

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER - BISKRA
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
FILIÈRE: ÉLECTROTECHNIQUE
OPTION: COMMANDE DES SYSTÈMES ENERGÉTIQUES



Thèse présentée en vue de l'obtention Du diplôme de

Doctorat LMD en Génie Electrique

Intitulé

Commande d'un Système Multi-Sources Dédié au Véhicule Électrique

Présentée par : **SELLALI Mehdi**

Soutenue publiquement le 28/12/2020 devant le Jury composé de :

Dr. ZOUZOU Salah Eddine	Président :	Professeur à l'université de Biskra
Dr. BETKA Achour	Directeur de thèse :	Professeur à l'université de Biskra
Dr. DJERDIR Abdesslem	Co-directeur :	Professeur à Université de Technologie de Belfort-Monbéliard
Dr. KOUZOU Abdellah	Examineur :	Professeur à l'université de Djelfa
Dr. BENCHOUIA Mohamed Toufik	Examineur :	Professeur à l'université de Biskra
Dr. ABDEDDAIM Sabrina	Examineur :	MCA à l'université de Biskra

DÉDICACE

À

mes parents,

ma femme,

à ma soeur Afrah et mon frère Haithem,

mes enseignants et mes amis,

et à tous ceux qui sont morts pour que l'Algérie reste debout,

je dédie ce modeste travail.

REMERCIEMENTS

Je souhaite exprimer ma reconnaissance tout d'abord envers mon directeur de thèse M. BETKA Achour, professeur à l'université de Biskra, je ne peux que vous dire un énorme merci pour tout : la science, les conseils, les discussions enrichissantes que nous avons portées tout au long de ces années.

Je voudrais exprimer ma sincère gratitude à mon co-directeur de thèse M. DJERDIR Abdesslem, professeur à l'université de Technologie de Belfort-Montbéliard, pour sa patience, son soutien, son accueil au sein du laboratoire FCLAB, ses encouragements tout au long de ce travail.

Je voudrais également remercier mes enseignants, M. DRID Said, professeur à l'université de Batna, Mme. ABDEDDAIM Sabrina, docteur à l'université de Biskra, M. LARBI Chrifi Allaoui, docteur au département de l'IUT de soissons-Jules Verne Picardie. Je leur adresse toute ma gratitude pour leurs disponibilités et précieux conseils.

J'exprime aussi mes remerciements aux membres du jury d'avoir accepté d'évaluer mon travail de thèse, avec comme rapporteurs messieurs, professeur KOUZOU Abdellah à l'université de Djelfa, professeur BENCHOUIA Mohamed Toufik à l'université de Biskra.

Je remercie aussi M. ZOUZOU Salah Eddine, directeur du Laboratoire LGEB, pour son soutien scientifique ainsi que d'avoir mis à notre disposition le matériel du laboratoire afin de réaliser le banc d'essai, je le remercie vivement.

Je voudrais aussi remercier mes collègues du laboratoire LGEB et LMSE ainsi que les ingénieurs et les techniciens des laboratoires de génie électrique.

Enfin, mes derniers mots de remerciements vont pour mes parents. Vous m'avez toujours soutenu aux bons comme aux mauvais moments, vous m'avez porté jusqu'à l'aboutissement de ce travail, et rien n'aurait été possible sans vous. Je vous serai donc éternellement reconnaissant. Les mots ne sont pas assez forts pour vous exprimer mon amour et ma gratitude dont je vous dédie cette thèse en témoignage.

RÉSUMÉ

Au cours des dernières décennies, les stratégies de gestion de l'énergie (SGE) dans les véhicules électriques (VEs) et les véhicules électriques à pile à combustible (PàC) ont fait l'objet d'un grand intérêt en raison de son augmentation importante de l'utilisation afin d'améliorer les performances du véhicule ainsi que d'avoir une répartition optimale de la puissance entre les sources impliquées.

