : Comme nous l'avons déjà mentionné dans le chapitre précédent, la conduction continue correspond au cas où le courant  $I_L$  traversant l'inductance ne s'annule jamais. La conduction discontinue correspond au cas où le courant  $I_L$  s'annule avant la prochaine phase active.

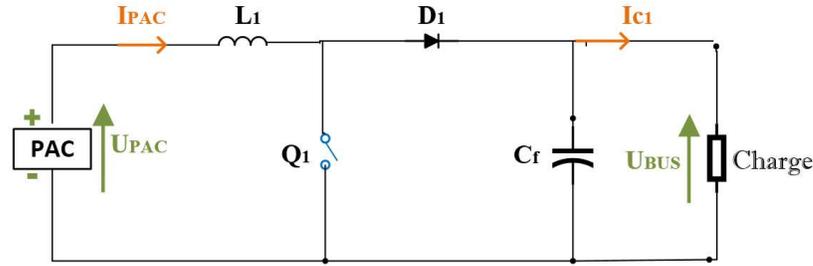


Figure 2-22 : Schéma du Boost connecté à PACPEM

D'après le circuit de la Figure 2-22, les équations permettant de modéliser le Boost connecté à PACPEM sont les suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{dI_{pac}}{dt} = U_{PAC} - U_{BUS}(1 - U) \\ C \frac{dU_{BUS}}{dt} = I_{pac}(1 - U) - \frac{U_{BUS}}{R} \end{cases} \quad (2.28)$$

Où  $I_{pac}$  est le courant dans la bobine  $L$ ,  $U_{PAC}$  est la tension d'entrée,  $U_{BUS}$  est la tension de sortie et  $U$  est la commande. Les équations dynamiques du hacheur sont des équations différentielles du courant d'inductance  $I_{pac}$  et de la tension  $U_{BUS}$  du condensateur en mode de conduction continu [18-22].

En posant :  $x_1 = I_{pac}$  et  $x_2 = U_{BUS}$ , ainsi les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{U_{PAC}}{L} - \frac{x_2(1-U)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1(1-U)}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (2.29)$$

La représentation classique en espace d'état  $\dot{x} = Ax + Bu$  de l'équation précédente se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-U}{L} \\ \frac{1-U}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{PAC} \quad (2.30)$$

Les paramètres de ce système sont : L'inductance de la bobine  $L$ , la capacité du condensateur  $C$ , la résistance de la charge  $R$  et le signal de commande  $U$ . Les variables d'état sont le courant de la bobine  $I_{pac}$  et la tension du condensateur  $U_{BUS}$ . Le signal de contrôle

$U$  prend les valeurs discrètes 0 et 1, il indique l'état de l'interrupteur Q1 ouvert pour 0 et fermé pour 1.

Le rapport cyclique est donné par  $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$  où  $T_{on}$  représente le temps de conduction et  $T$  représente la période de découpage. Tout d'abord on va définir le rapport cyclique  $\alpha$  comme étant le temps  $T_{on}$  pendant lequel l'interrupteur Q1 est ouvert et le temps  $T_{off}$  pendant lequel l'interrupteur Q1 est fermé :

$$\begin{cases} \alpha = \frac{t_{on}}{T} \\ t_{off} = T - t_{on} \end{cases} \quad (2.31)$$

### 2.8.2 Fonctionnement du convertisseur Buck-Boost connecté au SC

Le convertisseur bidirectionnel connecté au module des SCs à deux structures comme l'illustre la Figure 2-23 : Il fonctionne en Boost lorsque les SCs fournissent l'énergie électrique au bus continu et en Buck dans le cas où l'énergie électrique est acheminée vers les SCs afin de les charger [8,9].

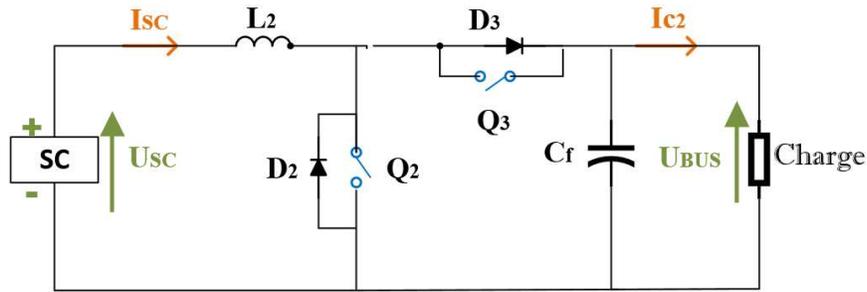


Figure 2-23 : Convertisseur Buck-Boost bidirectionnel connecté au SC [8,9].

- Fonctionnement en mode Boost

Le convertisseur fonctionne en Boost, pour  $0 < t < \alpha T$ , l'interrupteur Q2 est fermé et l'interrupteur Q3 est ouvert. Cette séquence de fonctionnement du convertisseur est illustrée par le circuit électrique de la Figure 2-24.

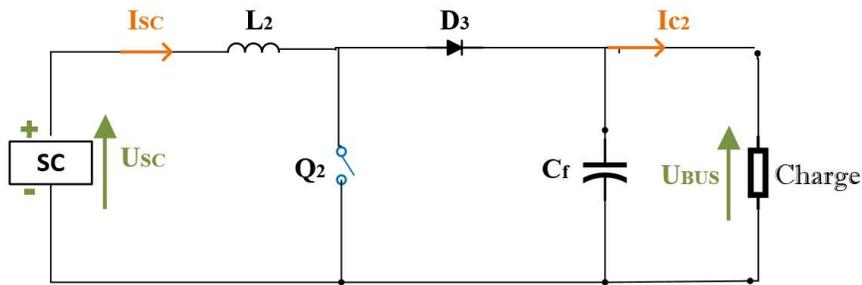


Figure 2-24 : Convertisseur Boost connecté au SC

- Fonctionnement en mode Buck

Le convertisseur fonctionne en Buck, pour  $\alpha T < t < T$ , l'interrupteur  $Q_2$  est ouvert et l'interrupteur  $Q_3$  est fermé. Cette séquence de fonctionnement du convertisseur est illustrée par le circuit électrique de la Figure 2-25.

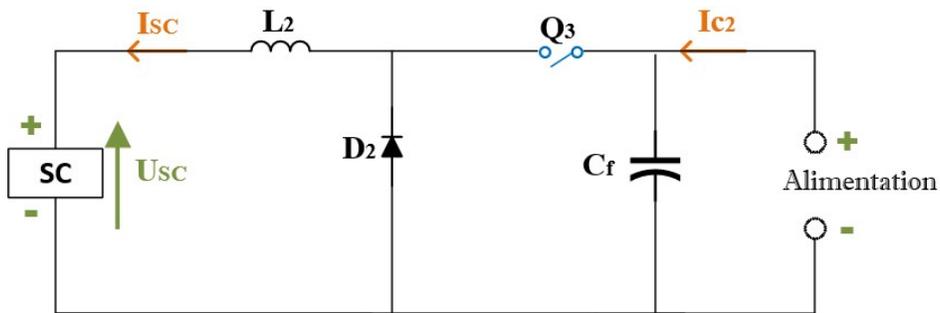


Figure 2-25 : Convertisseur Buck connecté au SC

### 2.8.3 Caractéristiques des convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost

L'évolution des gains en tension en fonction du rapport cyclique des trois convertisseurs est présentée dans la Figure 2-26. Si le rapport cyclique est supérieur à 0,5, seul le montage Boost est élévateur sur toute la plage de réglage des rapports cycliques. Le Boost possède une tension de sortie double de la tension d'entrée si le rapport cyclique est de 0,5 par exemple. Alors que pour le montage Buck-Boost, la tension de sortie pour cette valeur du rapport cyclique est égale à la tension d'entrée et est égale à la moitié pour le montage Buck. Les gains des différents convertisseurs sont :

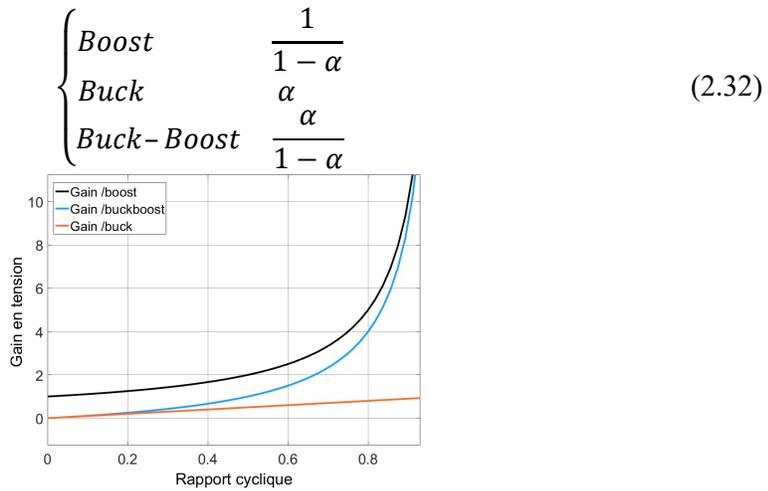


Figure 2-26 : Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique

## 2.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation, le dimensionnement et les modes de fonctionnement des différents éléments de l'étage de puissance. La modélisation a été appliquée au SYSPAC, SC et au VHSP avec une étude paramétrique de la source PAC de type PEM. Cette étude a permis de voir l'influence des paramètres sur la tension de chaque cellule. La modélisation et les modes de fonctionnement des convertisseurs Boost et Buck-Boost ont été présentés également dans ce chapitre. Les simulations du VHSP ont pris en considération le cycle NEDC. Ce cycle a conduit à une puissance spécifique  $P_{MVH}$ , il s'agit d'une puissance principale  $P_{PAC}$  en complémentarité avec une puissance d'appoint  $P_{SC}$ .

Dans le chapitre suivant, une stratégie de gestion d'énergie à base de la commande optimale sera étudiée, afin de distribuer la puissance entre les différents composants du GMP.

## *Chapitre 3*

Commande du SYSPAC-Boost et  
gestion d'énergie par la commande  
optimale

## **3 Commande du SYSPAC-Boost et gestion d'énergie par la commande optimale**

### **3.1 Introduction**

Après avoir apporté de manière générale dans les chapitres précédents les informations nécessaires au sujet du VHSP, on en conclut ce qui suit :

- C'est le SYSPAC associé à un élément de stockage de l'énergie électrique SC qui fournit l'énergie nécessaire pour la traction du VHSP, via les convertisseurs statiques de puissance.
- La nécessité du dimensionnement et de la modélisation des différents éléments de l'étage d'alimentation du VHSP, PAC, SCs et les convertisseurs statiques de puissance.
- La gestion optimale à bord du VHSP s'avère nécessaire dans le but de minimiser l'énergie fournie par la PAC et la consommation du combustible (hydrogène).

Dans le but d'avoir une appréciation de l'étude de l'étage d'alimentation d'un VHSP, on va compléter ce travail par, la commande du convertisseur Boost ainsi que l'implémentation des algorithmes de poursuite du point de puissance maximal (MPPT). En général, la méthode la plus répandue pour commander un convertisseur DC/DC est d'utiliser des correcteurs linéaires PI, PID ou même en cascade [16,28-31]. Dans de nombreuses applications, ce type de régulateurs donne des résultats satisfaisants. En revanche, il existe des situations où ces régulateurs offrent des performances limitées à savoir, propriétés dynamiques dépendant de la robustesse des régulateurs, les performances dynamiques insuffisantes... [12].

Nous allons nous intéresser aussi au modèle complet mettant en jeu la gestion d'énergie par la commande optimale des deux intégrations utilisées SYSPAC-Boost et SYSSC-Buck-Boost.

### **3.2 Commande du système à pile à combustible**

L'objectif principal de cette commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle dans un environnement

perturbé. Ces perturbations peuvent être externes au système comme la perturbation sur la mesure ou sur la commande, ou internes comme l'erreur du modèle et l'incertitude paramétrique qui sont généralement non mesurables.

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur.

Notre système se caractérise par ses grandeurs d'entrée et de sortie. Les grandeurs d'entrée agissent sur le système comme des commandes et des perturbations. Ce système est vérifié avec la boucle fermée, comme l'illustre la Figure 3-1. Cette boucle fermée est capable de stabiliser le système instable en boucle ouverte, compenser les perturbations externes et compenser les incertitudes internes au processus lui-même.

Dans les sections qui suivent un aperçu sur les concepts de base de la commande en boucle fermée, plus précisément les différents types des régulateurs classiques de type PI et PID ainsi que la commande en cascade, sera donné [18,30].

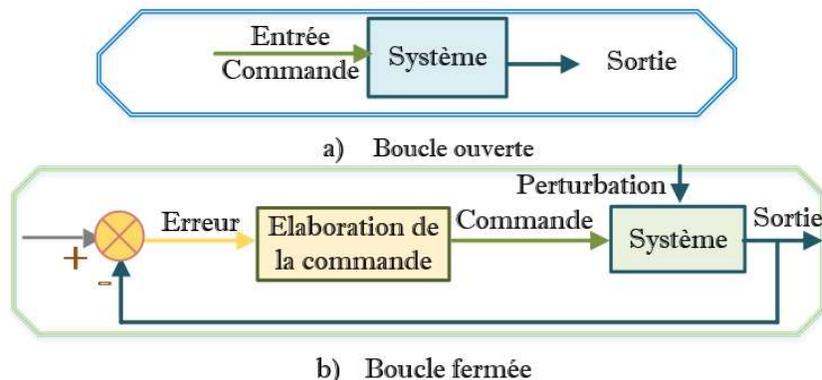


Figure 3-1 : Schéma d'une commande a) En boucle ouverte b) En boucle fermée

### 3.2.1 Régulation PI du SYSPAC

La boucle de contrôle de la tension est le système de contrôle le plus utilisé et le plus simple. Cette dernière compare la valeur de tension mesurée à une tension référence.

Soit  $U_{ref}$  le signal de référence ou la consigne et  $U(t)$  le signal de sortie ou mesuré du système à contrôler [29-31]. La différence entre ces deux signaux donne l'écart ou l'erreur  $e(t)$  ( $e(t) = U_{ref} - U(t)$ ).

$$U(t) = K_p \times e(t) + \frac{1}{T_i} \times \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

Où  $K_p$  représente le gain d'action proportionnelle et  $T_i$  représente le temps d'action intégrale, il est relié au gain de l'action intégrale par  $K_i = \frac{1}{T_i}$ .

L'action proportionnelle se base sur le gain  $K_p$ , s'il est grand, la correction est rapide mais le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît. Si le  $K_p$  est petit, la correction est lente avec moins de risque d'oscillations.

L'action intégrale qui se base sur le gain  $K_i$  réagit lentement par rapport à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

L'erreur est corrigée pour donner le rapport cyclique. Un modulateur PWM transforme ce rapport en une commande par impulsions 0 ou 1 du convertisseur. La dynamique de réponse du régulateur de tension devra être suffisamment lente pour ne pas dégrader la contrainte de forme.

La Figure 3-2 représente le schéma synoptique de la structure du convertisseur Boost régulé par la commande PI, on y trouve les deux cas suivants :

- En absence du PAC (Boost) : La pile est simulée par une alimentation stabilisée (entrée variable  $U_e$ ), une référence variable et un gain  $K_i$  variable.
- En présence du PAC (SYSPAC-Boost) : Le système est testé avec une référence variable, un gain  $K_p$  variable et une pression d'hydrogène variable.

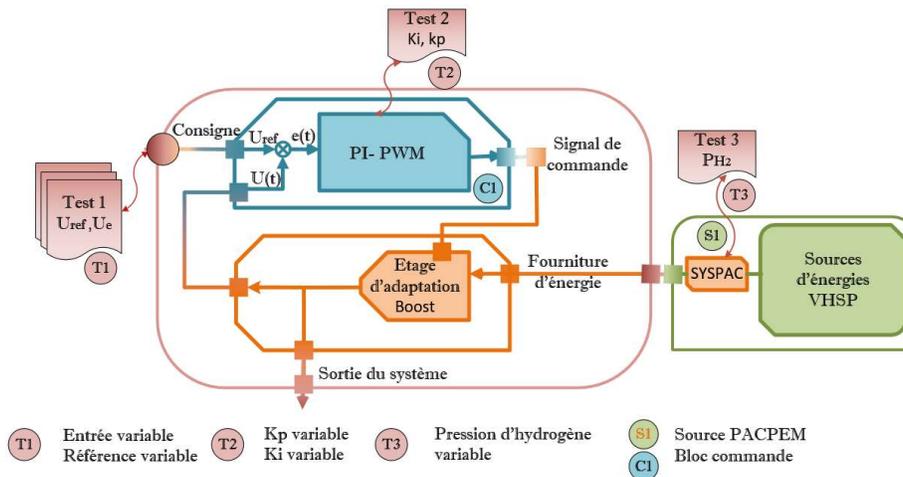


Figure 3-2 : Schéma synoptique du SYSPAC-Boost avec la commande PI

### 3.2.1.1 Régulation PI du Boost

Le principe de cette commande consiste à intégrer la boucle de tension, cette boucle contrôle la trajectoire du bus continu, qui relie les convertisseurs statiques DC/DC à l'onduleur, permettant ainsi d'interpréter la demande de la charge et de générer la trajectoire de référence du courant.

D'abord, on va tester le régulateur avec une alimentation de tension variable, ensuite, la référence sera variée pour confirmer la poursuite. Le schéma bloc de simulation du convertisseur Boost utilisé est donné par la Figure 3-2. Dans ce cas la source du PAC n'est pas reliée au convertisseur Boost.

#### ➤ Variation de la tension d'entrée et du gain $K_i$

La Figure 3-3 illustre les courbes de tension de sortie obtenues pour différents gain  $K_i$ . On constate que ces derniers suivent la tension de référence du convertisseur Boost avec la commande PI tout en variant la tension d'entrée  $U_e$ . Cette tension d'entrée est utilisée pour alimenter le convertisseur Boost, elle varie de 10V à 12V.

Les résultats obtenus montrent que la tension de sortie se stabilise autour de la référence en régime permanent après un certain temps de réponse. Ce dernier apparaît sous forme d'oscillations pour  $K_i = 15$ , sous forme d'un retard dans le cas où  $K_i = 1$  et converge rapidement vers 16V si  $K_i = 6$ . On constate que l'action intégrale assure un rattrapage progressif de la consigne. Pour l'étude de la rapidité, on s'intéresse au temps de réponse qui dépasse 0.05s dans le cas d'une variation de la tension d'entrée. Lors de cette variation, la réponse présente un dépassement par rapport à la valeur finale de 10% à 25%.

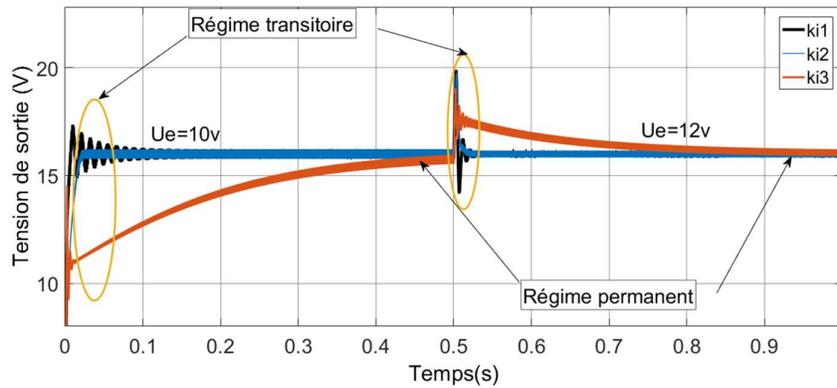


Figure 3-3 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension d'entrée et du gain  $K_i$

➤ **Variation de la tension de référence et le gain  $K_p$**

La Figure 3-4 illustre la réponse obtenue en fonction de la trajectoire de référence variable qui varie selon les trois paliers 14V, 18V et 16V. Le régulateur PI assure le suivi et la poursuite des trajectoires grâce au signal de commande numérique généré par le PWM.

En diminuant la valeur de  $K_p$  (de  $2.5 \times 10^{-2}$  à  $6.45 \times 10^{-5}$ ), le système devient plus lent et permet notamment un amortissement rapide des oscillations tout en améliorant la précision, puisque l'erreur statique est presque nulle. Afin de rendre le système plus rapide avec un temps de réponse moins de 0.02s on augmente le gain ; et dans ce cas on est limité par la stabilité du système.

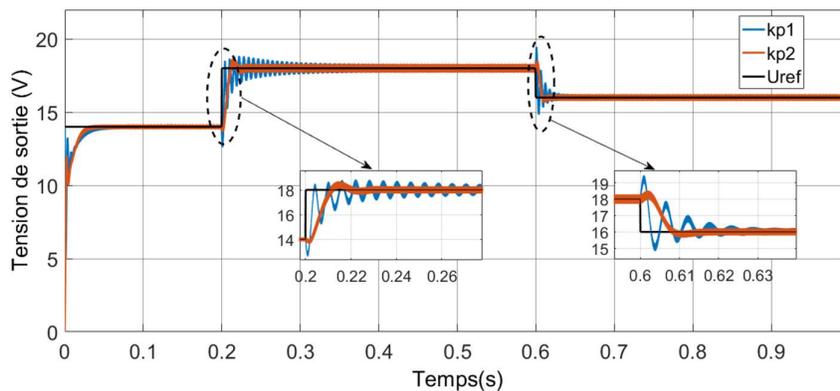


Figure 3-4 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence et le gain  $K_p$

### 3.2.1.2 Régulation PI du SYSPAC-Boost

Un contrôleur PI est mis en œuvre dans la boucle de régulation de la tension du bus continu afin de réduire les fluctuations de la tension aux bornes de son condensateur et de la maintenir à sa valeur désirée. Une simulation de la mise au point et le réglage à base d'un PI dans le cas du SYSPAC-Boost a été effectuée.

Dans un premier temps on teste ce système relié à la pile par une référence variable. Ensuite pour confirmer la poursuite, on perturbe la pression d'hydrogène de la pile qui alimente elle-même le convertisseur Boost.