La plupart des travaux actuels sont principalement basés sur la répartition de la puissance en fonction de la dynamique de la source, sans tenir compte de la régulation de l'état de charge des sources auxiliaires ainsi que de la dégradation des sources d'énergie embarquées. Pour combler cette lacune, cette thèse présente deux SGE pour un système de stockage hybride composé par des batteries et des super-condensateurs (SCs) dans un VE comme une première partie. Dans la deuxième partie, un autre système hybride a été étudié, il est constitué d'une PàC et des batteries lithium-ion utilisés pour la motorisation d'un véhicule réel.

Deux stratégies de gestion de l'énergie ont été développées pour le système hybride multi-sources, la première est une méthode basé sur l'intelligence artificielle qui est la méthode logique floue, tandis que l'autre est une technique d'optimisation qui prend en compte les variations paramétriques linéaires (LPV). Une comparaison a été effectuée pour évaluer les performances des deux techniques.

Pour le véhicule électrique à PàC, une SGE soucieuse à la santé de la batterie est basé sur la commande prédictive (MPC) a été développé, ce nouveau travail proposé cherche à maintenir non seulement l'état de charge de la batterie mais aussi à minimiser le vieillissement des batteries et à prolonger leur durée de vie.

L'ensemble des systèmes est modélisé par des équations d'état, ainsi l'évaluation des techniques de contrôle proposées est simulée à l'aide du logiciel Matlab-Simulink, puis validée expérimentalement.

Keywords: Stratégies de gestion de l'énergie, Véhicules électriques, Véhicules hybrides à pile à combustible, Logique floue, Variations paramétriques linéaires, Contrôle prédictif.

ملخص

خلال السنوات الماضية، تعتبر استراتيجيات إدارة الطاقة في السيارات الكهربائية والسيارات الهجينة ذات الخلايا الوقودية موضع اهتمام كبير وذلك لاستخدامها بشكل كبير من أجل تحسين اداة هذا النوع من السيارات وكذلك للحصول على أفضل توزيع للطاقة بين المصادر المعنية

تركز معظم الأعمال الحالية بشكل رئيسي على تقسيم الطاقة وفقاً لديناميكية المصادر، دون مراعاة حالة شحنها وكذلك حالتها الصحية، لسد هذه الفجوة، تقدم هذه المذكرة العديد من الحلول لنظام تخزين الطاقة الهجين التي تتألف من بطاريات ومكثفات فائقة الشحن في السيارات الكهربائية كجزء أول في الجزء الثاني، تمت دراسة نظام مصدر طاقة هجين يتكون من خلية وقود وبطارية في سيارة كهربائية حقيقية وقد تم تطوير استراتيجيتين لإدارة الطاقة لنظام تخزين الطاقة الهجين، الأولى هي تقنية الذكاء الاصطناعي التي تعتمد على الطريقة المنطقية الغامضة، في حين أن الأخرى هي تقنية تحسين تأخذ بعين الاعتبار الاختلافات البارامترية الخطية

في الأخير، أجريت مقارنة لتقييم أداء هاتين التقنيتين وبالنسبة للسيارة الهجين التي تعمل بخلايا الوقود، تم تطوير استراتيجية إدارة طاقة مدركة للصحة قائمة على التحكم التنبؤي النموذجي، ويسعى هذا العمل الجديد المقترح إلى الحفاظ ليس فقط على حالة شحن البطارية بل وأيضاً لتقليل عمر البطارية وخلية الوقود إلى أدنى الحدود وإطالة عمرها بالنسبة للسيارة الهجينة التي تعمل بخلايا الوقود، تم تطوير استراتيجية إدارة طاقة مدركة للصحة قائمة على التحكم التنبؤي النموذجي، يسعى هذا العمل المقترح إلى الحفاظ ليس فقط على حالة شحن البطارية بل وأيضاً لتقليل من عمر مصادر الطاقة لهاته السيارة إلى أدنى الحدود وإطالة عمرها

تم نمذجة مجموعة الأنظمة بمعادلات رياضية بينما تمت محاكاة تقنيات التحكم المقترحة باستخدام برنامج MATLAB-Simulink ثم تم التحقق من صحتها تجريبياً.

الكلمات المفتاحية

استراتيجيات إدارة الطاقة، السيارات الكهربائية، السيارات الكهربائية الهجينة ذو الخلايا الوقود، المنطق الغامض المتغيرات البارامترية الخطية، التحكم التنبؤي النموذجي

ABSTRACT

Over the last few decennia, energy management strategies (EMSs) in electric vehicles (EVs) and fuel cell hybrid electric vehicles (FCHEVs) have been the subject of great interest due to its extensive increment of utilization in order to enhance the vehicle performance as well as to have an optimal power allocation between the involved sources.

Most current works are mainly focused on splitting the power according to the source's dynamic, without taking into account the state of charge regulation of the auxiliary source as well as the degradation of the on-board energy sources. To fill this gap, this thesis presents several EMSs for hybrid energy storage system (HESS) consisted of batteries and super capacitors (SCs) in an EV as a first part. In the second part, a hybrid power source system composed of a Fuel Cell/Battery in a real FCHEV has been studied.

Two energy management strategies have been developed for the HESS, the first is an artificial intelligence technique which is the fuzzy logic method, while the other is an optimization technique that takes into account the linear parametric variations (LPV). A comparison was made to evaluate the performance of the two techniques.

For the FCHEV, a health-aware EMS based on model predictive control (MPC) was developed, this novel proposed work seeks to maintain not only the state of charge of the battery but also to minimize battery and fuel cell aging and extend their lifetime.

The set of systems is modeled in state space equations while the evaluation of the proposed control techniques is simulated using the Matlab-Simulink package and then validated experimentally.

Keywords: Energy management strategies, Electric Vehicles, Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles, Fuzzy logic, Linear parametric variations, Model Predictive Control.

PRODUCTIONS SCIENTIFIQUES

Publications dans des revues

- **M. SELLALI**, A.Betka, A.Djerdir, Y.Yang, I.Bahri S.Drid. "A Novel Energy Management Strategy in Electric Vehicle Based on H Self-gain Scheduled for Linear Parameter Varying Systems". IEEE Transactions on Energy Conversion
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9171867>
- **M. SELLALI**, S. Abdeddaim, A. Betka, A. Djerdir, S. Drid, M. Tirar, Fuzzy-Super twisting control implementation of battery/super capacitor for electric vehicle, ISA Transactions 95 (2019) 243-253.
<https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.04.029>
- **M. SELLALI**, A.Betka, S.Drid, A.Djerdir A, L. Allaoui, M.Tiar. Novel control implementation for electric vehicles based on fuzzy -back stepping approach, Energy 178 (2019) 644-655.
<https://doi.org/10.1016/j.energy.2019.04.146>
- **M. SELLALI**, A. Betka, A. Djerdir, Power management improvement of hybrid energy storage system based on H control, Mathematics and Computers in Simulation 167, 2020, 478-494
<https://doi.org/10.1016/j.matcom.2019.05.003>
- **M. SELLALI**, A. Betka, A. Djerdir, S.Drid, OP. Malik, Hardware implementation of an improved control strategy for battery–supercapacitor hybrid system in electric vehicles, IET Electrical Systems in Transportation 10, 2020, 204-212
<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-est.2019.0034>

- M. Maamir, O. Charrouf, A. Betka, **M. SELLALI**, M. Bechrif, Neural network power management for hybrid electric elevator application, *Mathematics and Computers in Simulation* 167, 2020, 155-175

<https://doi.org/10.1016/j.matcom.2019.09.008>

- M.Tiar, A. Betka, S.Drid, S. Abdedaim, **M. SELLALI**, S.Medjmadj. Fault-tolerant control of a smart PV-grid hybrid system, *IET Renewable Power Generation* 13, 2020, 2451-2461

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8836322>

Publications dans des conférences internationales

- **M. SELLALI**, A. Betka, S. Abdedaim and S. Ouchen, “Implementation of a real-time energy management consisting of a battery and a supercapacitor”, 5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes ICEEB’17, December 2017.
- **M. SELLALI**, A. Betka, S. Drid, and A. Djerdir, “Implementation of new adaptive power-split management strategy in a battery-super capacitor electric vehicle,” 2015 3rd Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb & (CISTEM), October 2018.
- **M. SELLALI**, A. Betka, S. Drid, S.Abdedaim, SE.Zouzou and M. Becherif, “ H_{∞} -Back Stepping ccontrol implementation of battery-super capacitor for electric vehicles,” 2018 3rd International Conference on Emerging and renewable Energy: Generation and Automation& (ICEREGA’18), October 2018.