#### ➤ Variation de la tension de référence

la Figure 3-5 illustre la tension de sortie en fonction de la référence prédéfinie. Cette courbe montre que la tension de sortie du convertisseur Boost suit la référence après un régime transitoire d'un temps de réponse qui dépasse 0.1s. En examinant la courbe de sortie, on constate que l'effet de d'ondulation varie proportionnellement avec la tension de sortie.

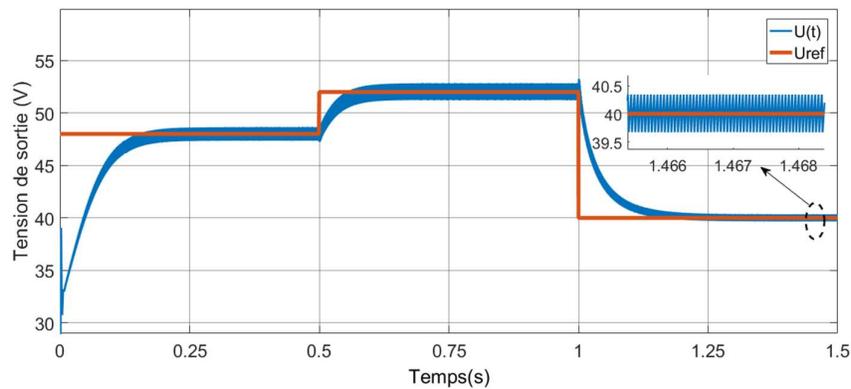


Figure 3-5 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence

#### ➤ Variation de la pression d'hydrogène

Pour vérifier la robustesse de notre régulateur, on perturbe le modèle de la PAC sous une variation de la pression d'hydrogène et on visualise les résultats du régulateur PI. La commande du convertisseur doit maintenir la tension de sortie à sa référence malgré les demandes de puissance sur le bus continu et les variations de tension de la PAC. Le convertisseur est commandé par le modulateur de largeur d'impulsion (MLI) ou PWM (*Pulse Width*

Modulation) pour obtenir le signal de commande des interrupteurs. D'après la Figure 3-6 on remarque que la courbe de tension de sortie du SYSPAC-Boost converge jusqu'à la valeur 48V. L'allure suit la forme de la tension après un régime transitoire de 0.13s et prend la valeur désirée en régime permanent. La stabilisation du signal est obtenue grâce au bon choix des gains.

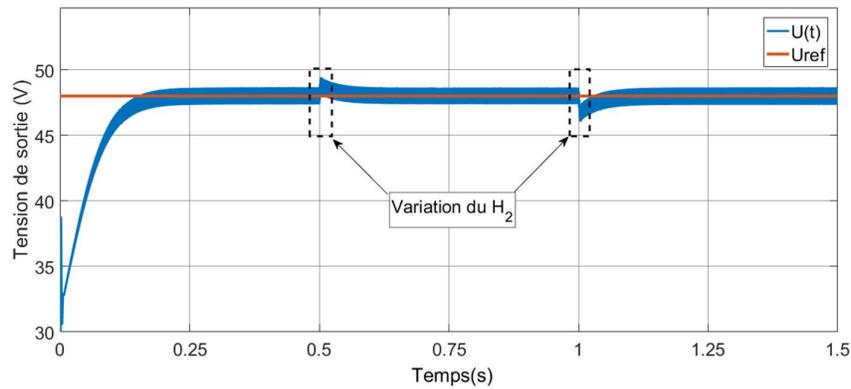


Figure 3-6 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la pression d'hydrogène

### 3.2.2 Régulation PID du SYSPAC

Le régulateur ou le correcteur PID est un système de contrôle, permettant d'effectuer un asservissement en boucle fermée d'un système industriel ou procédé. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie qui permet de régler un grand nombre de grandeurs physiques.

Les caractéristiques du régulateur sont la stabilité, la précision et la rapidité. En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'une intégrale dans la boucle. En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (Poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation)[28, 30, 31].

$$U(t) = K_p \times e(t) + \frac{1}{T_i} \times \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \times \frac{de(t)}{dt} \quad (3.2)$$

La Figure 3-7 montre le schéma synoptique de la structure du convertisseur Boost régulé par la commande PID, on y trouve les deux cas suivants :

- En absence du PAC (Boost) : La pile est simulée par une alimentation stabilisée (entrée variable  $U_e$ ), une référence variable.

- En présence du PAC (SYSPAC-Boost) : Le système est simulé avec une référence et une pression d'hydrogène variables.

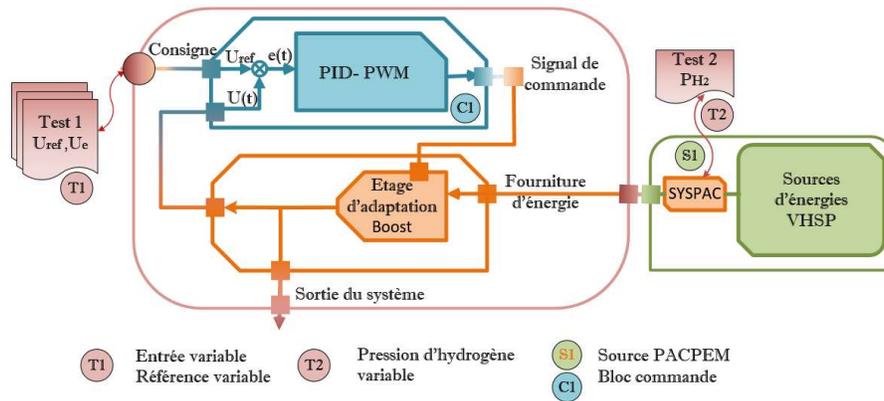


Figure 3-7 : Schéma synoptique du SYSPAC-Boost avec la commande PID

### 3.2.2.1 Régulation PID du Boost

Pour évaluer la réponse de la commande PID d'un convertisseur Boost sans PAC, un test de régulation avec une alimentation de tension d'entrée et une tension de référence variables est effectué.

La Figure 3-8 et la Figure 3-9 montrent l'allure de la tension de sortie du convertisseur Boost sous l'application du correcteur PID suivant la variation des tensions d'entrée et de référence respectivement. Il est intéressant de noter qu'avec ces variations, la tension de sortie du convertisseur Boost suit la référence prédéfinie, toutefois il existe quelques dépassements accompagnant cette tension de sortie illustrées dans le zoom collé dans les figures. Le temps de réponse dans ce cas dépasse 0.04s.

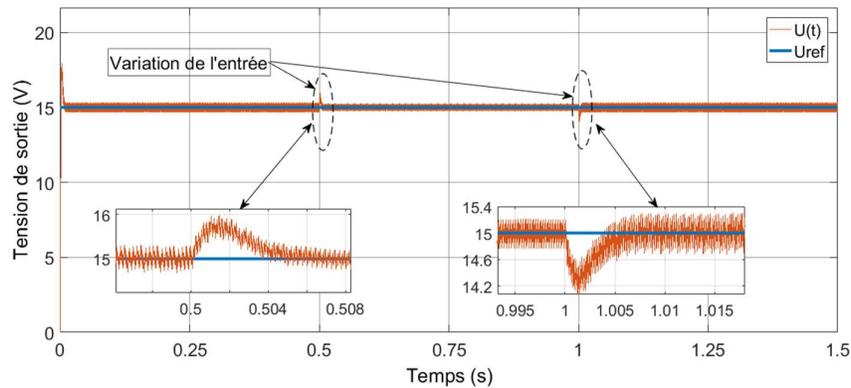


Figure 3-8 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension d'entrée

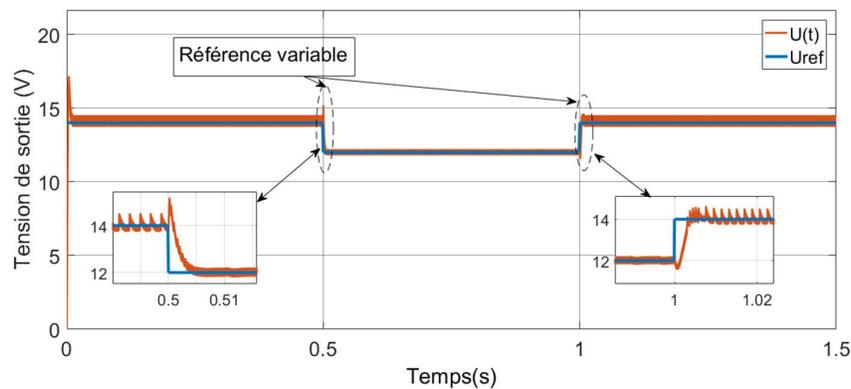


Figure 3-9 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence

### 3.2.2.2 Régulation PID du SYSPAC-Boost

Les performances du régulateur PID sont évaluées pour le convertisseur Boost sous l'alimentation d'une PAC suivant une tension de référence variable. Pour vérifier la robustesse du régulateur PID, on perturbe le modèle de la PAC par une variation de la pression d'hydrogène et on visualise les résultats.

la Figure 3-10 illustre bien la poursuite du système avec un temps de réponse qui dépasse 0.01s. La même constatation s'impose par le résultat illustré par la Figure 3-11, lors de la perturbation de pression d'hydrogène.

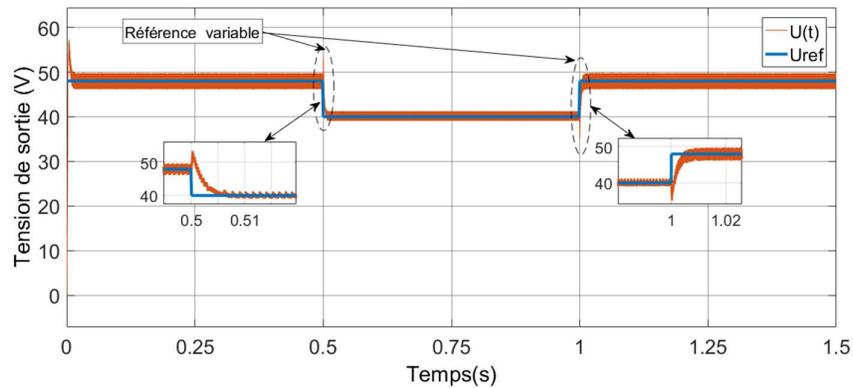


Figure 3-10 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence

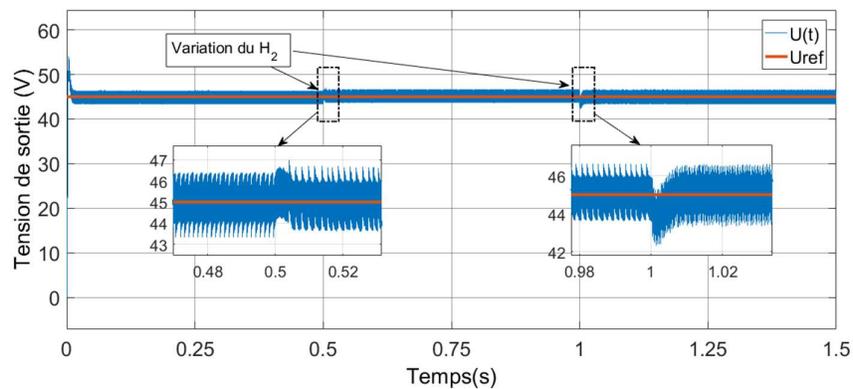


Figure 3-11 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la pression d'hydrogène

### 3.2.3 Commande en cascade du SYSPAC

Dans cette partie, la commande en cascade du convertisseur Boost est présentée. Cette commande est choisie afin d'assurer une tension constante à la sortie du convertisseur. Deux correcteurs PI en cascade sont utilisés à travers deux boucles de commande. La boucle externe de tension compare la valeur de référence de la tension avec la valeur mesurée et impose une référence du courant. La boucle interne de courant fait une comparaison entre la référence et la valeur réelle du courant, l'erreur sera corrigée pour donner le rapport cyclique. Un modulateur PWM transforme le rapport en une commande par impulsions 0 ou 1 du convertisseur [16, 30].

Le SimPowerSystems est utilisé pour la construction des modèles, dont le système est représenté par ses schémas électriques. Les signaux électriques tels que les courants et les

tensions pourraient être simulés et observés plus précisément. Le schéma synoptique du Boost avec la commande en cascade est illustré par la Figure 3-12, on y trouve les cas suivants :

- En absence du PAC (Boost) : La pile est simulée par une alimentation stabilisée et une référence variable.
- En présence du PAC (SYSPAC-Boost) : Le système est simulé avec une pression d'hydrogène variable.

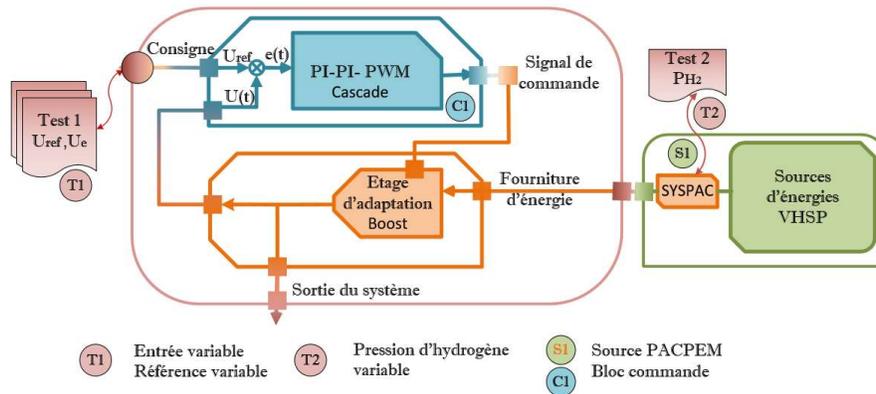


Figure 3-12 : Schéma synoptique du Boost avec la commande en cascade

### 3.2.3.1 Commande en cascade du Boost

Le résultat de simulation du Boost en absence du PAC utilisant la commande en cascade est donné par la Figure 3-13. La commande est testée avec une tension de référence variable, la forme de la tension de sortie poursuit cette référence avec un dépassement légèrement supérieur à la consigne avec un temps de réponse qui dépasse 0.03s.

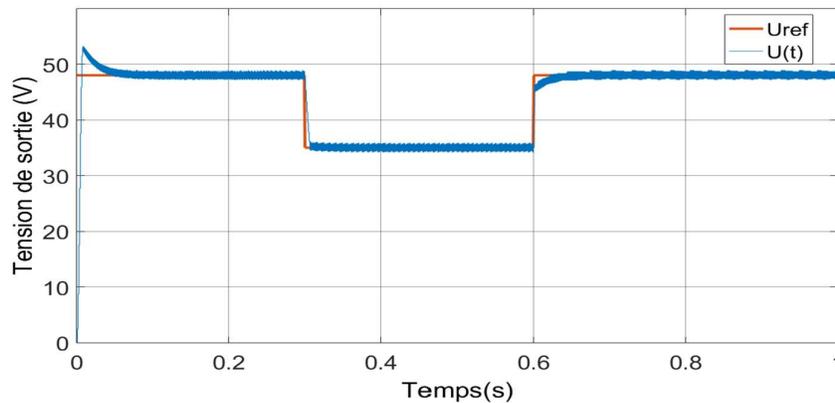


Figure 3-13 : Tension de sortie du convertisseur Boost sous l'effet de la variation de la tension de référence

### 3.2.3.2 Commande en cascade du SYSPAC-Boost

En présence du PAC (SYSPAC-Boost), le système est simulé avec une pression d'hydrogène variable. Lors de cette variation et en jouant sur les gains, les performances du système s'améliorent considérablement et l'effet de cette variation d'hydrogène apparaît sous une modification de forme comme il est montré par la Figure 3-14.

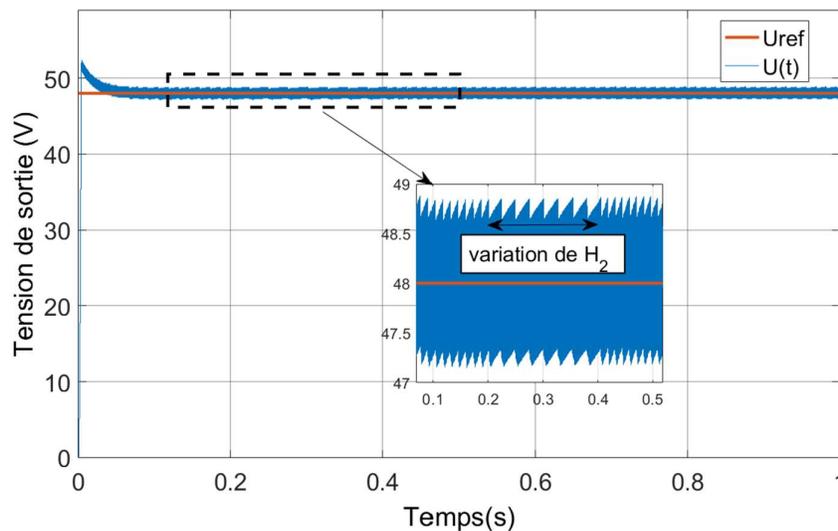


Figure 3-14 : Tension de sortie du SYSPAC-Boost sous l'effet de la variation de la pression d'hydrogène

En examinant toutes les courbes de simulation des commandes, PI, PID pour les deux systèmes, Boost et SYSPAC, on constate que l'effet d'ondulation varie inversement avec la tension d'entrée et proportionnellement à la tension de sortie. Avec ces deux commandes la variation d'hydrogène au niveau du SYSPAC introduit un petit dépassement par rapport à la valeur finale de la tension et des petites perturbations sont observées sur la tension lors de cette variation.

En ce qui concerne la commande en cascade, les tensions d'entrée et de sortie n'ont aucune influence sur l'ondulation ; mais en cas de variation d'hydrogène, l'allure suit la forme de la tension après un régime transitoire et l'ondulation apparaît sous différentes formes.

### 3.3 Techniques MPPT et principe de recherche

Un convertisseur MPPT est un système de conversion de puissance muni d'un algorithme de contrôle approprié permettant d'extraire le point de puissance maximal (MPP) que la PAC peut fournir à travers les techniques MPPT. Ces techniques peuvent être plus ou moins compliquées pour rechercher le MPP. Elles sont basées généralement sur la variation du rapport cyclique du convertisseur statique, il les place sur le MPP en fonction des évolutions des variables d'entrée du convertisseur. Ces variables qui sont le courant  $I_{pac}$ , et la tension  $U_{pac}$ , dépendent fortement de l'énergie d'une PAC [50]. La commande MPPT permet la poursuite du MPP du générateur électrique non linéaire. Cette commande MPPT a pour rôle de commander le convertisseur statique reliant la charge et la PAC mise en parallèle avec un condensateur d'entrée afin de délivrer en permanence le maximum de puissance à la charge [24-26,85].

Les commandes MPPTs sont classées d'une manière générale selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classer selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée.

De nombreuses techniques MPPT sont rapportées dans la littérature [23-26, 85,87-89], le choix d'une d'entre elles reste éprouvant puisque chacune a ses avantages et ses inconvénients. Pour cela on présente dans cette partie deux techniques MPPT les plus simples à savoir P&O et Inc-Cond.

Les systèmes MPPT sont principalement utilisés dans les systèmes où la source de puissance est non linéaire, tels que les modules solaires photovoltaïques, les systèmes des générateurs éoliens ou les PACs. On y trouve différentes application à savoir [25] :

- **Charge des batteries**

Les batteries sont utilisées pour stocker l'énergie électrique. Cette énergie si elle provient des PACs, une charge rapide des batteries peut être faite à l'aide du régulateur de charge MPPT.



Figure 3-15 : Application de MPPT dans la charge d'une batterie

- **Connexion avec le réseau :**

Dans ce type d'application, la PAC alimente le réseau. Comme la tension délivrée par la PAC est continue et la tension du réseau est alternative, un convertisseur DC/AC appelé onduleur doit être utilisé, d'où le schéma bloc du système illustré par la figure ci-dessous.

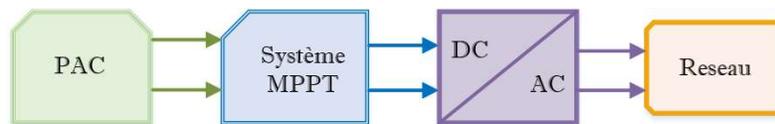


Figure 3-16 : Application de MPPT dans un réseau

- **Pompage d'eau :**

Les PACs tournent des moteurs à courant continu qui font fonctionner une pompe d'eau pour alimenter des champs d'eau. En utilisant le régulateur MPPT, la puissance du moteur augmente et donc le débit de sortie de la pompe augmentera également.

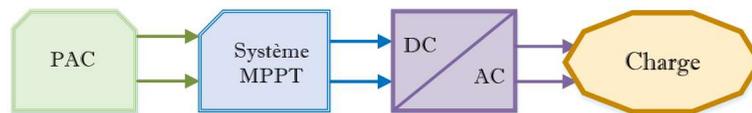


Figure 3-17 : Application de MPPT dans le pompage

### 3.3.1 Simulation du SYSPAC sans MPPT

La Figure 3-18 montre la chaîne de puissance d'une PAC raccordée à la charge. Le convertisseur statique Boost est utilisé comme interface entre le générateur et la charge. Avant l'introduction du module MPPT, la courbe de la puissance d'une PAC a la forme de la Figure 3-19. Dans cette simulation, on a la pile de type : PACPEM :1.26KW- 24 VDC.

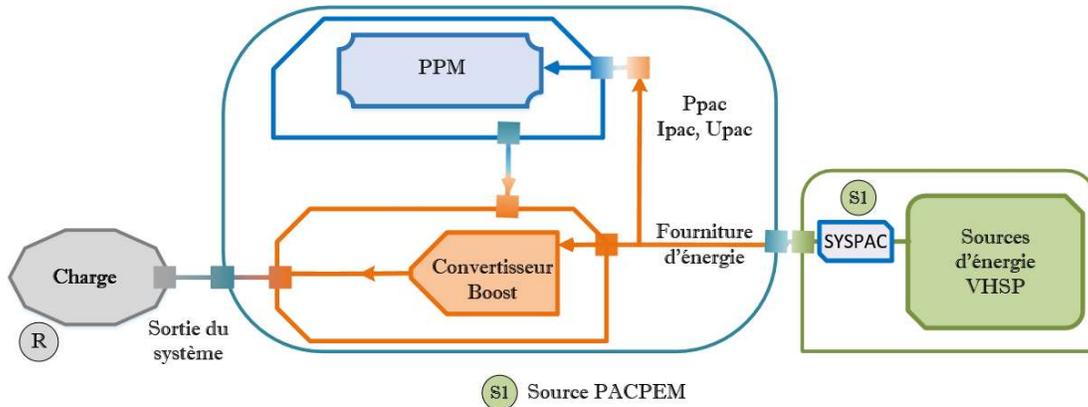


Figure 3-18 : Schéma bloc d'une PAC sans MPPT

La Figure 3-19 montre que la puissance d'une PAC augmente progressivement pour passer par un maximum puis elle diminue instantanément. L'extraction de ce maximum de puissance MPP permet le transfert de ce maximum à la charge grâce au Boost. Comme on peut le voir sur cette figure, la puissance délivrée en absence de la MPPT monte à la valeur du MPP qui est 2 KW, ensuite revient au point de fonctionnement normal qui est 1.26 KW. Le but de l'algorithme MPPT est de faire une poursuite de ce point de fonctionnement maximal de la PAC et de le fixer pour délivrer à la charge une puissance maximale continue [25,26].

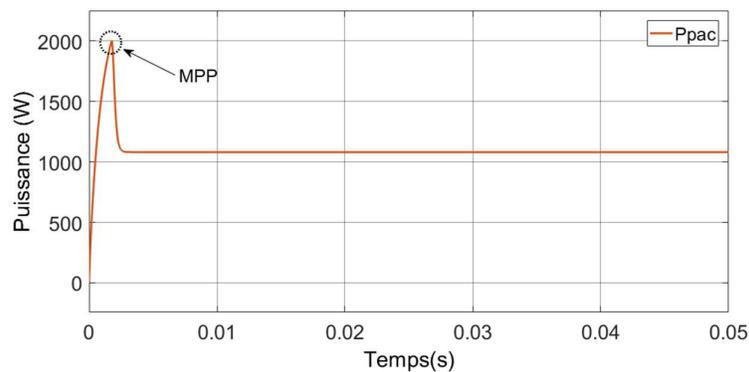


Figure 3-19 : Caractéristique de Puissance aux bornes d'une charge résistive sans MPPT

### 3.3.2 Simulation du SYSPAC avec MPPT

La puissance de crête est atteinte à l'aide d'un convertisseur DC/DC en ajustant son rapport cyclique de telle sorte que la résistance correspondante à la puissance de crête est obtenue. Maintenant, la question est de savoir comment varier le rapport cyclique et dans quelle direction afin d'atteindre le MPP.

La Figure 3-20 montre la chaîne de puissance d'une PAC raccordé à la charge à travers un convertisseur Boost.

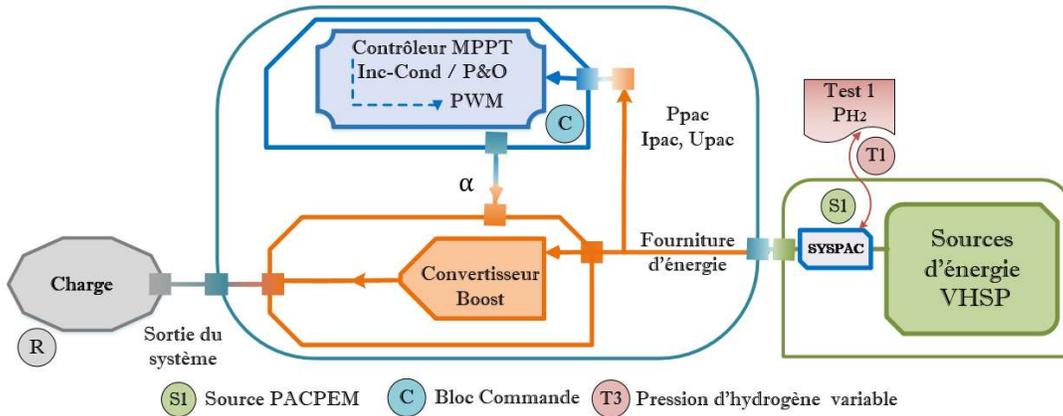


Figure 3-20 : Schéma bloc d'un contrôleur MPPT pour un SYSPAC

### 3.3.2.1 Application de l'algorithme Inc-Cond

Dans cette partie on explique l'algorithme Inc-Cond associé à une PAC en raison de maximiser sa puissance. Cette méthode se base sur la conductance instantanée et l'incrément de la conductance respectivement ( $G = \frac{I_{pac}}{U_{pac}}$ ,  $\Delta G = \frac{\Delta I_{pac}}{\Delta U_{pac}}$ ) [25,26]. Cet algorithme est basé aussi sur le calcul de la dérivée de la puissance de sortie  $\frac{dP_{pac}}{dU_{pac}}$ . Cette dérivée est nulle au MPP, positive à gauche et négative à droite [54], comme le montre l'organigramme de la Figure 3-21. L'algorithme Inc-Cond est plus efficace que la méthode P&O, l'un de ces avantages est qu'il n'oscille pas autour du MPP.

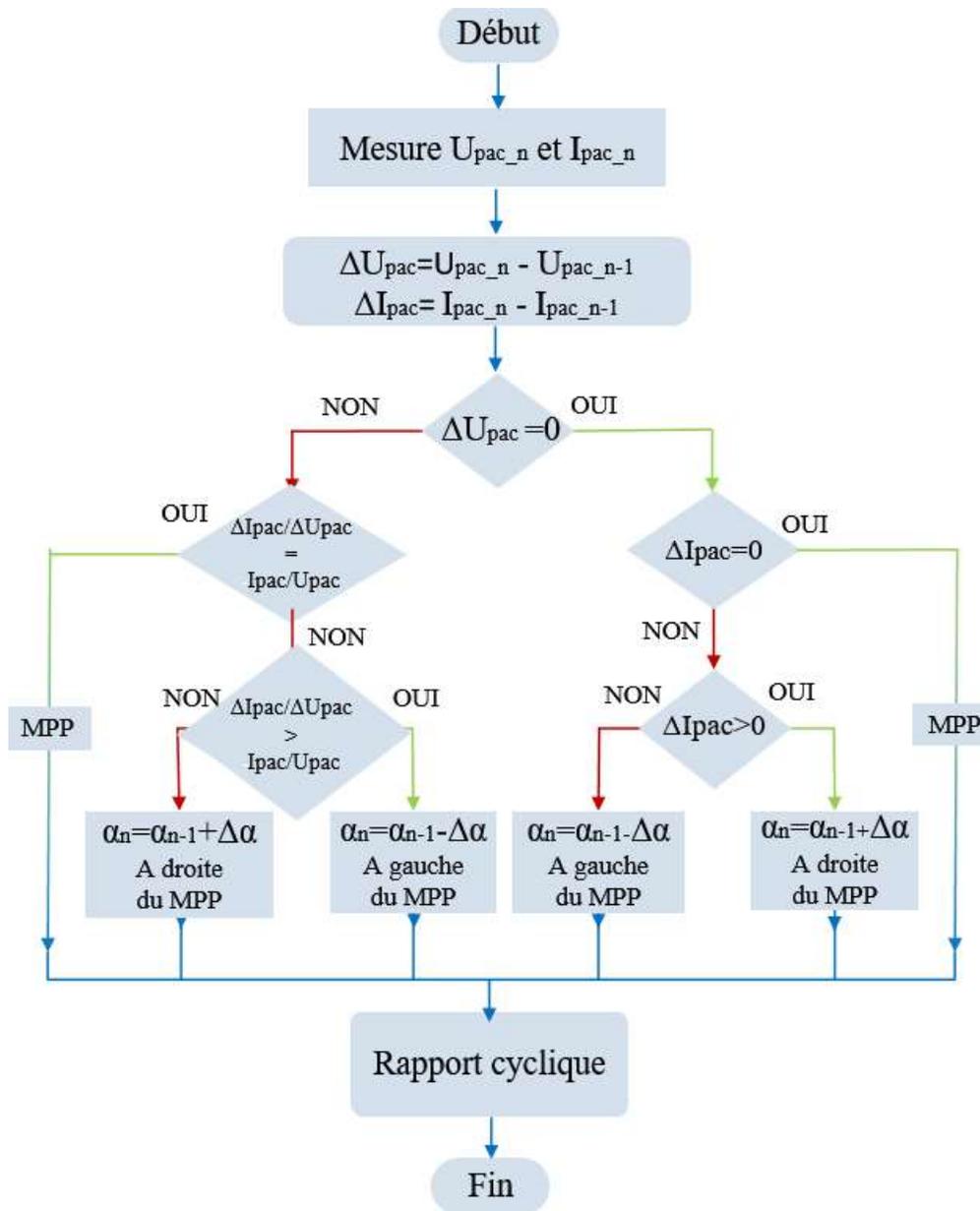


Figure 3-21 : Organigramme de l'algorithme Inc-Cond

### - Cas du SYSPAC sans perturbation

Comme le MPP est obtenu par un SYSPAC lié à un Boost et selon l'exigence du système, la commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur statique jusqu'à l'obtention du  $P_{max}$  disponible aux bornes du générateur. La Figure 3-22 montre la caractéristique de puissance en fonction du temps aux bornes de la charge sans perturbation. On remarque que

la puissance délivrée en présence de la MPPT monte et se fixe à la valeur du MPP qui est 2 KW.

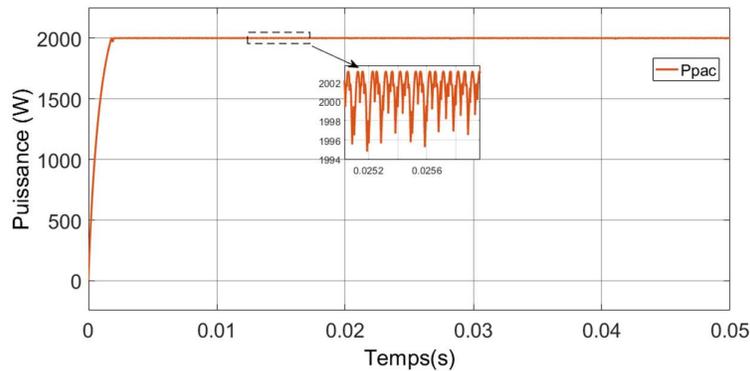


Figure 3-22 : Caractéristique de Puissance aux bornes de la charge résistive avec MPPT sous la technique « Inc-Cond »

#### - Cas du SYSPAC en cas de variation d'hydrogène

Le but d'exploiter un algorithme MPPT est de garantir l'extraction de la puissance maximale d'une PAC. Ceci est réalisé en faisant correspondre le MPP du PAC avec la tension et le courant de fonctionnement du convertisseur de puissance. Le MPP évolue donc et correspond à une tension et un courant particulier. L'objectif de la plupart des techniques MPPT est d'atteindre le courant et la tension PAC qui correspond au MPP [25,26].

La Figure 3-23 représente la puissance de sortie de la PAC en fonction du temps et de la variation d'hydrogène à l'aide du MPPT étudié. Les performances des MPPTs sont analysées par la simulation du temps qui varie entre 0 et 0.05s avec une diminution d'hydrogène de 1.5 bar à 0.5 bar à  $t_1 = 0.02s$  et une augmentation de 0.5 bar à 1.0 bar à  $t_2 = 0.035 s$ . A l'aide de l'algorithme MPPT, on a pu fixer la puissance délivrée à la charge au MPP qui est 2KW au lieu de perdre ce maximum et revenir au point de fonctionnement normal qui est 1.26KW.

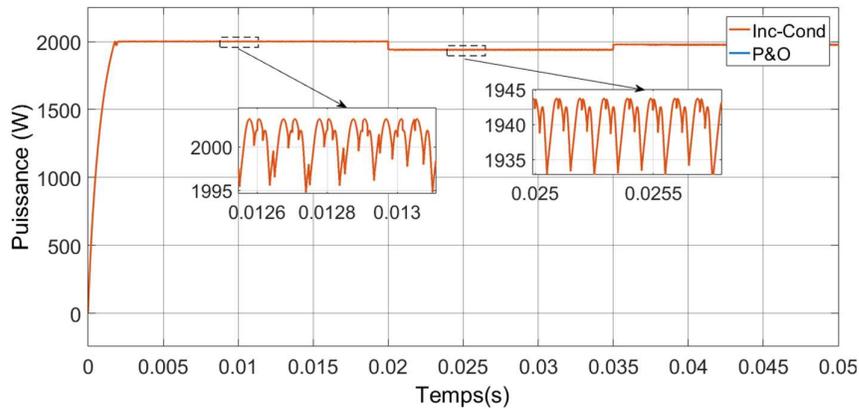


Figure 3-23 : Caractéristique de Puissance en fonction de la variation d'hydrogène sous la technique « Inc-Cond »

### 3.3.2.2 Implémentation de l'algorithme « perturb and observ P&O » sur le SYSPAC

La méthode P&O est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation. Comme son nom l'indique, cette méthode fonctionne en perturbant le système et en observant l'impact sur la puissance à la sortie d'une PAC.

Dans l'algorithme P&O une légère perturbation est introduite dans le système, en raison de cette perturbation la puissance de la PAC subira un changement. Si la puissance augmente en raison de la perturbation, la perturbation se poursuit dans la même direction. Lorsque l'état d'équilibre est atteint l'algorithme oscille autour du point de crête. Afin de maintenir la variation de puissance petite, la taille de la perturbation est maintenue très petite. L'algorithme est conçu de telle manière qu'il définit une tension de référence d'une PAC correspondante à la tension de crête du module. Puis un régulateur PI agit en déplaçant le point de fonctionnement du module à ce niveau de tension particulier [26,89].

Pour tester les performances de l'algorithme, on a inséré la commande MPPT dans un SYSPAC autonome. Les entrées de la commande sont, comme expliqué précédemment, le courant du court-circuit et la tension du circuit-ouvert. Le programme donne directement le courant optimal qui sera utilisé pour générer le signal de commande PWM. Ce dernier sera appliqué au Boost et ramènera la PAC à travailler autour de son MPP. La Figure 3-24 illustre l'algorithme de la méthode P&O testé par le SYSPAC.

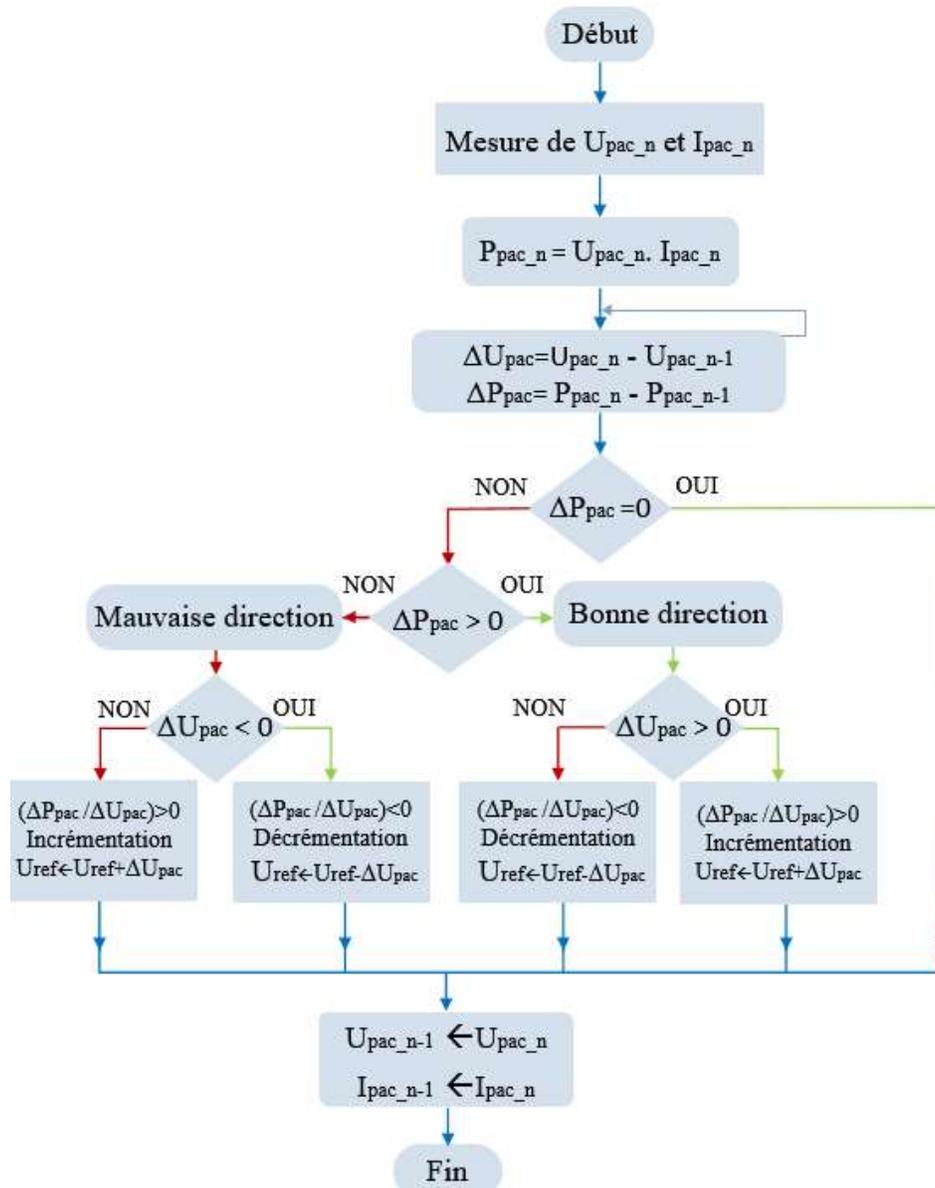


Figure 3-24 : Algorithme de la méthode P&O

Comme l'illustre la Figure 3-24, l'algorithme classique du « P&O » perturbe la tension  $U_{PAC}$  d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et analyse le comportement de la variation de puissance  $P_{PAC}$  qui en résulte. Ainsi, on déduit que si une incrémentation positive de la tension  $U_{PAC}$  engendre un accroissement de la puissance  $P_{PAC}$ , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le MPP. Un raisonnement similaire est effectué lorsque la

tension décroît. L'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs du courant et de la tension du PAC sont nécessaires pour déterminer la puissance du PAC à chaque instant.

En analysant l'organigramme de l'algorithme P&O, on remarque qu'on a besoin de régler le rapport cyclique du convertisseur DC/DC et cela pour maximiser la puissance d'une PAC.

Le courant et la tension mentionnés par  $I_{PAC}$  et  $U_{PAC}$  sont mesurés à travers le SimPower System et visualisées en utilisant des oscilloscopes dans le Simulink. Ces derniers sont utilisés comme entrées à la MPPT. L'algorithme nécessite la valeur précédente des signaux de sorte qu'un retard est introduit à la fois à  $I_{PAC}$  et  $U_{PAC}$  et qui sont initialisés à zéro. La puissance réelle est calculée en multipliant le signal  $I_{PAC}$  et le signal  $U_{PAC}$ .

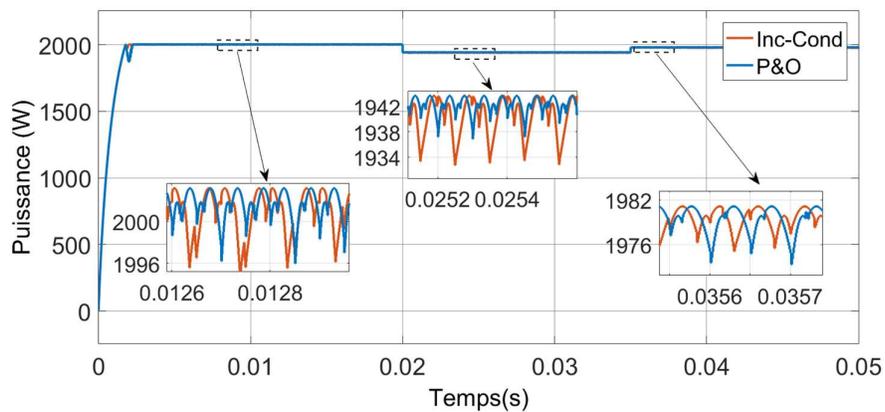


Figure 3-25 : Caractéristique de Puissance en fonction de la variation d'hydrogène « comparaison des deux techniques Inc-Cond et P&O »

Utilisant l'algorithme P&O, on a pu fixer la puissance délivrée à la charge au MPP qui est 2KW . Par comparaison entre les deux méthodes on constate que la méthode Inc-Cond n'oscille pas autour du point MPP comme la méthode P&O comme l'illustre la Figure 3-25.

Pour le premier palier de la pression d'hydrogène, il est constaté que les deux méthodes ont la même erreur. Pour le deuxième palier d'hydrogène, une très nette amélioration est remarquée sur l'allure de la tension de source par la méthode P&O contrairement au troisième palier où la méthode Inc-Cond génère moins d'erreur. Les résultats de la simulation montrent clairement l'efficacité des deux méthodes sur le système.

### **3.4 Gestion de l'énergie à bord d'un VHSP**

Après la modélisation de l'étage d'alimentation du VHSP dans le chapitre précédent, il est important de procéder au contrôle d'énergie de cet étage qui est un système non linéaire. Dans le domaine du contrôle du système non linéaire, il existe diverses techniques on peut citer entre autre : la commande optimale, la commande par réseaux de neurones ou la commande par mode glissant.

Contrôler ce système non linéaire revient à gérer l'énergie à bord du VHSP. Ceci est effectuée par l'application d'une commande optimale à l'étage d'alimentation précédemment définie et modélisée. Cette gestion d'énergie dépend de l'association des sources d'énergie et du type de motorisation utilisé. Il s'agit du calcul d'un couple optimal entre le moteur thermique et le moteur électrique. [ 27, 39-41, 90].