SOMMAIRE

	Page
List des Tables	xii
Liste des Figures	xiii
Liste des Acronymes	xvi
1 INTRODUCTION	1
1.1 Généralités	2
1.2 Problématique	2
1.3 Contributions	3
1.4 Structure de la thèse	4
2 REVUE DE LA LITTÉRATURE	5
2.1 Introduction	6
2.2 Points clefs	8
2.2.1 Chute du prix des batteries	9
2.2.2 Chargement plus rapide et plus grande densité énergétique des batteries:	10
2.2.3 Préoccupations relatives à la qualité de l'air	10
2.2.4 Accroissement des énergies renouvelables	12
2.2.5 Soutenir les politiques et réglementations publiques	12
2.2.6 Nécessité d'hybridation	14
2.3 Configurations	15
2.4 Stratégies de gestion d'énergie	20
2.4.1 Les stratégies fondées sur des règles	21
2.4.2 Les stratégies fréquentielles	24
2.4.3 Les stratégies d'optimisation	25
2.5 Contrôle de la Partie Traction	28

2.6	Conclusion	30
3	Modélisation	31
3.1	Introduction	32
3.2	Sources alimentant le véhicule électrique	33
3.2.1	Batterie à Plomb	33
3.2.2	Super condensateurs	35
3.2.3	Pile à combustible	37
3.3	Modélisation du système hybride	39
3.3.1	Modèle de la batterie	39
3.3.2	Modèle du super condensateur (SC)	43
3.4	Modèles des convertisseurs	45
3.4.1	Modèle du convertisseur Buck-Boost coté SC	45
3.4.2	Modèle du convertisseur Buck-Boost entrelacé coté Batterie	46
3.4.3	Modèles de l'onduleur de tension	47
3.5	Modèle du bus continu	48
3.6	Modèles de la partie traction	49
3.6.1	Modèle de la machine synchrone à aimant permanents	49
3.6.2	Modèle dynamique du véhicule	51
3.7	Dimensionnement des sources	53
3.8	Conclusion	58
4	Techniques développées	59
4.1	Introduction	60
4.2	Description de la topologie utilisée	60
4.3	Description de la stratégie de gestion d'énergie	62
4.3.1	Fuzzification	63
4.3.2	Inférence	64
4.3.3	Défuzzification	65
4.3.4	Commande rapprochée des convertisseurs statiques	65
4.3.5	Mode de fonctionnement	66
4.4	Contrôle de la partie Traction	68
4.4.1	Régulation de vitesse basée sur le ST	69
4.4.2	Commande des courants basés sur la l'approche ST	70
4.4.3	Preuve de stabilité	71
4.4.4	Modulation Vectorielle SVM pour la commande rapprochée de l'onduleur	72

4.5	Superviseur basé sur la Commande Robuste : Approche LPV	73
4.5.1	Synthèse du contrôleur:	73
4.5.2	Organigramme de l'algorithme LPV	79
4.6	Contrôle Back-Stepping du moteur de traction	80
4.7	Conclusion	83
5	RESULTATS ET DISCUSSION	84
5.1	Introduction	85
5.2	Présentation de la maquette expérimentale réalisée	85
5.2.1	Carte dSPACE dS1104	86
5.2.2	Liaison Semikron-dSPACE	87
5.2.3	Capteurs	88
5.3	Validation expérimentale	88
5.3.1	Superviseur basé sur la logique floue	88
5.3.2	Superviseur LPV	94
5.4	Étude comparative	97
5.5	Conclusion	99
6	Véhicule hybride à pile à combustible	101
6.1	Introduction	102
6.2	Architecture du véhicule électrique à PàC	103
6.3	Modèle de la pile à combustible	105
6.4	Modèle de dégradation de la batterie	108
6.5	MPC basé sur une SGE soucieuse à la dégradation	110
6.6	Résultats de simulation et analyse	112
6.7	Conclusion	120
7	CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES	121
7.1	Conclusion	122
7.2	Perspectives	123
	Bibliography	127