Dans le cas du VHSP, la gestion tient compte de l'émission des polluants du moteur thermique ainsi que sa consommation en carburant. Evidemment, cette gestion s'effectue dans le but de réduire cette consommation du combustible et par conséquence ces émissions tout en respectant les contraintes subies par les sources d'énergie. [41.90].

Puisque le VHSP est équipé d'un SYSPAC associée à des SCs, la gestion optimale s'effectue en employant ces SCs lors des pics du courant de charge et pour la récupération de l'énergie pendant le freinage. Cette gestion énergétique optimal est utilisée pour offrir les grandes densités d'énergie et de puissance. Sa fonction coût qui doit être minimisée représente généralement la quantité de combustible sollicité par ce véhicule (diesel, essence, hydrogène...) [9].

En présence du contrôle optimal, la puissance instantanée est répartie entre les sources SPE et SSAE en respectant les contraintes concernant leur état de charge [54]. La partie basse puissance est alimentée par la PAC tandis que la partie haute puissance est alimentée et récupérée par le SC.

#### **3.4.1 Position du problème de la commande optimale**

Le contrôle optimal est une méthode d'optimisation mathématique utilisée pour déduire les stratégies de contrôle optimisant un critère de performance donné. Cette méthode est obtenue en grande partie grâce aux travaux de Pontriaguine et de ses collaborateurs en Union

soviétique et de Richard Bellman aux Etats-Unis [91,92]. Elle est basée sur le principe du maximum ou du minimum de Pontriaguine et l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman [91-93].

Le problème de la commande optimale est posé dans le cadre du temps continu avec la formulation suivante. Soit un système décrit dans l'espace d'état par le système d'équations différentielles [9, 93] :

$$\dot{x} = f(x(t), u(t), t) ; t_0 \leq t \leq t_f \quad (3.3)$$

Avec  $x$  vecteur d'état de dimension  $n$  et  $u$  vecteur d'état de dimension  $m$ . Le système est soumis à des conditions initiale et finale, dites terminales :

$$k(x(t_0), x_0) = 0 \quad ; \quad l(x(t_f), x_f) = 0 \quad (3.4)$$

De plus le système est soumis à des contraintes d'égalité et à des contraintes d'inégalité [59] :

$$\Psi(x(t), u(t), t) = 0 \quad (3.5)$$

$$\Phi(x(t), u(t), t) \leq 0 \quad (3.6)$$

Il s'agit de trouver l'ensemble des commandes admissibles  $u(t)$  qui minimisent un critère de performance  $J(u)$  :

$$J(u) = G(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} L(x(t), u(t), t) dt \quad (3.7)$$

Les fonctions  $G$  et  $L$  étant données, ce critère ne dépend que de  $x(t_0) = x_0$  et  $u(t)$  sur l'intervalle de temps  $[t_0, t_f]$ .

### 3.4.2 Problématique de la gestion d'énergie à bord du VHSP

La source d'énergie du VHSP considéré est constituée d'une SPE (la PAC et ses auxiliaires) et d'une SSEA (SCs) comme l'illustre la Figure 3-26. Les deux convertisseurs DC/DC de la chaîne de traction ont pour mission d'assurer la fluence d'énergie entre les deux sources et la machine électrique [10,60,61].

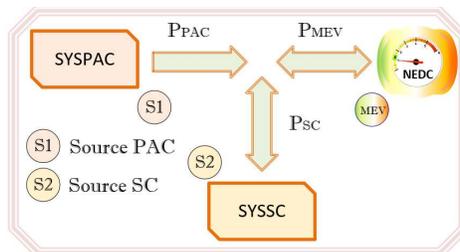


Figure 3-26 : Schéma de fluence d'énergie et de puissance du GMP

L'optimisation de la gestion d'énergie dans le VHSP a pour objectif de minimiser l'énergie électrique fournie par la PAC à la charge pendant un cycle de conduite (vitesse /temps). Vu que la puissance  $P_{PAC}$  d'une PAC est inférieure à la puissance demandée par le moteur (machine électrique), il est évident que l'association des SCs est nécessaire à l'optimisation de la puissance fournie au moteur. Les SCs fournissent une puissance  $P_{SC}$  complémentaire à la puissance  $P_{PAC}$  d'une PAC pendant les phases transitoires.

$$P_{PAC} + P_{SC} = P_{MEV} \quad (3.8)$$

L'utilité des SCs se traduit durant les phases des pics de la puissance de charge et du freinage régénératif. Le fonctionnement de l'ensemble PAC et SCs doit être cyclique. C'est pour cela que l'état de charge des SCs doit être ramené à sa valeur de référence à chaque fin de cycle.

Afin d'appliquer la commande optimale à notre système durant l'intervalle de temps  $[t_0 t_f]$ , il est important de définir certains variables ou critères à savoir:

- *L'équation d'état :*

La charge  $Q_{SC}$  des SCs représente la variable d'état, le choix de l'équation d'état est alors celui qui régit son évolution à savoir :

$$\begin{cases} x(t) = Q_{SC}(t) \\ \frac{\delta}{\delta t} Q_{SC} = -I_{SC} \end{cases} \quad (3.9)$$

La charge  $Q_{SC}(t)$  doit être ramenée à chaque fin de cycle à une valeur de référence, condition sur l'état final,  $Q_{SC}(t_f) \rightarrow Q_{SC\_ref}$ . Le signal de commande est  $u(t)=I_{SC}$ .

- *Le critère du coût :*

Le coût à optimiser est l'énergie d'une PAC qui est donnée par :

$$X_{PAC} = \int_{t_0}^{t_f} P_{PAC}(t) dt \quad (3.10)$$

On a :

$$X_{PAC} = \int_{t_0}^{t_f} (P_{MEV} - P_{SC}) dt \quad (3.11)$$

Avec :

$$P_{SC} = \frac{Q_{SC}}{C_{SC}} \times I_{SC} - R_{SC} \times I_{SC}^2 \quad (3.12)$$

On obtient :

$$X_{PAC} = \int_{t_0}^{t_f} (P_{MEV} - \frac{Q_{SC}}{C_{SC}} \times I_{SC} + R_{SC} \times I_{SC}^2) dt \quad (3.13)$$

- Les critères instantanés :

La puissance  $P_{PAC}$  est limitée et doit être comprise dans l'intervalle :

$$P_{PAC\_MIN} \leq P_{PAC} \leq P_{PAC\_MAX} \quad (3.14)$$

Notons que le temps de réponse d'une PAC est plus important par rapport à d'autres sources d'énergie. Ceci a pour conséquence la difficulté d'une PAC à supporter certaines pentes de puissance de charge ou fortes accélérations du VHSP [9].

### 3.4.3 Application de la commande optimale

La résolution du problème d'optimisation de la gestion énergétique à bord du VHSP considéré est réalisée par l'application de la commande optimale sous contraintes au modèle suivant [9] :

$$\begin{cases} \dot{Q}_{SC} = -I_{SC} \\ U_{SC} = \frac{1}{C_{SC}} Q_{SC} - R_{SC} I_{SC} \\ P_{SC} = U_{SC} I_{SC} \\ P_{PAC} = P_{MEV}(t) - P_{SC} \end{cases} \quad (3.15)$$

La Figure 3-27 illustre le schéma synoptique du système sous la commande optimale. La simulation de ce système est effectuée en fonction du profil de référence NEDC et des différents échantillons.

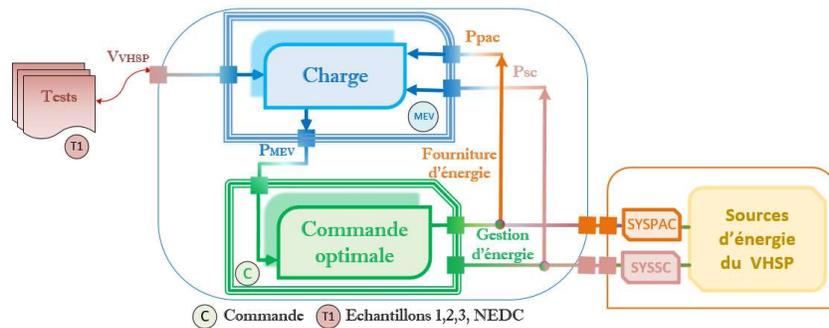


Figure 3-27 : Schéma synoptique du système sous la commande optimale

Suivant les deux techniques, fondées sur l'équation d'Euler Lagrange et l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman [92,94], la référence [9] a proposé le courant de référence  $I_{SC\_ref}$  que les SCs doivent fournir à la charge pour minimiser l'énergie fournie par le système sans contraintes, ce courant est donné par :

$$I_{SC\_ref} = \frac{-2 \times Q_{SC\_ref} \times C_{SC} + (2 \times C_{SC} + 1)Q_{SC}(t_0)}{-(2 \times C_{SC} + 1)(t_0 - t_f) + 2 \times R_{SC} \times C_{SC}} \quad (3.16)$$

La tension aux bornes des SCs à  $t = t_f$  est donnée par :

$$U_{SC}(t_f) = \frac{2}{2C_{SC} + 1} Q_{SC\_ref} \quad (3.17)$$

### 3.4.4 Critère déduit des contraintes sur la puissance d'une PAC

Dans la pratique, les variables d'état et les commandes d'un système sont soumises à des contraintes physiques. Dans cette présente étude, la puissance  $P_{PAC}$  exprimée en fonction de la charge des SCs est limitée :

$$P_{PAC\_MIN} \leq P_{MEV} - \frac{Q_{SC}}{C_{SC}} \times I_{SC} + R_{SC} \times I_{SC}^2 \leq P_{PAC\_MAX} \quad (3.18)$$

La puissance optimale du SYSPAC est exprimée par :

$$P_{PAC}^{opt} = P_{MEV} - \frac{Q_{SC}}{C_{SC}} \times I_{SC} + R_{SC} \times I_{SC}^2 \quad (3.19)$$

C'est une équation de deuxième ordre, et pour résoudre cette équation on distingue trois cas :

- Si  $P_{PAC\_MIN} \leq P_{PAC}^{opt} \leq P_{PAC\_MAX}$ , nous avons déjà  $I_{SC\_ref}$ .
- Si  $P_{PAC}^{opt} \leq P_{PAC\_MIN}$  alors :  $P_{PAC}^{opt} = P_{PAC\_MIN}$  dans ce cas la solution est alors :

$$I_{SC\_ref} = \frac{\left(\frac{Q_{SC}}{C_{SC}}\right) - \sqrt{\left[\left(\frac{Q_{SC}}{C_{SC}}\right) - 4 \times (P_{MOT} - P_{PAC\_MIN}) \times R_{SC}\right]}}{2 \times R_{SC}} \quad (3.20)$$

- Si  $P_{PAC}^{opt} \geq P_{PAC\_MAX}$  alors :  $P_{PAC}^{opt} = P_{PAC\_MAX}$  de la même manière on obtient:

$$I_{SC\_ref} = \frac{\left(\frac{Q_{SC}}{C_{SC}}\right) - \sqrt{\left[\left(\frac{Q_{SC}}{C_{SC}}\right) - 4 \times (P_{MOT} - P_{PAC\_MAX}) \times R_{SC}\right]}}{2 \times R_{SC}} \quad (3.21)$$

Ainsi le courant de référence que les SCs doivent fournir à la charge pour minimiser l'énergie fournie par le SYSPAC en tenant compte des contraintes sur la puissance du SYSPAC a été présenté. Les résultats de la simulation et leurs interprétations seront présentés dans la section qui suit.

### 3.4.5 Résultats et interprétations

Les résultats de simulation sont obtenus en se basant sur l'équation du courant de référence et celle du modèle utilisé par la commande optimale. Afin de comprendre la dynamique plusieurs simulations ont été faites sur différents échantillons.

La caractéristique de référence « vitesse – puissance » du VHSP citée dans le paragraphe 1.5.2 du chapitre 1 est utilisée également par la simulation de la commande optimale qui vise à obtenir le maximum de puissance possible à la sortie de la PAC avec contrainte. Donc la commande force le SYSPAC et SYSSC à suivre les trajectoires de référence fournies.

Tableau 3.1 : Paramètres de simulation

| Paramètre          | 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     |

#### 3.4.5.1 Simulation de la commande optimale sur un échantillon de puissance demandée par la chaîne de traction

L'allure de la Figure 3-28 représente un échantillon de puissance demandée, par la chaîne de traction, qui doit être satisfaite par la PAC et le SC. Les formes de puissances de ces derniers sont illustrées par la même figure et sont obtenues par la gestion d'énergie. On constate que la puissance du SC assure et complète celle de la PAC pour répondre à la demande de la charge. On constate également que la PAC seule ne satisfait pas cette demande. La puissance de la PAC obtenue par l'application de la commande optimale suit le profil de puissance du moteur considéré tout en vérifiant la relation qui lie les trois puissances  $P_{MEV} = P_{PAC} + P_{SC}$ .

La Figure 3-29 illustre les courbes de la tension et du courant du SC avec un zoom partiel de 0 à 15s. Le courant donné par le module de SC, issu de la commande optimale avec contraintes, minimise l'énergie fournie par la PAC. On constate que les contraintes subies par la PAC sont respectées par la loi de la gestion d'énergie.

La Figure 3-30 représente le courant et la tension du SC avec contrainte selon différentes conditions initiales. En analysant cette figure, on constate que quelque soit l'état de charge initial des SC, la tension se stabilise à la même valeur de consigne.

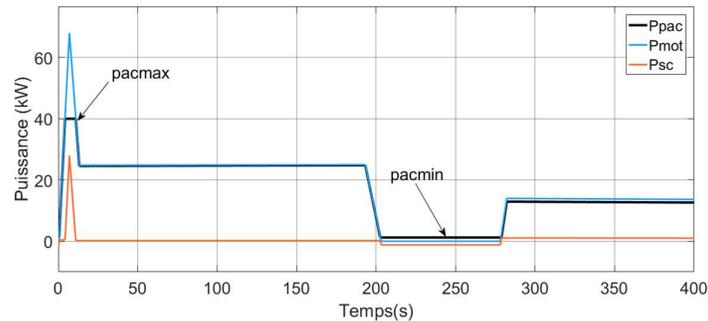


Figure 3-28 : Réponse du système hybride et courbes de puissances avec contraintes (Echantillon)

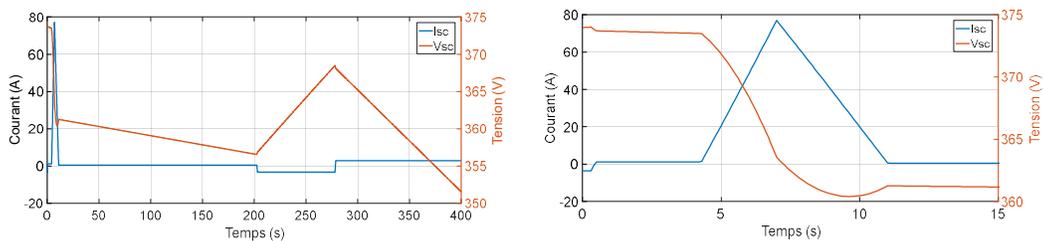


Figure 3-29 : Courant et tension du SC avec contrainte

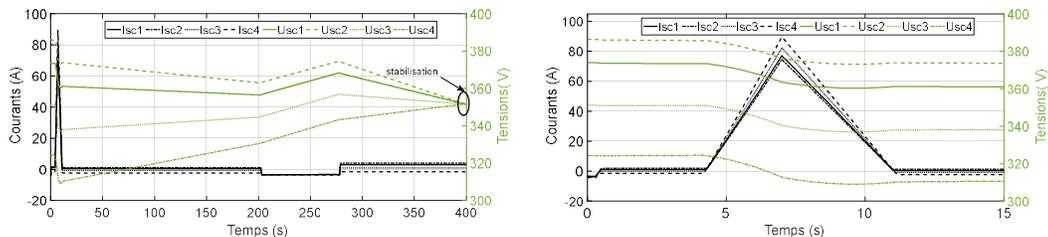


Figure 3-30 : Courant et tension du SC avec contrainte selon différentes conditions initiales

### 3.4.5.2 Simulation de la commande optimale sur un cycle urbain(0-200s)

Les résultats de la simulation des trois puissances sur un cycle urbain de 0 à 200s sont illustrés par la Figure 3-31. On constate que la commande optimale minimise l'énergie fournie par la PAC durant le fonctionnement, par conséquent elle minimise le débit d'hydrogène fourni à la PAC. Les deux puissances  $P_{PAC}$  et  $P_{SC}$  sont d'une complémentarité quasi parfaite pour répondre à la demande de la charge. Le choix des limites sur la puissance d'une PAC

$(P_{PAC\_MIN} < P_{PAC} < P_{PAC\_MAX})$  aide à optimiser le fonctionnement de cette dernière dans un intervalle acceptable.

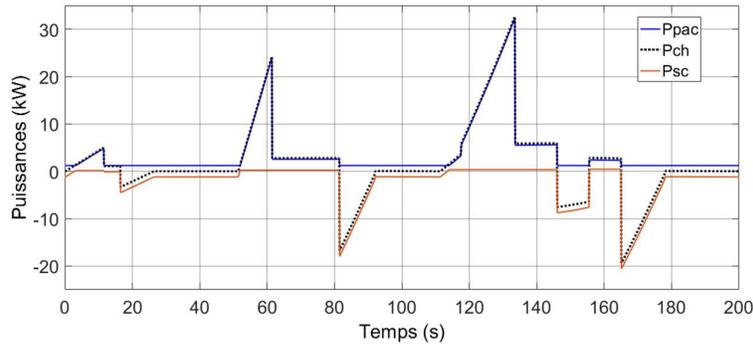


Figure 3-31 : Réponse du système hybride et courbes de puissances avec contraintes (cycle urbain de 0 à 200s)

### 3.4.5.3 Simulation de la commande optimale sur un cycle rural (800s – 1200s)

La commande optimale est effectuée en fonction du profil de la vitesse sur un cycle rural de 800 à 1200s (Figure 3-32). D'après les résultats de simulation on constate que la PAC seule ne satisfait pas la demande en énergie précisément lors des reprises et du dépassement et elle nécessite un SC comme source secondaire d'énergie. La complémentarité des trois puissances représente la gestion d'énergie dans le système électrique du VHSP par la commande optimale avec contraintes. On remarque que la puissance fournie par la PAC varie dans l'intervalle  $[P_{PAC\_MIN}, P_{PAC\_MAX}]$  et que les SCs fournissent ou absorbent la différence de puissance.

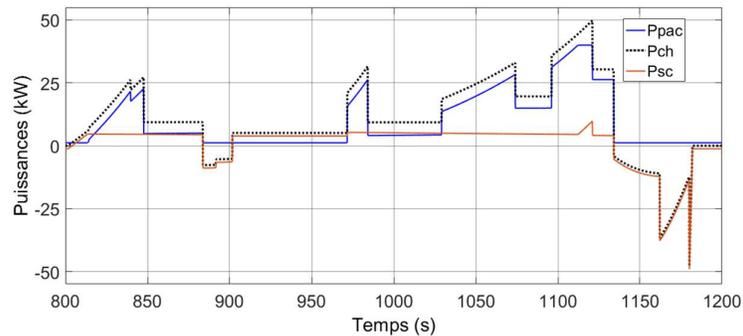


Figure 3-32 : Réponse du système hybride et courbes de puissances avec contraintes (cycle rural de 800 à 1200s)

#### 3.4.5.4 Simulation de la gestion d'énergie sur un cycle NEDC (0s – 1200 s)

En considérant le profil de la vitesse simulée qui correspond au cycle européen normalisé NEDC. Ce cycle de référence représente le maître étalon pour qualifier la consommation de carburant et les rejets polluants d'un véhicule. Ce cycle est d'une durée de 1180 s le test couvre une distance de 11 km à la vitesse moyenne de 33.6 Km/h. Ce cycle se décompose en deux cycles un cycle urbain et un cycle extra-urbain ou rural. Le cycle urbain est composé de quatre parties identiques de 195 s, selon un schéma bien défini. Le VHSP effectuera trois accélérations différentes, la première de 0s à 26 s, la deuxième de 50s à 90 s, la troisième de 111s à 117s. Le cycle extra-urbain est effectué à la suite du cycle urbain d'une durée de 400s.

La simulation de la puissance du moteur d'un VHSP est effectuée, cette puissance est demandée par la chaîne de traction selon le circuit NEDC. La Figure 3-33 illustre cette puissance demandée par la charge. Cette puissance doit être satisfaite par les deux sources SPE et SSEA. Avec une particularisation due aux changements de vitesse on aperçoit les formes de trois puissances pendant les deux cycles urbain et rural qui sont illustrées par la Figure 3-34. Cette gestion d'énergie a permis de bien combiner les deux sources d'énergie pour satisfaire les besoins du VHSP avec contrainte sur la puissance de la pile.

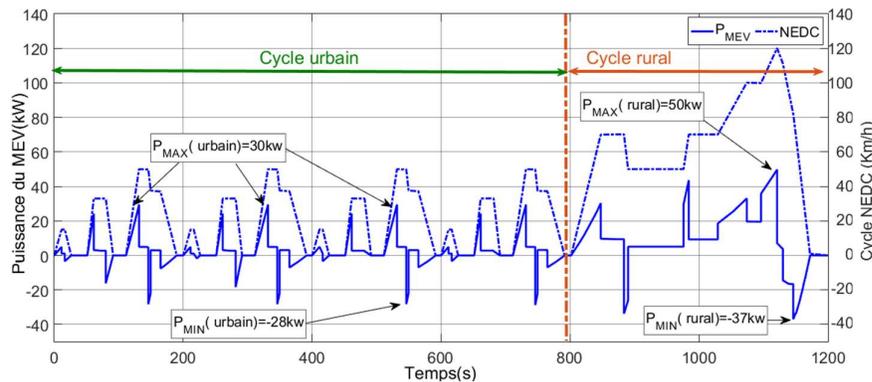


Figure 3-33 : Puissance demandée par la chaîne de traction selon le cycle NEDC

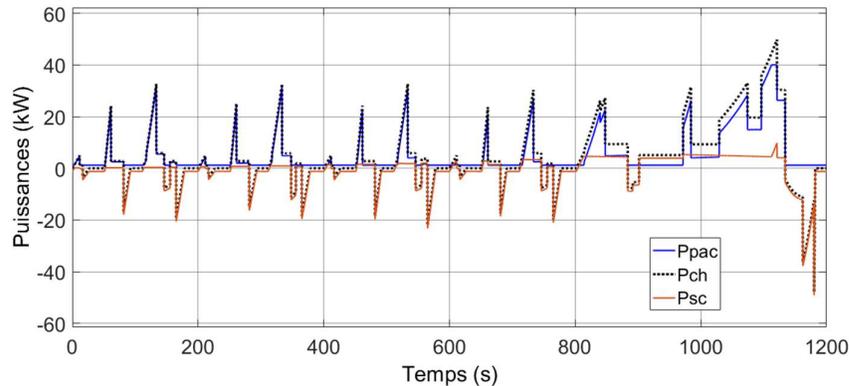


Figure 3-34 : Réponse du système hybride et courbes de puissances du système avec contraintes (circuit NEDC)

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande qui est l'un des aspects les plus importants dans la conception des convertisseurs statiques. Les principaux objectifs de cette commande ont été :

- La maintenance de la tension de sortie du convertisseur à sa valeur de référence.
- La satisfaction de la demande de la charge tout en assurant une dynamique rapide.
- L'assurance d'une répartition équilibrée du courant et de la puissance entre les différentes sources.

Les correcteurs PI, PID et la commande en cascade ont été testés avec un Boost d'une tension d'entrée et de sortie variables. Avec les mêmes régulateurs, la poursuite de trajectoires de référence a été examinée à partir d'un système complet PAC-Boost sous la variation de la pression d'hydrogène. Le temps de réponse, l'erreur statique, le dépassement et la présence des oscillations sont les principales limitations de ces méthodes, ces paramètres varient fortement en fonction des gains.

La commande MPPT a été appliquée au système complet SYSPAC-Boost en se basant sur deux algorithmes MPPT à savoir : Inc-Cond et P&O. Grâce à ces deux algorithmes et selon le principe de recherche du MPPT, le MPP de 2 kW est atteint sans revenir au point de fonctionnement normal de 1,26 kW à la sortie de la PAC.

### *Chapitre 3 : Commande du SYSPAC-Boost et gestion d'énergie par la commande optimale*

---

La commande optimale sous contrainte assure la gestion énergétique optimale de l'étage d'alimentation et force le SYSPAC et le SYSSC à suivre les trajectoires de références. La commande optimale du VHSP considéré a été succinctement simulé utilisant le courant de référence que les SCs doivent fournir à la charge pour minimiser l'énergie fournie par le système.

La gestion d'énergie à bord d'un VHSP, fournit par le SYSPAC associé à l'élément de stockage de l'énergie électrique SCs, sera compléter par la commande adoptée dans le chapitre suivant. Cette commande permettra au convertisseur Boost de suivre la trajectoire de référence avec de meilleures performances.

## *Chapitre 4*

Commande DISM d'un système PAC-  
Boost sous la Perturbation de pression  
d'alimentation en hydrogène

## 4 Commande DISM d'un système PAC-Boost sous la Perturbation de pression d'alimentation en hydrogène

### 4.1 Introduction

L'adaptation des niveaux de tension entre les sources d'énergies et la charge dans le VHSP nécessite deux convertisseurs statiques Boost et Buck-Boost, qui maintiennent la tension du bus continu à une valeur constante et imposent la puissance ou le courant demandé par la charge. 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 celle basé sur le mode glissant. C'est dans ce contexte que notre contribution a eu lieu, il s'agit de l'application de l'approche adoptée « commande par mode glissant double intégrale (DISM) » au Boost, qui est connecté au SYSPAC d'un côté et équipé d'un interrupteur alimenté par le PWM de l'autre côté.

En premier lieu, la commande en mode glissant simple intégrale (SISM) est utilisée pour montrer l'erreur statique du système (en anglais *steady state error* SSE). En deuxième lieu, le contrôle en mode glissant double intégrale DISM est appliqué sur le même système et en régime dynamique afin de compenser cette erreur. Cette technique consiste à introduire l'approche double intégrale de la surface de glissement dans le but de compenser de manière robuste les erreurs causées par la méconnaissance des paramètres due aux pertes des convertisseurs. Ces écarts du SSE agissent d'une part sur les performances de la PAC et d'autre part sur le système d'énergie hybride de l'étage d'alimentation de la chaîne de traction ; en conséquence sur la vitesse du VHSP. En dernier lieu, et afin de donner une bonne analyse et une évaluation du contrôle adopté, une étude comparative entre les deux techniques existantes est suggérée.

Le modèle dynamique et les performances de contrôle sont testés pour différentes simulations. A partir desquelles la stabilisation de la tension de sortie du système PAC-Boost est démontré par une étude en mode libre et en mode connecté. L'efficacité de la technique proposée sera validée par d'autres comparaisons de simulation sous la variation de ses variables

et ses paramètres, que ce soit par la perturbation de la pression d'alimentation en hydrogène ou par le changement de la charge résistive.

Le contrôle DISM sera utilisé pour suivre la sortie de référence du SYSPAC composé d'une PACPEM de 1.26 kW fournissant une charge variable résistive de 24 à 96Ω et une tension de bus continu de 48V via le convertisseur Boost. Le signal de commande sera exécuté pour régler efficacement le rapport cyclique du PWM appliqué au commutateur du Boost formé par un transistor IGBT ou MOS.

## **4.2 Modèle de simulation du Boost**

Afin de faciliter la mise en œuvre du modèle de convertisseur, les deux techniques de modélisation d'un Boost ont été présentées. La première utilise les équations du hacheur dynamique pour construire le modèle [30,31]. La seconde technique est basée sur la bibliothèque SimPowerSystems®-Simulink® pour permettre de construire le même modèle en s'appuyant directement sur les composants du schéma du convertisseur électrique [30,31,84].

Les performances du modèle dynamique et les performances de contrôle sont testées pour divers changements de référence. Les deux méthodes de modélisation sont présentées à l'aide de diverses simulations.

### **4.2.1 Le modèle du convertisseur sous Simulink**

Le modèle mathématique du Boost du circuit électrique est obtenu en appliquant les lois de Kirchhoff, en fonction du régime de fonctionnement et de l'état de l'interrupteur. Selon l'équation 2.30 du Chapitre 2, le modèle de réalisation sous Simulink est montré par la Figure 4-1. Les paramètres du système sont : l'inductance de la bobine  $L$  [H], la capacité du condensateur  $C$  [F] et la résistance de la charge  $R$  [Ω]. Les variables d'état sont le courant dans la bobine et la tension aux bornes du condensateur. Le signal de commande  $u$  prend des valeurs discrètes comprises entre [0 1] qui indiquent l'état de l'interrupteur Q : (0 pour ouvert et 1 pour fermé). Cette valeur de contrôle du signal, remplacée par une valeur moyenne sur une période de commutation, représente le rapport cyclique  $\alpha = T_{on} / T_s$ .  $T_{on}$  est le temps de conduction et  $T_s$  est la période de commutation.

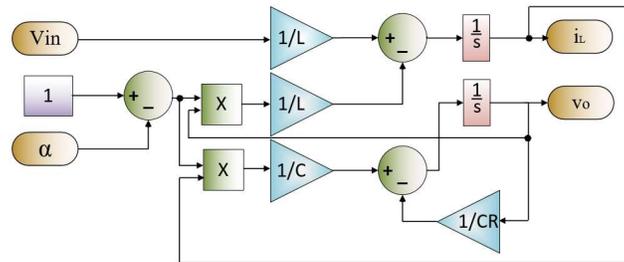


Figure 4-1 : Réalisation sous Simulink du modèle mathématique du Boost

#### 4.2.2 Le modèle du convertisseur sous SimPowerSystems

SimPowerSystems est une bibliothèque Simulink supplémentaire qui ajoute plus de fonctionnalités de simulation et plus de transparence particulièrement pour les modèles d'électronique de puissance et de machines électriques. Au lieu de faire des connexions de signaux, SimPowerSystems utilise des portes électriques qui gèrent à la fois les tensions et les courants. On obtient ainsi un modèle électrique du circuit dérivé directement du schéma réel. Les convertisseurs seront facilement modélisés, sans avoir besoin de connaître les équations mathématiques exactes. Dans cet objectif le modèle électrique de la Figure 4-2 est réalisé sous SimPowerSystems.

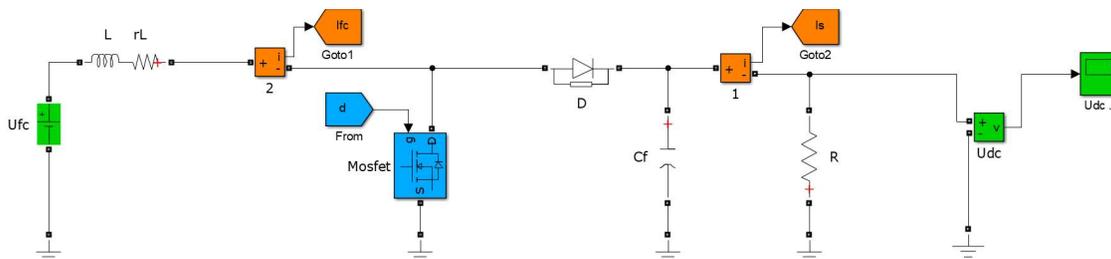


Figure 4-2 : Réalisation sous SimPowerSystems du modèle électrique du Boost

#### 4.3 La stratégie du contrôle du Boost

Pour atteindre les objectifs fixés et les performances optimales du système, une stratégie de contrôle basée sur le mode glissant adaptée aux systèmes à structure variable est envisagée. La boucle de tension compare la valeur de la tension de référence à la valeur mesurée, puis impose un courant de référence. L'erreur est corrigée pour donner le rapport cyclique approprié. Un modulateur PWM transforme ce rapport en une impulsion de commande 0 ou 1 du

convertisseur comme le montre la Figure 4-3. Cette stratégie a été choisie pour sa robustesse si l'on considère la minimisation de l'erreur en régime permanent. Alors la motivation de l'utilisation du contrôle DISM dans notre application est la réduction de l'erreur en régime permanent plus l'amélioration de la stabilisation de la tension autour de la valeur de consigne.

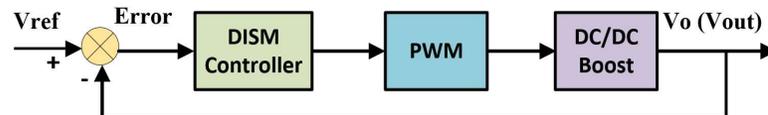


Figure 4-3 : Boucle de contrôle du convertisseur Boost

## 4.4 Commande par mode glissant double intégrale

Dans l'objectif de décrire la commande par mode glissant double intégrale (DISM), le principe de fonctionnement de la commande par mode glissant simple intégral est d'abord présenté.

### 4.4.1 Structure et principaux modes minimisant la surface de glissement

La commande par mode glissant doit passer par trois modes principaux pour minimiser la surface de glissement comme l'illustre la Figure 4-4.

- Le mode de convergence (CM) : Dans ce mode, la variable à régler, se déplace depuis n'importe quel point initial du plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode glissant (GM) : Le mode de glissement est le mode où la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement  $S(x) = 0$ .
- Le mode régime permanent (PRM) : Ce mode est ajouté pour étudier le système de réponse autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase) et se caractérise par la qualité du contrôle et ses performances.

La Figure 4-4 montre ces modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

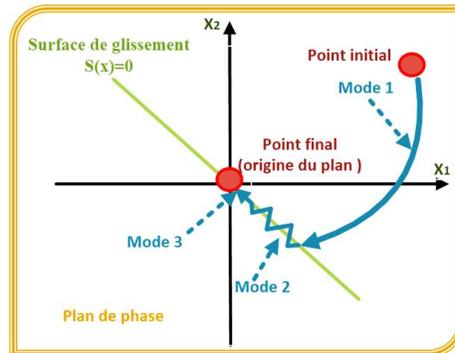


Figure 4-4 : Différents modes de la trajectoire dans le plan phase

#### 4.4.2 Principe du Mode glissant [12,18-20]

Le mode glissant existe lorsque la commutation s'effectue en continu entre  $u_{min}$  et  $u_{max}$ . Ce phénomène est démontré à l'aide de la Figure 4-5 pour un système du second ordre à réguler avec les deux grandeurs d'état  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$  :

$$S = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i x_i \quad (4.1)$$

La Figure 4-5 montre comment la plage de commutation varie entre deux valeurs  $u_{min}$  et  $u_{max}$  et la boucle d'hystérésis explique comment ces valeurs sont déterminées par rapport à la surface de glissement  $S$ .

L'équation suivante détermine les deux états de commande qui doivent être appliqués au convertisseur pour commander le commutateur à transistor.

$$\begin{cases} u_i = u_{max} & \text{si } S_i(x) > 0 \\ u_i = u_{min} & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

$u_i$ :  $i = 1 \dots m$  sont les composantes du vecteur de contrôle

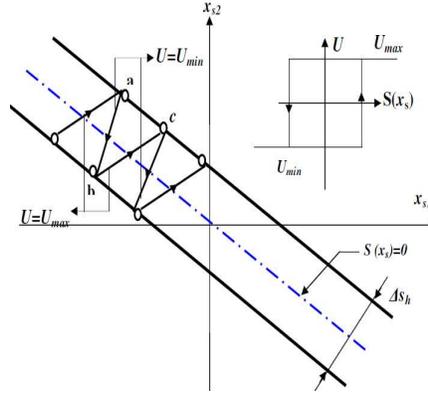


Figure 4-5 : Démonstration du mode glissant [12]

#### 4.4.3 Commande en mode glissant simple intégrale basé sur PWM (PWM-SISM)

Dans le cas du mode de glissement simple intégrale, la surface est déterminée par l'équation 4.3.

$$S = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i x_i + \alpha_n \int \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt \quad (4.3)$$

$\alpha_i$  représente les coefficient de glissement.

$x_i$  représente les variables d'états.

Pour optimiser la méthode de glissement, on va chercher la solution optimale de la commande équivalente  $u_{eq} = G(\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dots, \dot{x}_{n-1}, x_1, x_2, \dots, x_{n-1})$  représenté par la Figure 4-6, à partir de la dérivée de la surface :

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i \dot{x}_i + \alpha_n \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt = 0 \quad (4.4)$$

Avec  $0 < u_{eq} < 1$

$u_{eq}$  est en fonction des variables d'état  $\dot{x}_i$  et  $x_i$  avec  $i = 1, \dots, n - 1$ .

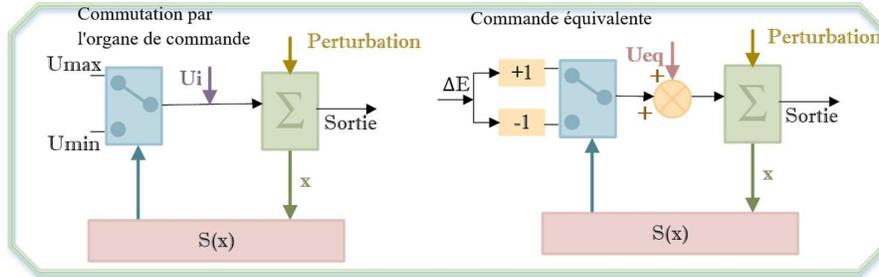


Figure 4-6 : Structure réglementaire de la commande équivalente

$u_{eq}$  représente aussi l'état logique de l'interrupteur de puissance, ce qui indique que la fréquence de commutation est très variable.  $x_j$  ( $j = 1, \dots, 4$ ) représentent les variables d'état utilisées par la commande de mode glissant pour contrôler le système.

En pratique, dans le cas d'une commande par mode glissant basée sur un PWM, le signal de commande  $u_{eq}$  est construit à partir d'un PWM utilisant le signal de fréquence constante  $v_{ramp}$  et le signal de retour  $v_c$ , où  $u_{eq} = v_c / v_{ramp}$ .  $v_c$  et  $v_{ramp}$  sont en fonction des variables d'état  $\dot{x}_i$  et  $x_i$ .

Dans la commande SISM du convertisseur Boost, la surface de glissement de l'équation 4.5 est utilisée :

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 = J^T x \quad (4.5)$$

Avec :  $J^T = [ \alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 ]$

$\alpha_1, \alpha_2$  et  $\alpha_3$  représentent les coefficients de glissement.

Le système d'états dans le cas d'une commande SISM est donné par l'équation 4.6 :

$$\begin{cases} x_1 = i_{ref} - y_1 \\ x_2 = V_{ref} - \beta y_2 \\ x_3 = \int [x_1 + x_2] dt \\ \quad = \int (i_{ref} - y_1) dt + \int (V_{ref} - \beta y_2) dt \end{cases} \quad (4.6)$$

Où :  $\begin{cases} y_1 = i_L \\ y_2 = v_o \end{cases}$

Et

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-u(y_i, x_j)}{L} \\ \frac{1-u(y_i, x_j)}{C} & -\frac{1}{R.C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (4.7)$$

Le gain  $\beta$  doit être choisit entre 0 et 1.

$V_{ref}$  et  $y_2$  représentent respectivement la tension de la référence et celle de sortie.

$i_{ref}$  et  $y_1$  sont respectivement le courant de référence et le courant d'entrée.

Le courant de référence est défini par l'équation 4.8.

$$i_{ref} = k[V_{ref} - \beta y_2] \quad (4.8)$$

$k$  représente le gain d'amplification de l'erreur de la tension.

Le modèle dynamique de la commande du système d'état du convertisseur avec la commande équivalente est représenté par l'équation 4.9.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - y_1]}{dt} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta y_2]}{dt} \\ \dot{x}_3 = [x_1 + x_2] = [i_{ref} - y_1] + [V_{ref} - \beta y_2] \end{cases} \quad (4.9)$$

La fonction du signal de contrôle de l'équation 4.10 utilisé est :

$$\begin{cases} v_c = \beta(y_2 - v_{FC}) + \beta K_1(V_{ref} - \beta y_2) - \beta K_2 i_c - \beta K_3 y_1 \\ v_{ramp} = \beta y_2 \end{cases} \quad (4.10)$$

Avec  $v_{FC} = v_{in}$

$v_{FC}$  est la tension d'entrée dans le cas du mode connecté.  $i_c$  est le courant de sortie,  $k_1, k_2$  et  $k_3$  représentent les gains du contrôleur.

#### 4.4.4 Commande en mode glissant double intégrale basé sur PWM (PWM-DISM)

Dans les exemples de la commande DISM pour le convertisseur Boost, on utilise l'équation 4.11, où la surface de glissement est définie par :

$$S = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i x_i + \alpha_n \int \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt + \alpha_{n+1} \int \int \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt dt \quad (4.11)$$

La dérivée de la surface de glissement  $S$  est donnée par l'équation 4.12.

$$\dot{S} = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i \dot{x}_i + \alpha_n \sum_{i=1}^{n-1} x_i + \alpha_{n+1} \int \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt \quad (4.12)$$

L'état logique de l'interrupteur d'alimentation est indiqué par l'équation 4.13.

$$u(y_i, x_j) = u_{eq} = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 \quad (4.13)$$

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  et  $\alpha_4$  représentent les coefficients de glissement, qui seront déterminés par la minimisation de la surface de glissement ( $\dot{S} = 0$ ). Pour la commande DISM du convertisseur Boost, les variables d'états sont respectivement : l'erreur de courant  $x_1$ , l'erreur de tension  $x_2$ , l'intégrale de la somme de l'erreur de tension et de courant  $x_3$  et la double intégrale de la somme de l'erreur de tension et de courant  $x_4$ . Comme mentionné aux paragraphes précédents, il est facile de voir la non linéarité du système selon l'équation 4.14.

$$\begin{cases} x_1 = i_{ref} - y_1 \\ x_2 = V_{ref} - \beta y_2 \\ x_3 = \int [x_1 + x_2] dt \\ x_4 = \int \left( \int [x_1 + x_2] dt \right) dt \end{cases} \quad (4.14)$$

Le même courant de référence utilisé auparavant est défini par l'équation 4.15.

$$i_{ref} = K[V_{ref} - \beta y_2] \quad (4.15)$$

En utilisant les équations précédentes, l'expression utilisée par la commande DISM de l'équation 4.16 sera obtenue. Le modèle dynamique non linéaire de cette commande du système d'état du convertisseur avec la commande équivalente est représenté par cette équation.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - y_1]}{dt} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta y_2]}{dt} \\ \dot{x}_3 = [x_1 + x_2] \\ \dot{x}_4 = \int [x_1 + x_2] dt \\ \quad = \int [i_{ref} - y_1] dt + \int [V_{ref} - \beta y_2] dt \\ \dot{y}_1 = -\frac{1 - u(y_i, x_j)}{L} \cdot y_2 + \frac{1}{L} \cdot v_{in} \\ \dot{y}_2 = \frac{1 - u(y_i, x_j)}{C} \cdot y_1 - \frac{1}{R \cdot C} \cdot y_2 \\ u(y_i, x_j) = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 \end{array} \right. \quad (4.16)$$

Idéalement, à une fréquence de commutation infiniment élevée, seuls  $x_1$  et  $x_2$  sont nécessaires dans le contrôleur pour garantir que la tension de sortie et le courant d'inductance sont étroitement régulés, c'est-à-dire  $y_1 = i_{ref}$  et  $y_2 = V_{ref}$ . Cependant, dans le cas des contrôleurs en mode glissant à fréquence finie ou à fréquence fixe, le contrôle est imparfait. SSE existe à la fois dans l'erreur de tension de sortie et l'erreur de courant d'inductance c'est à dire  $y_1 \neq i_{ref}$  et  $y_2 \neq V_{ref}$ . Par conséquent, le terme intégral de ces erreurs  $x_3$  a été introduit dans le contrôleur en tant que variable d'état contrôlée supplémentaire pour réduire ces SSE [33,34]. En utilisant l'équation 4.16, on trouve l'expression utilisée par le PWM de l'équation 4.17.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_c = \beta(y_2 - v_{FC}) + K_1(V_{ref} - \beta y_2) + K_2 \int (V_{ref} - \beta y_2) dt - K_3 i_c \\ + K_2 \int K_1 [K(V_{ref} - \beta y_2) - y_1] dt + K_3 \int [K(V_{ref} - \beta y_2) - y_1] dt \\ v_{ramp} = \beta y_2 \end{array} \right. \quad (4.17)$$

#### 4.4.4.1 Stabilité du glissement dynamique [12,33,34]

Cette partie traite l'existence et la condition de stabilité du contrôleur décrit précédemment et qui est le contrôleur DISM basé sur le PWM dans le cas d'un Boost contrôlé en tension. Jusqu'à présent, la condition d'impact était satisfaite en choisissant la fonction de commutation de manière appropriée. La condition de stabilité du système en boucle fermée,



#### **4.4.4.3 Condition de stabilité, analyse du point d'équilibre et dynamique de glissement idéale**

Supposons qu'il existe un point d'équilibre stable sur la surface de glissement pour lequel aboutit la dynamique de glissement idéale en régime permanent :

$$y_1 = \frac{y_2^2}{v_{FC} R} \quad (4.20)$$

D'autre part et à l'équilibre, on a  $\frac{dy_1}{dt} = \frac{dy_2}{dt} = 0$ .