LIST DES TABLES

TABLE	Page
3.1 Matériaux des accumulateurs électrochimiques.	34
3.2 Types d'électrodes et d'électrolyte des super condensateurs (SCs).	36
3.3 Types des PàC.	38
3.4 La caractéristique (E_0/SOC).	43
3.5 Les composantes de la tension statorique (a-b).	48
4.1 Table du superviseur flou.	65
5.1 Comparaison des algorithmes proposés.	98
5.2 : Indicateurs de performance des algorithmes proposés.	99
6.1 Paramètres du véhicule Mobypost.	104
6.2 Caractéristiques de la pile à combustible.	108
6.3 Principaux paramètres électrique de la batterie.	109
6.4 Comparaison des profils de vitesse.	113
6.5 Comparaison des performances.	119

LISTE DES FIGURES

FIGURE	Page
2.1 Principaux pays producteurs de pétrole 2019.	6
2.2 AUDI-E-TRON SPORTBACK.	9
2.3 Prix moyen de la batterie Lithium par kWh [1]	9
2.4 Décès annuels dus à la pollution de l'air extérieur, par région.	11
2.5 La production d'électricité en 2019 [9].	12
2.6 La Chine en tête de la hausse des ventes de véhicules électriques (VEs).	13
2.7 Densités d'énergie et de puissance des différentes source d'un VE [19]	14
2.8 Architectures parallèles des véhicules électriques à PàC, (a) PàC-Batterie-SC, (b) PàC-SC, (c) PàC-Batterie.	16
2.9 Topologie passive	17
2.10 Topologie semi-active (Batterie/SC)	17
2.11 Topologie semi-active (SC/Batterie)	17
2.12 Topologie en cascade	18
2.13 Topologie en multi-input	18
2.14 Topologie active	19
2.15 Spécificité des Strategie de Gestion de l'énergie (SGE).	20
2.16 Stratégie de gestion d'énergie	21
2.17 Stratégie de gestion basée sur le contrôler Proportional Integral Derivative controller (PID)	22
2.18 Stratégie de gestion basée sur le mode de fonctionnement	22
2.19 Stratégie de gestion basée sur la logique floue.	23
2.20 Stratégie de gestion basée sur la technique d'ondelette	25
2.21 Stratégie de gestion basée sur le model prédictif.	28
3.1 Schéma synoptique du système étudié.	32
3.2 Principe de fonctionnement d'une batterie Plomb Acide.	33
3.3 Principe de fonctionnement d'un SC.	35

3.4	Schéma de principe d'une PàC.	38
3.5	Circuit équivalent de la batterie.	40
3.6	Schéma du test de l'état de charge.	42
3.7	Circuit équivalent du SC.	44
3.8	Schéma d'identification.	44
3.9	Circuit équivalent du convertisseurs Buck-Boost	46
3.10	Circuit équivalent du convertisseurs Buck-Boost entrelacé.	46
3.11	Schéma équivalent de l'onduleur de tension à deux niveaux.	47
3.12	Schéma équivalent du bus continu.	49
3.13	Le référentiel (d-q) de la MSAP.	50
3.14	Forces agissant sur un véhicule en montée.	52
3.15	Profile de vitesse NEDC.	54
3.16	Puissance demandé par le véhicule.	54
3.17	Energie demandée par le véhicule.	55
4.1	Schéma synoptique du premier algorithme proposé.	61
4.2	Schéma synoptique du deuxième algorithme proposé.	62
4.3	Schéma du superviseur floue.	63
4.4	Entrées et sorties des fonctions d'appartenance. a)Le courant du moteur, b) La tension de la SC, c) La tension de bus continu, d) La puissance de la batterie, e) La puissance de la SC.	64
4.5	Organigramme du superviseur floue.	66
4.6	Flux des puissances.	67
4.7	Schéma de contrôle FOC basé sur le Super-Twisting.	68
4.8	Représentation LFT du système LPV.	74
4.9	Conception linéaire du filtre.	76
4.10	Diagramme de gestion de la puissance.	79
4.11	Flux de puissance.	80
4.12	Schéma de la commande DTC-Back-Steeping du MSAP.	81
5.1	Maquette expérimentale.	86
5.2	Carte dSPACE dS1104.	87
5.3	Simulation: a) Vitesse du moteur, b) Courant en quadrature statorique, Expérimentation:c) Vitesse du moteur, d) Courant en quadrature statorique.	89
5.4	Simulation: a) Courant en direct statorique, b) Courant du moteur, Expérimentation:c) Courant en direct statorique, d) Courant du moteur	90