Où  $y_1, y_2, v_{FC}$  et  $R$  représentent respectivement le courant d'inductance, la tension de sortie, la tension d'entrée et la résistance de charge à l'équilibre en régime permanent.

Comme dans tout système contrôlé par mode glissant, le convertisseur sous le contrôleur DISM est stable si les parties réelles de toutes les valeurs propres du Jacobéen du système sont négatives [12,33-35]. Pour le convertisseur Boost commandé par la commande DISM, l'équation du mouvement est non linéaire. Comme il est montré dans la section précédente, une approche différente basée sur la méthode de contrôle équivalente est nécessaire pour trouver la condition de stabilité. La première étape est d'obtenir la dynamique de glissement idéale du système, puis de faire une analyse de stabilité sur son point d'équilibre. L'application du critère de Routh-Hurwitz à l'équation caractéristique montre que le système est stable si les conditions précédentes sont satisfaites. Cela garantit la stabilité en boucle fermée du système.

#### **4.4.4.4 Vérification du système par l'application du PWM-SISM et PWM-DISM**

Dans les sections suivantes, la modélisation et l'analyse sont présentées par diverses simulations. L'application de la commande PWM-SISM et PWM-DISM est une étude très importante dans le contrôle du convertisseur Boost afin de vérifier le modèle en mode libre et en mode connecté avec une variation de charge. En mode connecté, le système PAC-Boost est affecté par une variation élevée de la pression d'alimentation en hydrogène.

## 4.5 Etude comparative et évolution du système

### 4.5.1 Conditions et environnement de tests

Le développement mathématique de la méthode adoptée est testé par différentes simulations qui nécessitent la connaissance des conditions normales du PACPEM ; comme la pression anodique (**0.01bar**), la pression cathodique(**0.02bar**), ...etc. Pour ce faire, la méthode proposée a été implémentée sur Matlab/Simulink. A noter que le même modèle électrique est utilisé dans les deux cas de la commande DISM et SISM. La valeur de la tension de sortie est comparée à la tension de référence désirée et l'erreur est appliquée au contrôleurs étudiées pour maintenir la tension de sortie à sa valeur optimale dans diverses valeurs et conditions de tests standards.

Les paramètres du Boost et de la pile sont résumés dans les tableaux 4.1,4.2 et 4.3.

Tableau 4.1 : Paramètres utilisés par le Boost (Test 1)

| Paramètres                  | Valeur           |
|-----------------------------|------------------|
| Tension d'entrée (sans PAC) | $v_{in} = 12v$   |
| Tension de référence        | $V_{ref} = 42v$  |
| Capacité                    | $C = 10mF$       |
| Inductance                  | $L = 560\mu H$   |
| Résistance interne          | $rL = 30m\Omega$ |
| Courant de charge minimal   | $I_{min} = 2.5A$ |
| Courant de charge maximal   | $I_{max} = 20A$  |

### 4.5.2 Comparaison des deux modèles avec le PWM-SISM

L'étude des performances dynamiques du convertisseur est réalisée sur les deux modèles de simulations. Les résultats montrent que l'utilisation du modèle électrique sous SimPowerSystems rapproche du cas réel puisque les paramètres internes des systèmes (résistances, capacités, inductances...) ont été pris en considération contrairement au modèle mathématique. Ainsi, les erreurs sont plus visibles et leurs corrections seront mieux prises en compte par les techniques de commandes présentées dans la section. Pour mettre en évidence ces erreurs, la commande choisie sera dynamique à plusieurs paliers comme représenté sur la

Figure 4-8 qui montre deux signaux du courant d'inductance suivant les modèles électrique et mathématique du convertisseur (Boost).

Dans cette simulation, la tension de référence est fixée à  $42V$ , comme l'illustre la Figure 4-9. En réalité, cette référence sera remplacée par la tension du bus entre le convertisseur et le moteur du véhicule électrique hybride. Le courant de charge  $I$  suit une structure en quatre paliers entre  $0,5A$  et  $20A$  représentant le profil d'une charge résistive proposé. Initialement la charge est maximale jusqu'à l'instant  $0.25s$ . Pour ce premier palier  $I = 0,5A$  et après un certain temps de transition de quelques millisecondes, la tension de sortie se stabilise autour de  $41,9V$  pour le modèle mathématique et autour de  $41,8V$  pour le modèle électrique. Par la suite, une charge minimale est appliquée pendant  $0.5s$ . Dans cette phase c'est le fonctionnement du modèle mathématique seul qui semble typique avec un SSE réduit. On constate que le SSE n'est pas assez grand pour le palier de  $0.5A$  contrairement au celui de  $20A$  où cette erreur atteint  $0.5V$  avec le modèle électrique. Pour le troisième et le quatrième palier, il apparait clairement que les oscillations de la réponse caractérisant la charge minimale sont beaucoup plus visibles et plus larges que les oscillations rencontrées pour une réponse ou la charge est maximale. La dynamique des deux modèles du convertisseur électrique et mathématique est influencée par le rapport cyclique et le signal de commande comme l'illustre la Figure 4-10. Ce dernier est basé sur le modulateur PWM qui est lui-même contrôlé par les rapports cycliques.

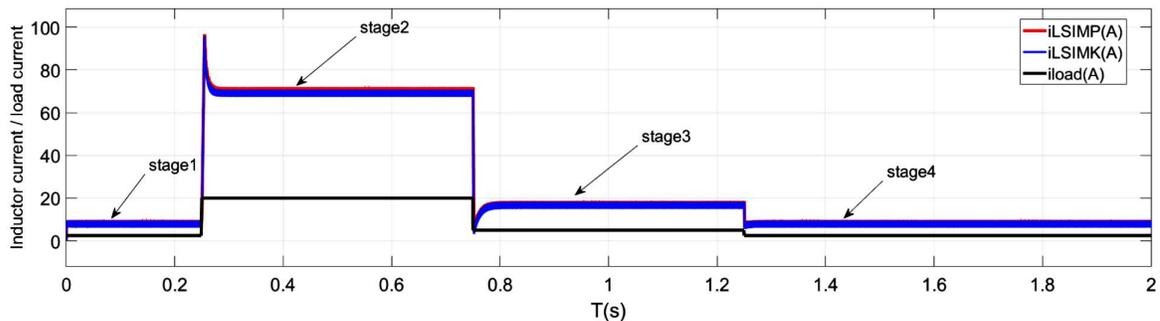


Figure 4-8 : Courant d'entrée et de sortie du Convertisseur Boost

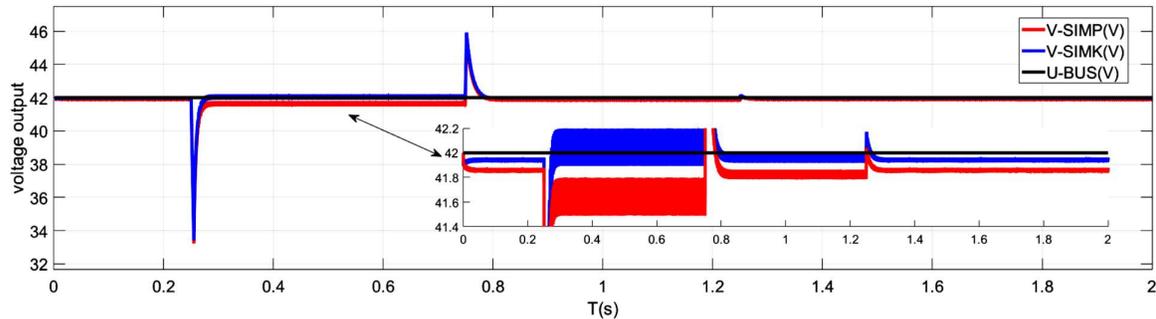


Figure 4-9 : Tension de référence et de sortie du convertisseur Boost

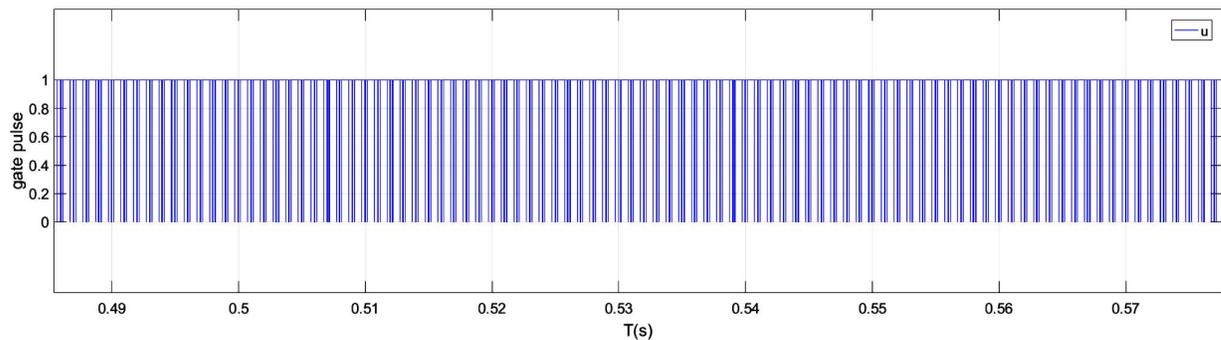


Figure 4-10 : Signal de commande PWM

Le but de cette simulation est de montrer clairement que le SSE existe dans les deux modèles électrique ou mathématique du Boost et ceci pour différentes valeurs du courant de charge. Le mode de contrôle utilisé jusqu'à présent est basé sur la surface de glissement ordinaire. Pour étudier, analyser et éliminer ce type d'erreurs (SSE), des blocs intégrateurs sont ajoutés au boucle de la commande. Cette nouvelle boucle est basée sur un mode glissant simple et double intégrale.

### 4.5.3 Comparaison des deux commandes PWM-SISM et PWM-DISM en mode libre

La technique de contrôle structurel, dans laquelle un mode glissant double intégrale est appliqué au convertisseur Boost, est présentée en mode libre. Pour la régulation de la tension de sortie du convertisseur dans le cas du mode libre, la PAC est remplacée par une alimentation stabilisée et la charge par des rhéostats. La Figure 4-11 montre le schéma bloc utilisé pour le

réglage de la tension de sortie du convertisseur Boost à l'aide de la boucle de contrôle. Le but de cette simulation est de montrer clairement le SSE et de vérifier les performances du modèle électrique.

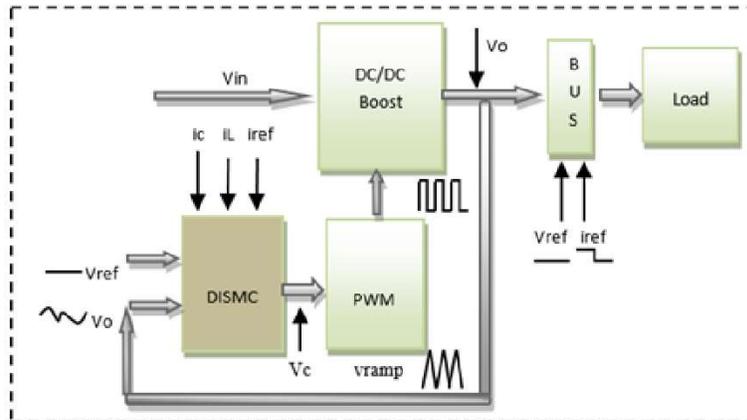


Figure 4-11 : Boost-PWM-DISM

Pour mieux voir et mettre en évidence l'erreur statique SSE, chaque commande choisie suit un profil de courant de charge de deux valeurs 0,5 et 2A comme le montre la Figure 4-12.

La Figure 4-13 montre la tension de sortie du Boost pour le modèle électrique avec la tension de référence de 48 V sous la commande PWM-SISM. Ces mêmes tensions sont illustrées sur la Figure 4-14 avec la commande PWM-DISM où l'on constate qu'il y a une stabilisation de la tension de sortie autour de la consigne (48V) avec une diminution du SSE. Dans le cas le plus favorable où la charge est maximale, cette erreur oscille entre  $\pm 0.15V$  et la tension de sortie chute légèrement lorsque le courant de charge varie. Le signal de commande  $u$  du PWM généré pour commander le commutateur est représenté sur la Figure 4-15 tandis que la Figure 4-16 illustre le signal  $v_{ramp}$  ainsi que le signal de commande. Ce dernier est généré en stabilisant la tension de sortie avec le contrôleur DISM autour de la valeur désirée (48 V).

À travers les résultats de simulations, on remarque que les erreurs sont plus visibles et leurs corrections sont mieux prises en compte par les techniques présentées dans la section

précédente. Pour mieux voir et mettre en évidence ces erreurs, la commande SISM était dynamique à plusieurs niveaux comme le montre la Figure 4-13 .

Afin de vérifier l'efficacité d'un glissement basé sur un PWM-DISM le test est réalisé pour les mêmes valeurs de courant de charge. Dans ce mode de fonctionnement, une très nette amélioration est constatée sur l'allure de la tension de la Figure 4-14 et les erreurs SSE sont éliminées en ajoutant des blocs d'intégration au bloc de contrôle. Les valeurs de ces erreurs prouvent l'amélioration de la qualité de la poursuite. Les mêmes constatations sont tirées pour les deux charges que ce soit minimale ou maximale, sauf que l'épaisseur des ondulations est inversement proportionnelle à la charge. Les résultats obtenus montrent clairement que la tension de sortie rejoint parfaitement sa valeur désirée(48V) et comme l'erreur SSE est très voisine de zéro, la régulation est confirmée. La Figure 4-17 montre la même dynamique dans le cas d'une charge minimale suivant la référence de tension imposée et la forme du courant d'inductance est donnée à la Figure 4-18.

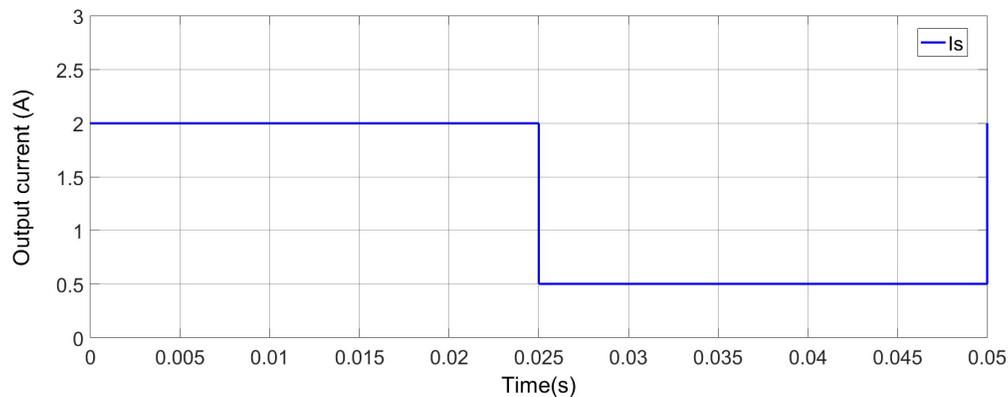


Figure 4-12 : Courant demandé par la charge

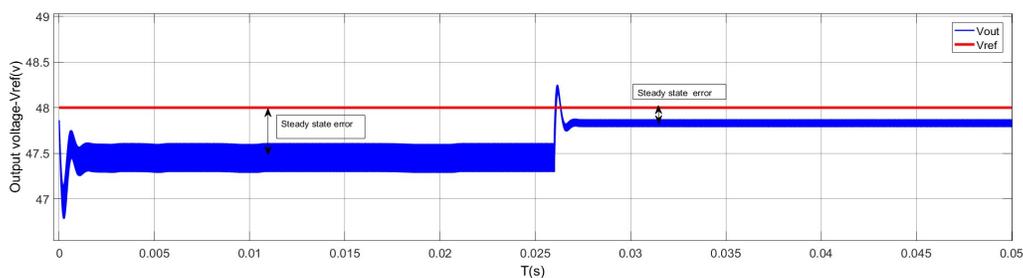


Figure 4-13 : Tension de sortie et de référence selon le PWM-SISM en mode libre

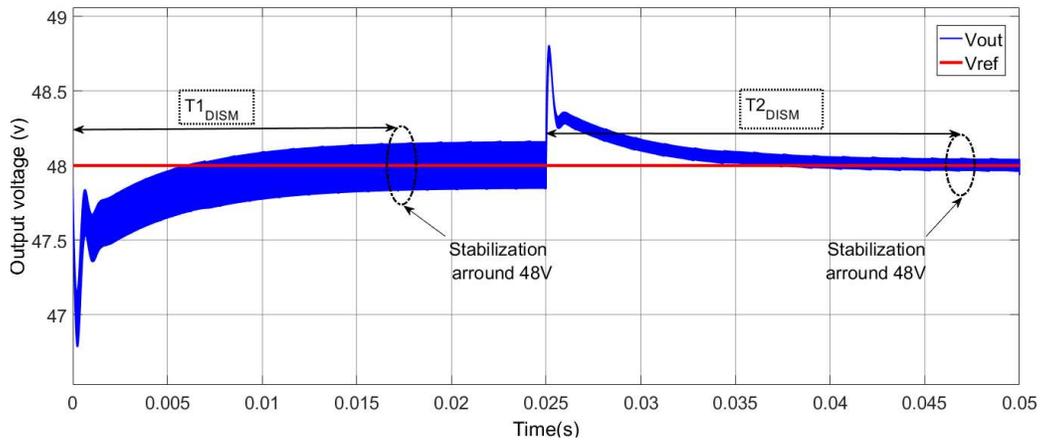


Figure 4-14 : Tension de sortie et de référence selon PWM-DISM en mode libre

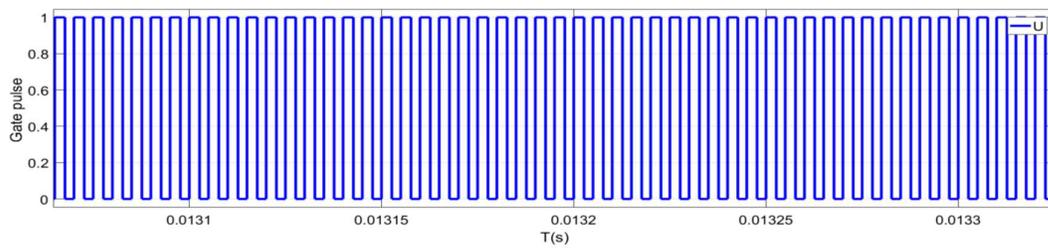


Figure 4-15 : Signal généré du PWM pour la commande du commutateur en mode libre

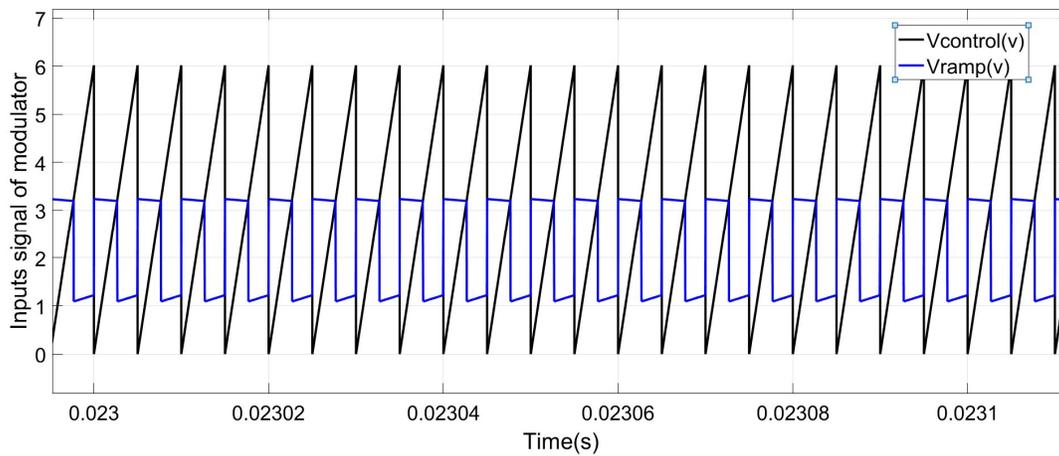


Figure 4-16 : Signal de commande pour une charge minimale en mode libre

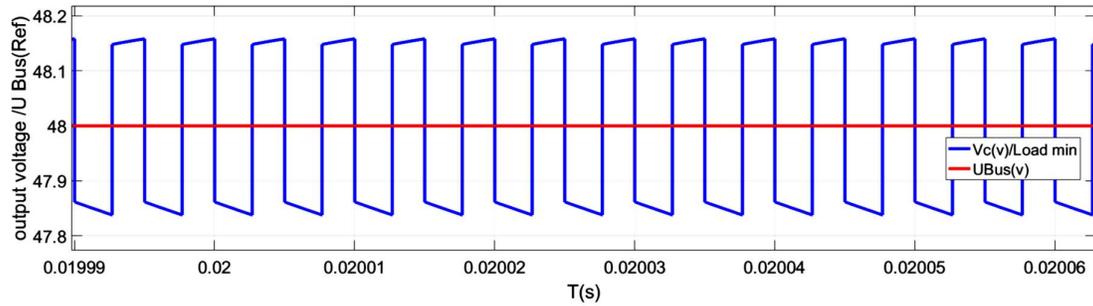


Figure 4-17 : Tension de sortie du Boost pour une charge minimale

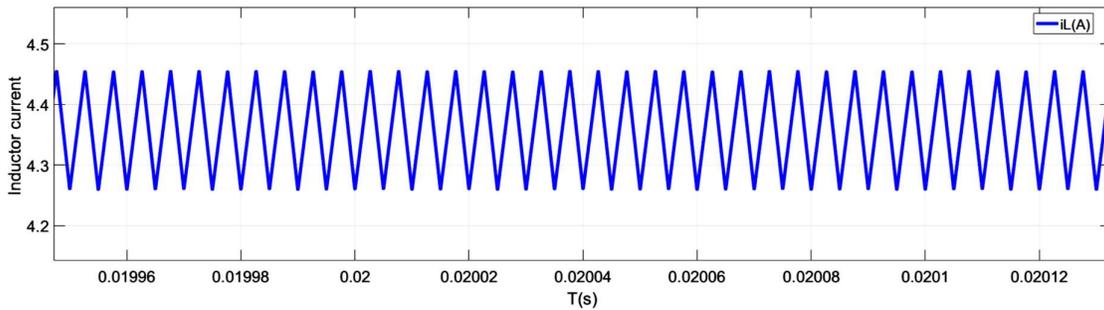


Figure 4-18 : Courant d'inductance pour une charge minimale

Les différentes valeurs des paramètres utilisés dans ces simulations sont données par le Tableau 4.2.

Tableau 4.2 : Paramètres utilisés par le Boost (Test 2)

| Paramètre                 |               | Valeur            |
|---------------------------|---------------|-------------------|
| Tension d'entrée          | Mode libre    | $v_{in} = 24v$    |
|                           | Mode connecté | $v_{in} = v_{FC}$ |
| Tension de référence      |               | $V_{ref} = 48v$   |
| Capacité                  |               | $C = 220\mu F$    |
| Résistance interne        |               | $rC = 25mohm$     |
| Inductance                |               | $L = 300\mu H$    |
| Résistance interne        |               | $rL = 0.14ohm$    |
| Courant de charge minimal |               | $I_{min} = 0.5A$  |
| Courant de charge maximal |               | $I_{max} = 2A$    |

La non linéarité du système PAC-Boost-DISM est mentionnée individuellement par :

- La non-linéarité de la PAC : Les équations (2.1), (2.2), (2.3), (2.9) et (2.10) montre la forte non-linéarité du modèle utilisé pour le système de PACPEM, ceci est dû aux différents paramètres du PACPEM. La basse tension de chaque cellule est fortement influencée par divers paramètres à savoir : les variations du courant électrique, le taux d'humidité des réactifs, la teneur en eau de la membrane, ...etc. En raison de ce comportement dépendant non linéaire, l'étude des différentes approches de contrôle est demandée.
- La non-linéarité du convertisseur Boost : L'équation (4.7) représente la non linéarité du modèle Boost dû à la variation de la fréquence de commutation.
- Le choix des variables d'état contrôlées du système : L'équation (4.17) représente le modèle dynamique non linéaire de la commande du convertisseur avec la commande équivalente. Les variables d'état commandées sont l'erreur de courant  $x_1$ , l'erreur de tension  $x_2$ , l'intégrale de la somme des erreurs de courant et de tension  $x_3$ , et la double intégrale de la somme des erreurs de courant et de tension  $x_4$ , ce qui confirme la non-linéarité du système exprimée par l'équation (4.14).

En conséquence, dans le deuxième cas en mode connecté et sous perturbation de la pression  $H_2$ , le modèle global de l'équation 4.16 devient plus sophistiqué avec un système de structure dynamique hautement non linéaire. On a mentionné la forte non-linéarité du système qui nécessite l'utilisation de la commande en mode glissant.

La même stratégie de contrôle et les mêmes approches basées sur les commandes PWM-SISM et PWM-DISM sont testées pour un convertisseur connecté à la PAC. Et pour mieux comprendre l'influence du paramètre « pression d'alimentation en hydrogène » sur la réponse du système, une étude paramétrique s'est avérée nécessaire.

#### **4.5.4 Comparaison des deux commandes PWM-SISM et PWM-DISM en mode connecté**

Pour évaluer les résultats, nous présentons la technique de contrôle à structure variable dans laquelle une simple et double intégrale caractérise le mode glissant. Cette technique est

utilisée par le système PAC-Boost sous la perturbation de pression d'alimentation en hydrogène. Le courant de charge  $I$  suit une structure à deux étages 0,5 et 2A représentant le passage du cas le plus favorable au cas le plus défavorable à l'aide d'une résistance variable.

La Figure 4-19 montre le prototype de simulation utilisé afin d'évaluer et de vérifier les performances statiques et dynamiques des stratégies de contrôles étudiés. Il se compose d'une alimentation à base d'une PAC, un convertisseur élévateur DC/DC Boost et comme charge des rhéostats. Il est à noter qu'en réalité le système PAC consomme une partie de la puissance pour assurer le fonctionnement de la pile elle-même.

Puisque la tension de sortie est souvent perturbée, un SYSPAC à base de pression variable est donnée afin d'extraire la forte non-linéarité du modèle :

$$P_{\text{anode}} = \begin{cases} 1.5 \text{ bar} & \text{if } 0 < t < 0.01 \\ 0.5 \text{ bar} & \text{if } 0.01 < t < 0.02 \\ 1.0 \text{ bar} & \text{if } 0.02 < t < 0.03 \\ 2.5 \text{ bar} & \text{if } 0.03 < t < 0.04 \\ 1.0 \text{ bar} & \text{if } 0.04 < t < 0.05 \end{cases} \quad (4.21)$$

La régulation de la tension du bus continu porte l'information relative à l'échange de puissance entre le générateur à base de la source renouvelable et la charge résistive.

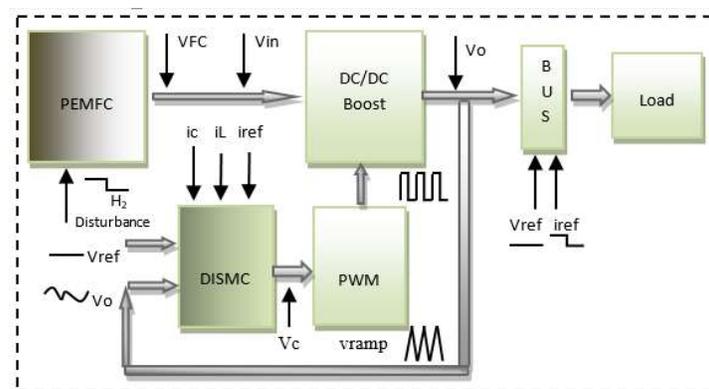


Figure 4-19 : Système PAC- Boost-PWM-DISM

Pour mieux représenter la simulation en mode connecté et plus précisément la dynamique, on n'a considéré que l'intervalle 0s – 0,05s. Il est à noter que l'alimentation stabilisée utilisée est remplacée par la PAC. Le courant de sortie indiqué dans la simulation est

basé sur les rhéostats utilisée. La puissance est requise en fonction du fonctionnement du moteur suivant la dissipation d'énergie selon le cycle de vitesse européen NEDC. A travers les simulations effectuées, plusieurs objectifs de nos travaux ont été atteints.

D'après la Figure 4-20 qui montre la tension de sortie du Boost et la tension de référence avec la commande PWM-SISM, on constate que le SSE est large pour le deuxième palier  $I = 0,5A$  que pour le premier  $I = 2A$ , où cette erreur dépasse  $1V$ . Notez que le SSE n'est pas assez grand pour le palier  $2A$  où cette erreur atteint  $0.5V$

L'objectif le plus important de la commande PWM-DISM étant l'élimination du SSE, on constate sur les courbes de la Figure 4-21, que l'erreur SSE est réduite pour les différentes valeurs de charge. Pour le niveau où  $I = 0,5 A$ , la tension de sortie se stabilise autour de  $48V$  après un certain temps de transition de quelques millisecondes. En effet, cette stratégie de commande nous a permis de contrôler soigneusement le système et imposer un SSE très petit et par conséquent, un régime dynamique très amortie.

La Figure 4-22 illustre les perturbations de la pression d'alimentation en hydrogène générées pour un mode connecté. Dans ce cas, en analysant l'influence de l'hydrogène tout en variant sa pression, on constate que la tension du bus se consolide autour de la tension de référence  $48V$  et le comportement dynamique du système s'améliore sous les conditions mentionnées auparavant. Avec la commande PWM-DISM, le SSE indique l'amélioration illustrée par la Figure 4-23 après une certaine durée de transition contrairement à l'erreur SSE apparente sur la Figure 4-21. On perçoit que le dépassement est trop étendu pour le courant de charge  $I = 2A$  que pour le courant  $I = 0.5A$ . On obtient ainsi une tension de sortie qui converge toujours vers la référence sans SSE pour les deux types de charge, maximale ou minimale. Il est à noter que la commande PWM-DISM est efficace pour la stabilisation de la réponse en tension, en cas de perturbation, ce qui représente un autre objectif important.

La Figure 4-24 montre le courant d'inductance dans le cas d'une charge minimale et maximale en présence de perturbations de pression d'alimentation en hydrogène. Les paramètres spécifiques de la pile utilisés dans cette simulation sont donnés par le Tableau 4.3.

Tableau 4.3 : Paramètres spécifiques de la PACPEM.

| Paramètre                           | Valeur  |
|-------------------------------------|---|
| Nombre de packs montés en parallèle | 01  |
| Nombre de stacks par pack           | 03  |
| Nombre de cellules                  | 125   |
| Capacité de la cellule              | $C_{cell} = 1500F$  |
| Paramètres caractéristiques         | $e1 = -0.948;$<br>$e3 = 7.6 * 10^{-15};$<br>$e4 = -1.93 * 10^{-4};$<br>$L = 0.023 , B = 0.016;$ |

On conclut que l'introduction de la double intégrale sur la surface de glissement a amélioré la précision et la robustesse de la commande PWM-DISM pour ce type de système. Ce qui implique qu'avec une source d'alimentation instable non régulée et une fréquence hautement variable avec un terme intégrale supplémentaire au niveau des variables d'état du contrôleur, on peut affirmer que :

- La dynamique du modèle, les performances et l'efficacité du contrôleur DISM sont prouvées.
- La précision en régime permanent du système est améliorée.
- La compensation de l'erreur statique est prouvée.
- La commande PWM-DISM est validé par les différents comparaisons : PWM-SISM et PWM-DISM, en mode libre et en mode connecté, sous la perturbation d'hydrogène et en cas de charge minimale ou maximale.

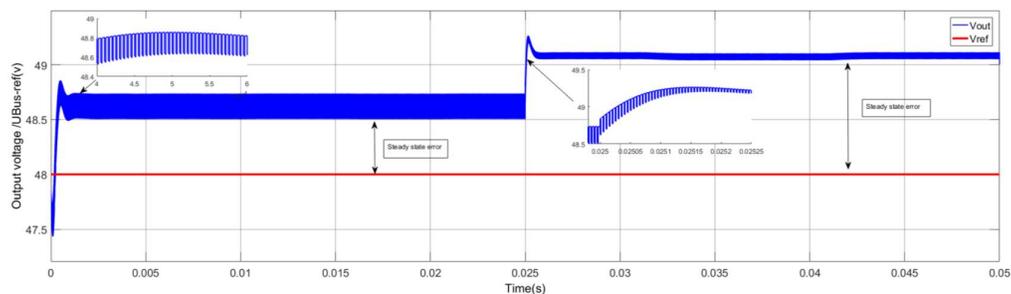


Figure 4-20 : Tension de sortie du Boost et tension de Bus désirée avec le contrôle PWM-SISM sans perturbation en mode connecté

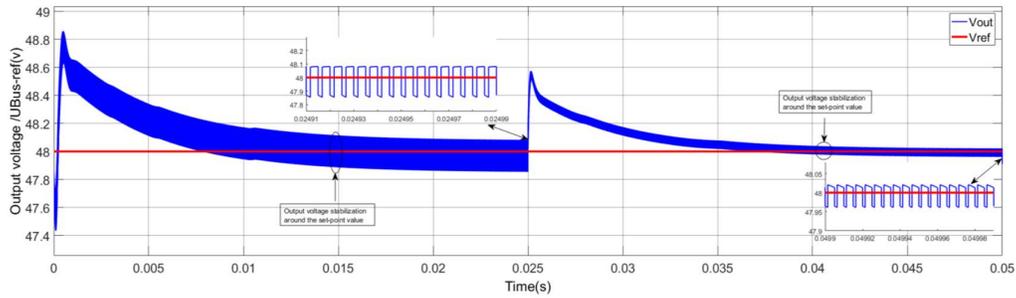


Figure 4-21 : Tension de sortie du Boost et tension de Bus désirée avec le contrôle PWM-DISM sans perturbation en mode connecté

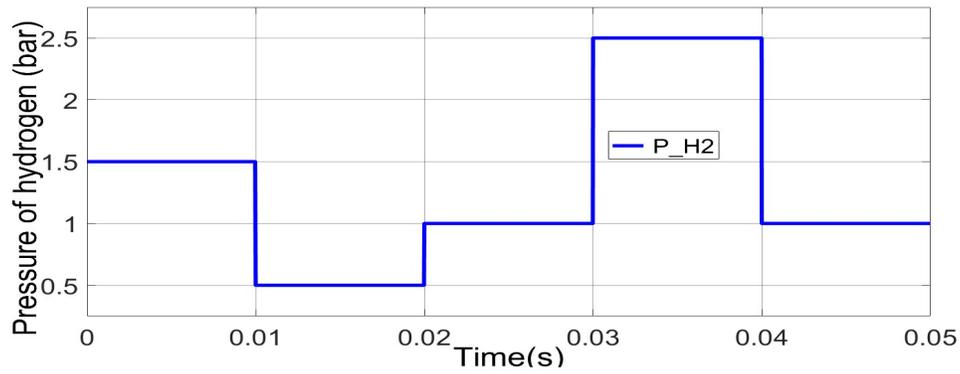


Figure 4-22 : Pression d'alimentation en carburant de l'hydrogène (H<sub>2</sub>/bar)

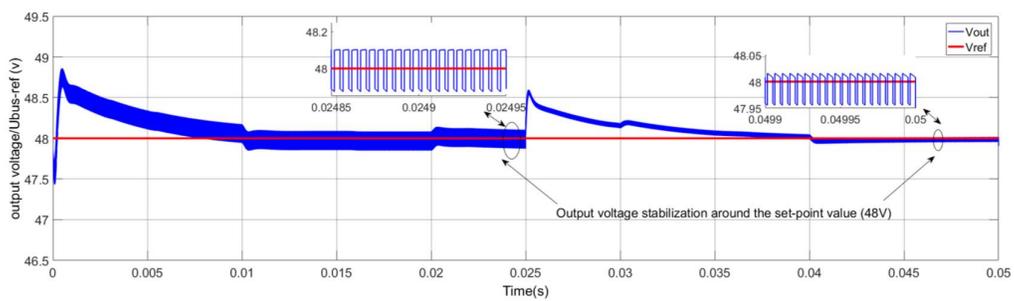


Figure 4-23 : Tension de sortie du Boost et tension de Bus désirée avec le contrôle PWM-DISM sous perturbation du H<sub>2</sub> et variation de charge en mode connecté

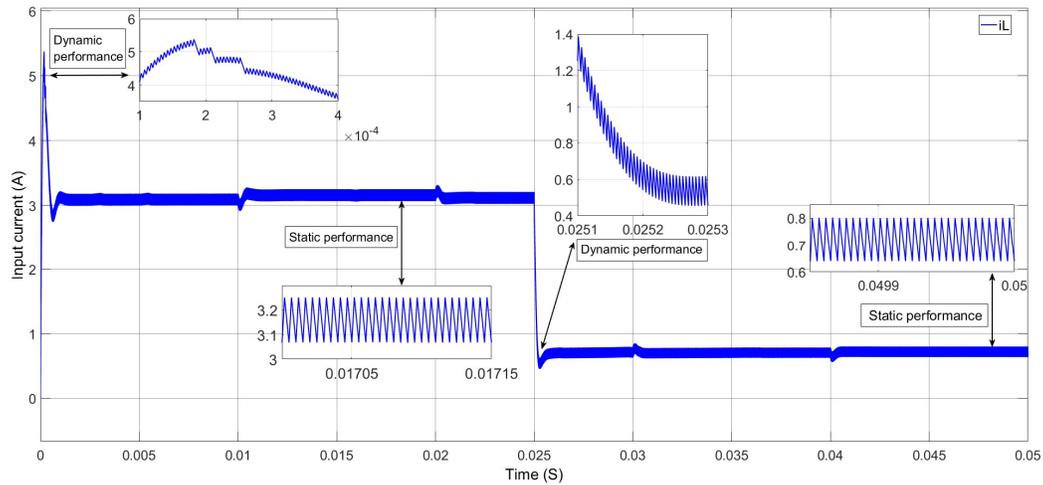


Figure 4-24 : Courant d'inductance du Boost avec le contrôle PWM-DISM sous perturbation du H<sub>2</sub> et variation de charge en mode connecté

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude comparative entre les différents modes de contrôle PWM-SISM et PWM-DISM du convertisseur Boost a été établie. Dans la première partie, les simulations portent sur les deux types de modèles à savoir le modèle mathématique et le modèle électrique. La deuxième partie met l'accent sur le modèle électrique puisqu'il prend en compte les paramètres internes des composants et donc il est plus proche du modèle réel.

On peut dire que la commande par mode glissant double intégrale DISM du modèle électrique du convertisseur Boost conduit à une régulation équivalente variable. Cette commande équivalente variable élimine l'erreur en régime permanent et donc la perte de puissance de la PAC.

Le contrôle PWM-DISM a été comparé au PWM-SISM conventionnel en utilisant les modèles SimPowerSystems implémentés par Matlab / Simulink. La comparaison des résultats de simulation entre les commandes considérées confirme une meilleure efficacité et performance pour les commandes PWM-DISM compte tenu les caractéristiques dynamiques et statiques :

- L'erreur statique SSE pour une charge maximale de 550 *mv* à 5 *mv*.

- L'erreur statique SSE pour une charge minimale de 170 *mv* à 2 *mv*.
- Le temps de réponse pour une charge maximale de 16,8 *ms*.
- Le temps de réponse pour une charge minimale de 20,6 *ms*.

Les performances et l'efficacité de la commande par mode glissant double intégrale proposé ont été étudiées en utilisant une PAC de 1.26 kW fournissant une charge variable résistive de 24 $\Omega$  à 96  $\Omega$  et une tension de bus de 48 V DC via un convertisseur Boost.

A partir de l'étude effectuée dans ce chapitre et des références consultées on est parvenu aux conclusions suivantes : L'analyse paramétrique en cas de perturbation de la pression d'alimentation en hydrogène et la commande adoptée contribuent à l'amélioration du comportement dynamique du système et à l'optimisation de l'énergie d'un VHSP. En plus, la stratégie adoptée pour l'ajustement de la tension du bus dans un système hybride de VHSP révèle les meilleures performances sur la réponse du système dans tous les modes de fonctionnement en comparaison avec les autres méthodes abordés dans cette étude.

# Conclusion générale

## **Conclusion générale**

Le travail présenté dans cette thèse se rapporte aux problématiques d'optimisation d'énergie ainsi qu'aux techniques de contrôle des systèmes utilisés dans les véhicules électriques hybrides VEH. Dans ce contexte vient la réflexion à l'adoption de nouvelles stratégies de contrôle appropriée pour l'optimisation de la gestion de l'énergie dans le véhicule VHSP. Cette étude assure la distribution de puissance entre les différents composants du groupe motopropulseur GMP d'un côté ; Et l'application de la nouvelle approche par mode de glissement double intégral DISM sur le convertisseur DC/DC d'un autre côté. Cet axe de recherche aborde la modélisation, le dimensionnement et la commande de l'étage d'alimentation global.

Ces sources d'énergie renouvelables doivent assurer une énergie optimale répondant au besoin énergétique du VHSP. En plus de ces avantages, elles représentent une consommation à de faibles émissions et à une économie de carburant élevée des voitures. De ce fait, l'architecture avec un étage d'alimentation du VHSP qui est composé du SYSPAC-Boost et du SYSSC-Buck-Boost embarqués a été choisie dans ce travail.

Après avoir choisi la configuration de l'étage de puissance, diverses stratégies de contrôle ont été appliquées telles que la régulation PI, PID, la commande en cascade et la commande par mode glissement simple intégrale. Le temps de réponse, l'erreur statique, la présence des oscillations et la complexité de formulation sont les principales limitations de ces méthodes. Le système a été forcé à suivre les trajectoires de références fournies par la commande optimale sous contraintes dans un modèle complet entre les deux intégrations « PAC connectée au Boost » et « SC connecté au Buck-Boost » selon la référence NEDC.

La contribution s'est orientée vers la gestion de la puissance optimale du système PAC, où nous avons complété le travail par l'insertion d'une nouvelle technique de contrôle basée sur le mode glissement double intégrale DISM dans le système. Cette dernière élabore une commande des tensions, elle offre une grande capacité pour accroître la qualité de poursuite et de régulation. Ce dernier point est important et a motivé notre choix pour cette loi de contrôle; ce qui contribue à l'optimisation de l'énergie. Cette approche adoptée fonctionne correctement

en mode libre ou connecté avec les différentes variations à savoir : la tension de référence, le courant de charge et la pression d'hydrogène. Elle génère un rapport cyclique convenable pour rejoindre la trajectoire adéquate. Une comparaison entre l'approche SISM et l'approche DISM a été menée via l'insertion des algorithmes dans un SYSPAC-Boost. Cette approche est simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus attestent d'une amélioration notable des performances et prouvent ainsi l'efficacité de la méthode proposée.