5.5	Courants Statoriques: a) Simulation, b) Expérimentation.	90
5.6	Simulation: a) Puissance de la Batterie, b) Puissance de la SC, c) Tension de batterie, d) Tension de la SC.	91
5.7	Expérimentation: a) Puissance de la Batterie, b) Puissance de la SC, c) Tension de batterie, d) Tension de la SC.	92
5.8	Tension de bus DC: a) Simulation, b) Expérimentation.	93
5.9	Etat de charge de la batterie: a) Simulation, b) Expérimentation, Etat de charge de la SC: c) Simulation, d) Expérimentation.	93
5.10	Vitesse du moteur: a) Simulation, b) Expérimentation.	94
5.11	Tension de Bus DC a) Simulation, b) Expérimentation. Tension de la SC c) Simulation, d) Expérimentation.	95
5.12	Tension de la Batterie a) Simulation, b) Expérimentation. Courant de la SC c) Simulation, d) Expérimentation.	96
5.13	Courant de la Batterie (Ph1) a) Simulation, b) Expérimentation. Courant de la Batterie (Ph2) c) Simulation, d) Expérimentation.	97
6.1	Véhicule hybride à pile combustible Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle (FCHEV) «Mobypost»	102
6.2	Schéma synoptique de la chaine de traction du véhicule Mobypost.	104
6.3	Représentation de la courbe de polarisation	106
6.4	La pile à combustible AIRCELL1000 ACS.	107
6.5	Schéma de contrôle MPC avec prise en compte de la dégradation de la batterie.	110
6.6	Profiles de vitesse.	114
6.7	Profiles de puissance.	114
6.8	Puissance instantané selon le profil WLTP	115
6.9	Puissance instantané selon le profil UDDS	116
6.10	Puissance instantané selon le profil NEDC	116
6.11	Le SOC et le SOH selon le profile WLTP	117
6.12	Le SOC et le SOH selon le profile UDDS	117
6.13	Le SOC et le SOH selon le profile NEDC	118
6.14	Comparaison des dégradations.	119

LISTE DES ACRONYMES

BS	Back Stepping
DTC	commande directe du couple
DC	Direct Current
FKE	filtre de Kalman étendu
FCHEV	Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle
FCs	Fuel Cells
FL	logique floue
FOC	commande à orientation de flux
FPH	filtre passe-haut
FPB	filtre passe-bas
GA	les algorithmes génétiques
HESS	un système hybride de stockage d'énergie
IGBT	transistor bipolaire à grille isolée
LPV	variation linéaire des paramètres
MPC	commande prédictive
MSAP	machine synchrone à aimant permanent
MIPC	convertisseur de puissance à entrées multiples
MOSFET	transistor à effet de champ à grille métal-oxyde
NN	réseau de neurone
OL	optimisation locale
OG	optimisation globale
PEMFC	Pile à Combustible à Membrane d'échange de protons