Toutefois, certains points ne sont pas abordés dans ce travail, nous pouvons les dégager sous formes de perspectives pour cette thématique :

- La validation de la commande DISM à l'aide de la plate-forme expérimentale.
- L'étude de l'effet du temps de réponse sur l'étage de puissance dans un simulateur de véhicule à pile à combustible.

## Références bibliographique

## Références bibliographiques

- [1] M. Madaleno and A. Pereira, "Clean energy firms stock prices, technology, oil prices and carbon prices," *In Proceedings of the 12th international conference on the European energy market EEM*, pp. 1-5, 2015.
- [2] D. Kim and A. Guin, "Energy and Air Quality Impacts of Truck-Only Lanes/A Case Study of Interstate 75 between Macon and McDonough," *98th Annual Meeting of the Transportation Research Board*, 2018.
- [3] R. Guensler and H. Liu, "Energy Consumption and Emission Modeling of Individual Vehicles Using MOVES-Matrix," *Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board*, vol. 2627, no. 1, pp. 93-102, 2017.
- [4] G. Song and L. Yu, "Applicability of traffic microsimulation models in vehicle emissions estimates: Case study of VISSIM," *Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board*, vol. 2270, no. 1, pp. 132-141, 2012.
- [5] S. Belhadj and K. Belmokhtar, "Improvement of Energy Management Contrôle Strategy of Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles Based on Artificial Intelligence Techniques," *Improvement of Energy Management Contrôle Strategy of Fuel Cel Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 52, no. 6, pp. 541-550, 2019.
- [6] A. Khaligh and Z. LI, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, p. 2806–2814, 2010.
- [7] O. Heddad and L. Ziet, "Dynamic Modeling and Optimal Contrôle Strategy of Energy Storage Elements in Hybrid Electrical Vehicle, Fuel Cell and Ultra capacitor," *Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*, Springer International Publishing AG, pp. 366-374, 2017.
- [8] J. Lachazze and M. Fadel, "Modelling and Control of a fuel cell system for electrical rail transport," EPE 2003 – Toulouse, France – Sept 2-4, 2003.
- [9] M. Hattab, "Optimisation et gestion d'énergie pour un système hybride : association pile à combustible et supercondensateur," *Thèse Doctorat de l'Université de technologie Belfort Montbeliard*, 2008.
- [10] C. L. S. Torres, "Contrôle d'une source d'énergie hybride : Pile à combustible Supercondensateur," *Thèse Doctorat de l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Paris*, 2016.
- [11] A. Boucherit, "Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources," *Thèse Doctorat de l'Université de technologie Belfort Montbeliard*, 2011.

- [12] S. C. Tan and Y. M. Lai, "Sliding Mode Contrôle of Switching Power Converters Techniques and Implementation," Taylor & Francis Group, LLC, 2012.
- [13] W. Perruquetti and J. P. Barbot, "Sliding Mode Contrôle in Engineering," *New York*, 2002.
- [14] B. Martinez-Treviño and A. E. Aroudi, "Sliding-mode contrôle of a Boost converter under constant power loading conditions," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 3, p. 521 – 529, 2019.
- [15] L. Martinez-Salamero and A. Cid-Pastor, "Why is sliding mode contrôle methodology needed for power converters," *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Contrôle Conference EPE-PEMC*, pp. S9-25, 2010.
- [16] F. Mehazzem and A. Reama, "Cascade Sliding Mode Contrôle of a Field Oriented Induction Motors with Varying Parameters," *The 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, pp. 1-6, 2008.
- [17] V. Repecho and D. Biel, "Fixed switching frequency sliding mode control using an hysteresis band controller," *13th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, pp. 1-6, 2014.
- [18] S. C. Tan and Y. M. Lai, " Adaptive feedforward and feedback control schemes for sliding mode controlled power converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, p. 182–192, 2006.
- [19] S. Tan and Y. M. Lai, "A pulse-width-modulation based sliding mode controller for buck converters," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 5, pp. 3647-3653, 2004.
- [20] S. C. TAN and Y. Lai, "Design of PWM based sliding mode voltage controller for DC-DC converters operating in continuous conduction mode," *European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE*, pp. 10-PP, 2005.
- [21] H. Maker and H. Gualous, "Sliding Mode Contrôle with Integral of Boost Converter by Microcontrôller," *Proceedings IEEE International Conference on Contrôle Applications*, pp. 3134-3138, 2006.
- [22] B. Lee and S. Kim, "Adaptive output voltage tracking controller for uncertain DC/DC boost converter," *International Journal Electronics*, vol. 103, no. 6, pp. 1002 - 1017, 2016.
- [23] J. M. Khan, "Artificial Intelligence Based Maximum Power Point Tracking Contrôle for Fuel Cell System," *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 21, no. 3, pp. 297-302, 2019.
- [24] A. Belkaid and J. P. Gaubert " Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems with Boost Converter Sliding Mode Control," *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 556 – 561, 2014.

- [25] B. Boukezata and A. Chaoui, "An improved fuzzy logic control MPPT based P&O method to solve fast irradiation change problem," *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 8, no. 4, p. 43505, 2016.
- [26] A.-G. Harrag and S. Messalti, "How fuzzy logic can improve PEM fuel cell MPPT performances," *Hydrogen Energy Publications LLC. Published by Elsevier*, vol. 43, no. 1, pp. 537-550, 2017.
- [27] M. Mohammedi, "Gestion de l'énergie pour une chaîne multi-sources," *Thèse de Doctorat, de l'Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie*, 2016.
- [28] L. Guo and J.-Y. Hung, "Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and PID controller for a Boost converter," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 1, pp. 99-106, 2011.
- [29] A. Feng and G. Perry, "A Design Method for PI-like Fuzzy Logic Controllers for DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2688 - 2696, 2007.
- [30] D. Spirov and V. Lazarov, "Modélisation Des Convertisseurs Statiques DC-DC Pour Des Applications Dans Les Energies Renouvelables en Utilisant Matlab/Simulin," 2009.
- [31] V. Lazarov and D. Roye, "Analysis of DC converters for wind generators," *Facta universitatis-series: Electronics and Energetics*, vol. 22, no. 2, pp. 235-244, 2009.
- [32] S. C. Chen and C. Y. Kuo, "Design and implementation of double-integral sliding-mode controller for brushless direct current motor speed control," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, no. 11, 2017.
- [33] S. C. Tan and Y. M. Lai, "A Double-Integral Type of Indirect Sliding Mode Controller for Power Converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 177-183, 2007.
- [34] S. C. Tan and Y. M. Lai, "Indirect Sliding Mode Control of Power Converters Via Double Integral Sliding Surface," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 600-611, 2008.
- [35] O. Heddad and L. Ziet, "Double integral Sliding Mode control of a Boost PEMFC system," *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 38, no. 1, pp. 46-58, 2021.
- [36] [www.automobile-magazine.fr/voitures-hybrides/article](http://www.automobile-magazine.fr/voitures-hybrides/article), consulté le 3/3/2022.
- [37] [www.lesnumeriques.com/voiture](http://www.lesnumeriques.com/voiture), consulté le 16/12/2021.
- [38] [www.automobile-propre.com/voiture-hybride](http://www.automobile-propre.com/voiture-hybride), visité le 3/03/2022.
- [39] Y. Gaoua, "Modèles mathématiques et techniques d'optimisation non linéaire et combinatoire pour la gestion d'énergie d'un système multi-sources : vers une implantation temps réel pour différentes structures électriques de véhicules hybride traction," *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse*, 2014.

- [40] A. Dubray, "Adaptation des lois de gestion d'énergie des véhicules hybrides suivant le profil de mission suivi," *Thèse de Doctorat de l'École nationale supérieure d'ingénieurs électriciens Grenoble*, 2008.
- [41] M. Mökükcü, "Optimisation énergétique d'un véhicule hybride," *Thèse Doctorat de l'Université Paris-Saclay*, 2018.
- [42] C. C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704-718., 2007.
- [43] D. Cabezuelo and J. Andreu, "Powertrain systems of electric, hybrid and fuel-cell vehicles: State of the technology," *IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1445-1450, 2017.
- [44] C. C. Chan and A. Bouscayrol, "Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: Architectures and modeling," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 59, no. 2, pp. 589-598, 2009.
- [45] D. L. B. Mbemba, "Modélisation, Conception et Expérimentation d'un véhicule hybride léger pour usages urbains," *Thèse Doctorat de l'Université de Franche-Comté*, 2012.
- [46] M. Wastraete, "Véhicules électriques et hybrides," Groupement National pour la Formation Automobile, 2011.
- [47] S. Delprat and T. Hofman, "Hybrid vehicle optimal control: linear interpolation and singular control," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2014.
- [48] S. G. Selvakumar, "Electric and Hybrid Vehicles—A Comprehensive Overview," *IEEE 2nd International Conference On Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, pp. 1-6, 2021.
- [49] M. Glachant and L. Fauchaux, "Recharger les véhicules électriques et hybrides," *l'Institut Interdisciplinaire de l'Innovation, Collections (i3) Presses de l'Ecole des mines*, 2014.
- [50] J. Scordia, "Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de lois de gestion d'énergie de véhicules hybrides," *Thèse Doctorat de l'Université Henri Poincaré –Nancy I*, 2004.
- [51] D. Benoudjit and N. Nait-Said, "Differential speed control of a propulsion system using fractional-order controller," *Electromotion Journal* vol. 14, no. 2, pp. 91-98, 2007.
- [52] A. Neffati, "Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source : décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride," *Thèse Doctorat de l'Université de Toulouse III Paul Sabatier*, 2013.
- [53] J. Bernard and S. Delprat, "Fuel Cell Hybrid Vehicles: Global optimization based on optimal control theory," *International Review of Electrical Engineering*, Vol. 1, no. 3. Juillet-Août 2006
- [54] A. L. Allègre and R. Trigui, "Different energy management strategies of Hybrid Energy Storage System (HESS) using batteries and supercapacitors for vehicular applications," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–6, 2010.

- [55] C. Daniel and J. O. Besenhard, "Handbook of battery materials," *John Wiley & Sons*, 2012.
- [56] R. Saisset, "Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques. Formalisme Bond Graph appliqué aux piles à combustible, accumulateurs Lithium-Ion, Véhicule Solaire," *Thèse Doctorat de l'Université de Toulouse*, 2004.
- [57] M. A. Paluszek and P. Bhatta, "Charging station for electric and plug-in hybrid vehicles," *U.S. Patent Application*, no. 12, pp. 468,489., 2009.
- [58] J. Dižo and M. Blatnický, "Electric and plug-in hybrid vehicles and their infrastructure in a particular European region," *Transportation Research Procedia* 55, pp. 629-636, 2021.
- [59] P. Kreczanik and P. Venet, "Study of supercapacitor aging and lifetime estimation according to voltage, temperature, and RMS current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4895-4902, 2013.
- [60] R. B. M. Kötz, "Hy Power—A fuel cell car boosted with supercapacitors," *The 12th International Seminar on Double Layer Capacitors and Similar Energy Storage Devices*, 2002.
- [61] P. Dietrich and F. Büchi, "Hy. Power—A technology platform combining a fuel cell system and a supercapacitor," *Handbook of Fuel Cells-Fundamentals, Technology and Application 4(Part 2)*, pp. 1184-1198, 2003.
- [62] A. Haddad and R. Bouyekh, "Dynamic modeling and water management in proton exchange membrane fuel cell," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 33, no. 21, pp. 6239-6252, 2008.
- [63] L. H. Z. Xu, "Simulation analysis of fuel economy of a fuel cell/battery passive hybrid power system for commercial vehicles," *IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, pp. 1-5, 2021.
- [64] F. Amrouche and B. Mahmah, "Modélisation d'une pile à combustible PEMFC alimentée directement en hydrogène-oxygène et validation expérimentale," *Revue des énergies renouvelables* vol. 8, no. 2, pp. 109-121, 2005.
- [65] L. Lianfeng and C. Ting-Cheng, "Study on Optimal Hybrid Ratio Parameters of Hybrid Fuel Cell System," *IEEE Eurasia Conference on Biomedical Engineering, Healthcare and Sustainability*, pp. 99-101, 2019.
- [66] M. Anwar and M. K. Alam, "Traction Power Inverter Design for EV and HEV Applications at General Motors: A Review," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6346-6351, 2019.
- [67] N. E. Ligterink and P. van Mensch, "NEDC-WLTP comparative testing," *Delft: TNO*, 2016.
- [68] A. S. Samosir and T. Sutikno, "Dynamic evolution control for fuel cell DC-DC converter," *TELKOMNIKA Telecommunication Computing Electronics and Control*, vol. 9, no. 1, pp. 183-190, 2011.

- [69] G. Y. Choe and J. S. Kim, "An optimal design methodology of an interleaved boost converter for fuel cell applications," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 5, no. 2, pp. 319-328, 2010.
- [70] S. C. Tan and Y. M. Lai, "General design issues of sliding-mode controllers in DC–DC converters," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1160-1174, 2008.
- [71] S. Y. Choe and J. G. Lee, "Integrated modeling and control of a PEM fuel cell power system with a PWM DC/DC converter," *Journal of Power Sources*, vol. 164, no. 2, pp. 614-623, 2007.
- [72] S. Farhani and F. Bacha, "Modeling and control of a dc-dc resonant converter interfacing fuel cell in electric vehicle," *9th international renewable energy congress (IREC)*, pp. 1-6, 2018.
- [73] S. K. Kim and C. R. Park, "A stabilizing model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC boost converter," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 2016-2023, 2014.
- [74] K. Sundareswaran and V. T. Sreedevi, "Design and development of feed-back controller for a boost converter using a colony of foraging bees," *Electric Power Components and Systems*, vol. 37, no. 5, pp. 465-477, 2009.
- [75] T. T. Vu, "Non-linear Dynamic Transformer Modelling and Optimum Control Design of Switched-mode Power Supplies," *Doctoral dissertation, National University of Ireland Maynooth*, 2014.
- [76] B. L. Dokić and B. Blanuša, "Power Electronics: Converters and Regulator," *Springer*, 2014.
- [77] A. I. R. Yazdani, "Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications," *John Wiley & Sons*, 2010.
- [78] R. S. R. Shenbagalakshmi and T. S. R. Raja, "Observer based pole placement and linear quadratic optimization for dc-dc converters," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 12, no. 4, pp. 1-8, 2012.
- [79] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza, "Modelling of DC-to-DC power converters," *Control design techniques in power electronics devices*, pp. 11-58, 2006.
- [80] B. Allaoua and B. Mebarki, "A robust fuzzy sliding mode controller synthesis applied on boost DC-DC converter power supply for electric vehicle propulsion system," *International Journal of Vehicular Technology*, 2013.
- [81] G. R. Evuri and S. R. Gorantla, "Enhancing the efficiency of a DC-DC converter used for hybrid electrical vehicles to suit uphill and downhill terrains," *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 19, no. 1-2, pp. 75-89, 2017.
- [82] P. N. Papadopoulos and M. Kandyla, "Parametric analysis of the steady state and dynamic performance of proton exchange membrane fuel cell models," *Renewable energy*, vol. 71, pp. 23-31, 2014.

- [83] M. Belatel and F. Z. Aissous, " Contribution à l'étude d'une pile à combustible de type PEMFC utilisée pour la production d'énergie électrique verte," *Journal of Renewable Energies*, vol. 15, no. 1, pp. 13-28, 2012.
- [84] M. B. Camara, " Supercondensateurs pour échange dynamique d'énergie à bord du véhicule électrique hybride: modélisation, étude des convertisseurs et commande," *Thèse Doctorat de l'Université de Franche-Comté, France*, 2007.
- [85] S. Samal and M. Ramana, "Modeling and simulation of interleaved boost converter with MPPT for fuel cell application," *Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)*, pp. 1-5, 2018.
- [86] J. Reddy and N. Sudhakar, " High Voltage Gain Switched Capacitor Boost Converter with ANFIS Controller for Fuel Cell Electric Vehicle Applications," *2nd IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Enerand Energy Systems (ICPEICES)*, pp. 465-470, 2018.
- [87] K. Ettahir and L. Boulon, "Energy management strategy for a fuel cell hybrid vehicle based on maximum efficiency and maximum power identification," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 6, no. 4, pp. 261-268, 2016.
- [88] M. Dargahi and J. Rouhi, "Maximum power point tracking for fuel cell in fuel cell/battery hybrid power systems," *European Journal of Scientific Research*, vol. 25, no. 4, pp. 538-548, 2009.
- [89] C. A. Ramos-Paja and G. Spagnuolo, "Fuel cell MPPT for fuel consumption optimization ," *In Proceedings of 2010 IEEE international symposium on circuits and systems*, pp. 2199-2202, 2010.
- [90] M. Mokukcu and P. Fiani, " A new concept of functional energetic modelling and simulation," *In Proceedings of The 9th EUROSIM Congress on Modelling and Simulation, EUROSIM The 57th SIMS Conference on Simulation and Modelling SIMS*, pp. 582-589, 2016.
- [91] B. Bonnard and L. Faubourg, "Principe du maximum de Pontriaguine, principe du maximum avec contraintes sur l'état et synthèses optimales," *Mécanique céleste et contrôle des véhicules spatiaux*, pp. 153-196, 2006.
- [92] N. Aidu , "The Hamilton–Jacobi–Bellman Equation," *Optimal Control Systems*," Boca RatonCRC Press, pp. 277–283, 2003.
- [93] J. P. Corriou, " Commande des procédés," *Lavoisier, Tec. & Doc*, 2012.
- [94] M. Gondran, "The Euler-Lagrange and Hamilton-Jacobi actions and the principle of least action," *arXiv preprint arXiv:1203.2736*, pp. 1203.2736, 2012.

## Résumé

L'intérêt principal d'un véhicule hybride provient de sa capacité de pouvoir consommer moins de carburant comparé à un véhicule thermique et d'émettre moins de polluants. Dans ce contexte, nous avons étudié le véhicule électrique hybride à système PAC et plus particulièrement l'étage d'alimentation qui est équipé de deux sources d'énergie : pile à combustible de type PEM comme source principale, Supercondensateur comme source secondaire ou d'appoint et les convertisseurs de puissances embarqués.

Ce travail a porté sur la modélisation énergétique, la caractérisation non linéaire et le dimensionnement du SYSPAC, SC, convertisseurs et du véhicule suivant une étude paramétrique importante détaillée.

Dans cette thèse, nous présentons la gestion d'énergie entre les différentes sources qui a nécessité une commande optimale pour réduire la contrainte sur la PAC et qui a mené le système à suivre les trajectoires de références fournies.

Dans ces conditions, l'approche adoptée « mode de glissement double intégral DISM » devient intéressante, une fois conçus, le convertisseur d'adaptation des niveaux de tension entre le système PAC et la charge sera contrôlé avec une réduction très importante de l'erreur statique. Les lois de commandes sont validées en mode libre et en mode connecté selon un rejet de perturbation par Matlab / Simulink.

## Mots clés :

Véhicule électrique hybride, Pile à combustible de type PEM, Commande optimale, mode glissant double intégral DISM, Convertisseur boost.

## Abstract

The main interest of a hybrid vehicle comes from its ability to consume less fuel compared to a thermal vehicle and to emit less pollutant. In this context, we studied the hybrid electric vehicle with FC system and more particularly the power stage, which is equipped with two sources of energy: fuel cell of the PEM type as main source, Ultracapacitor as secondary source or appoint and embedded power converters.

This work focused on energy modeling, nonlinear characterization and sizing of FC system, UC, converters and the vehicle following an important detailed parametric study.

In this thesis, we present the energy management between the different sources which required an optimal control to reduce the constraint on the FC and which led the system to follow the reference trajectories provided.

Under these conditions, the approach adopted "DISM integral double sliding mode" becomes interesting, once designed; the voltage level adaptation converter between the FC system and the load will be controlled with a very significant reduction in steady state error. The control laws are validated in free mode and in connected mode according to a disturbance rejection by Matlab / Simulink.

## Keywords:

Hybrid electric vehicle, PEM type fuel cell, Optimal control, DISM double integral sliding mode, Boost converter.

## ملخص

ينبع الاهتمام الرئيسي للسيارة الهجينة من قدرتها على استهلاك وقود أقل مقارنة بالمركبة الحرارية وإصدار ملوثات أقل. في هذا السياق ، درسنا السيارة الكهربائية الهجينة بنظام PAC وبشكل أكثر تحديداً حامل الطاقة المجهزة بمصدرين للطاقة: خلية الوقود من نوع PEM كمصدر رئيسي ، والمكثف الفائق كمصدر ثانوي أو احتياطي وعلى متنه محولات الطاقة. ركز هذا العمل على نمذجة الطاقة والتوصيف غير الخطي وتحجيم SYSPAC و SC والمحولات والمركبة بعد دراسة معلمية تفصيلية مهمة.

في هذه الرسالة ، نقدم إدارة الطاقة بين المصادر المختلفة والتي تتطلب تحكماً مثالياً لتقليل الضغط على خلية الوقود مما أدى بالنظام إلى اتباع المسارات المرجعية المقدمة.

في ظل هذه الظروف ، يصبح النهج المعتمد "وضع الانزلاق المزدوج المتكامل DISM" مثيلاً للاهتمام ، وبمجرد تصميمه ، سيتم التحكم في محول التكيف مع مستوى الجهد بين نظام PAC والحمل مع تقليل كبير جداً في الخطأ. سيتم التحقق من صحة قوانين التحكم في الوضع الحر وفي الوضع المتصل وفقاً لرفض الاضطراب بواسطة Matlab / Simulink.

## الكلمات المفتاحية:

مركبة كهربائية هجينة ، خلية وقود من نوع PEM ، تحكم مثالي ، وضع انزلاق مزدوج متكامل DISM ، محول دفعة.