PSO	Particle Swarm Optimisation
PàC	Pile à Combustible
PV	panneaux photovoltaïque
PID	Proportional Integral Derivative controller
PI	Proportional Integral controller
PMP	principe du minimum de pontryagin
SC	super condensateur
SCs	super condensateurs
SGE	Strategie de Gestion de l'énergie
SOC	l'état de charge
SOH	l'état de santé
ST	Super Twisting
SFR	stratégies fondées sur des règles
SF	stratégies fréquentielle
SFO	stratégies fondées sur l'optimisation
SMCE	stratégie de minimisation des consommations equivalentes
VE	véhicule électrique
VEs	véhicules électriques
WT	transformée en ondelettes

INTRODUCTION

Sommaire

	Page
1.1 Généralités	2
1.2 Problématique	2
1.3 Contributions	3
1.4 Structure de la thèse	4

1.1 Généralités

LE développement d'automobiles à moteur thermique est l'une des plus grandes réussites de la technologie moderne. Cependant, l'industrie automobile est entrain d'évoluer très rapidement, ainsi le grand nombre d'automobiles qui circulent aujourd'hui ont causé et continuent de causer de graves problèmes pour la société et la vie humaine [2].

Depuis le début des années 1900, il est bien connu que le transport est basé sur le pétrole, qui consomme environ plus de 21% de l'énergie totale produite. Depuis 1998, l'utilisation du pétrole dans les transports a dépassé celle des autres industries. De plus, on prévoit que le parc global des véhicules augmentera considérablement au cours des 20 prochaines années, en devenant cinq fois plus important que le parc actuel, ce qui va causer de graves problèmes environnementaux. La détérioration de la qualité de l'air, le réchauffement climatique et la diminution des ressources pétrolières deviennent les principales menaces qui pèsent sur les êtres humains. Des réglementations de plus en plus strictes en matière d'émissions et de consommation de carburant stimulent l'intérêt pour le développement de transports propres durable et à haut rendement énergétique [3].

A cet égard, il est bien connu que les technologies des véhicules électriques (VEs) sont les solutions les plus prometteuses au problème du transport. Ces véhicules présentent de nombreux avantages tels que l'absence d'émissions de CO₂, le fonctionnement silencieux et la fiabilité. Un certain nombre de constructeurs automobiles et plusieurs gouvernements proposent de nombreux projets pour développer les VEs. A titre de ce développement, une redondance des sources à puissance finie améliore l'autonomie ainsi que la durée de vie de ces sources multiples. L'implantation de ce type de source nécessite en fait de maîtriser les techniques de gestion de l'énergie, qui jouent un rôle clé pour ces véhicules, en assurant un partage adéquat de la puissance appelée, et en respectant la dynamique de chaque source. A l'heure actuelle, de nombreux chercheurs se consacrent au développement des stratégies de gestion de l'énergie d'une manière optimale et fiable [4].

1.2 Problématique

Dans les véhicules équipés d'un système hybride multi-sources, le défi consiste principalement à gérer la dépense énergétique du moteur propulseur, à déterminer les répartitions proportionnelles de la puissance pendant tout le cycle et à établir des modes d'interface entre les différentes sources afin de répondre aux exigences de la propulsion du véhicule.

L'objectif de cette thèse est de contribuer à la problématique de la gestion de l'énergie dans les VEs. Ce domaine est relativement nouveau et englobe plusieurs disciplines différentes.

1.3 Contributions

Ce cadre de travail novateur considère en première partie la mise en œuvre de la gestion de l'énergie pour un véhicule électrique (VE) alimenté par des batteries au plomb-acide considéré comme une source principale et des SCs utilisée comme une source auxiliaire; en deuxième partie, une autre architecture est proposée, en insérant une PàC appuyée par des batteries lithium-ion. Ces deux architectures nous permettront de tirer les conclusions des performances de chaque prototype.

Dans la présente thèse, un ensemble de techniques basées sur l'intelligence artificielle, la théorie de contrôle et l'optimisation ont été choisies pour gérer adéquatement le flux d'énergie du système hybride. En fait, ces gestionnaires seront explicitement décrits comme suit:

- Un superviseur d'énergie basé sur la logique floue (FL), qui permet de générer à tout instant la puissance de référence de la batterie et la puissance de référence des SCs, selon un profil de vitesse prédéfini.
- Un superviseur basé sur un contrôleur à gain auto programmé qui garantit la performance H_∞ pour une classe de variation linéaire des paramètres (LPV).
- Un superviseur basé sur la commande prédictive (MPC) qui partage la puissance entre une PàC et des batteries lithium-ion en respectant plusieurs contraintes.

Pour émuler la partie traction du véhicule, deux algorithmes de contrôle basés sur l'orientation du flux statorique ainsi que la commande directe du couple ont été validés sur une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) afin de suivre un profil de vitesse qui comprends des accélérations, des décélérations et des vitesses constantes;

- La commande à orientation de flux (FOC) basée sur la théorie du mode glissant d'ordre deux est développée afin de suivre les vitesses de référence, où une loi de contrôle de type Super Twisting (ST) est appliquée dans la boucle externe de la vitesse ainsi que dans les boucles internes des courants.
- La commande directe du couple (DTC) basée sur l'approche Back Stepping (BS) est également proposée pour suivre le profil de vitesse du moteur, cette loi de commande est appliquée pour la vitesse, le couple et le flux. C'est une loi de contrôle non linéaire développée à partir d'une fonction de Lyapunov appropriée.

1.4 Structure de la thèse

La présente thèse est structurée en 5 chapitres, en facilitant au lecteur un suivi logique du contenu:

- Le premier chapitre contiendra des généralités sur les différentes topologies qui peuvent être existés dans les VEs, puis nous présenterons l'état de l'art sur les principaux algorithmes de gestion d'énergie récemment utilisés dans la littérature.
- Le second chapitre abordera la modélisation mathématique explicite des différentes parties de la chaîne du VE (les sources, les convertisseurs statiques et le moteur électrique) qui permet en fait d'extraire les lois de contrôle appropriées.
- Le troisième chapitre sera consacré à la synthèse des diverses lois de gestion de l'énergie et des commandes appliquées pour un fonctionnement smart et fiable. Il est bien à noter ici que ces lois de commande sont dédiés au premier prototype (batterie-SC).
- Le quatrième chapitre illustre l'efficacité des lois de contrôles implémentés en temps réel à l'aide d'un banc d'essai à échelle réduit. Les résultats sont discutés et évalués par rapport aux exigences et aux objectifs de contrôle.
- Le dernier chapitre décrit la stratégie de gestion de l'énergie développée pour les véhicules électriques à PàC. Cette stratégie moderne s'intéresse non seulement au partage de puissance mais aussi au prolongement de la durée de vie des sources impliquées.

Enfin, cette thèse sera conclue, en résumant le travail et suivies de quelques perspectives envisagées dans le futur.

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Sommaire

	Page
2.1 Introduction	6
2.2 Points clefs	8
2.2.1 Chute du prix des batteries	9
2.2.2 Chargement plus rapide et plus grande densité énergétique des batteries: 10	10
2.2.3 Préoccupations relatives à la qualité de l'air	10
2.2.4 Accroissement des énergies renouvelables	12
2.2.5 Soutenir les politiques et réglementations publiques	12
2.2.6 Nécessité d'hybridation	14
2.3 Configurations	15
2.4 Stratégies de gestion d'énergie	20
2.4.1 Les stratégies fondées sur des règles	21
2.4.2 Les stratégies fréquentielles	24
2.4.3 Les stratégies d'optimisation	25
2.5 Contrôle de la Partie Traction	28
2.6 Conclusion	30

2.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, une consommation importante de carburants fossiles par le secteur des transports, qui représente 50% de la consommation mondiale totale d'énergie, conduit en conséquence à 30% d'émission du dioxyde de carbone. L'industrie automobile doit réduire la production de carbone et économiser de l'énergie. En raison de la consommation d'essence ou de diesel et de la pollution atmosphérique due aux émissions des gaz d'échappement, les véhicules traditionnels à moteur thermique ne sont plus adaptés aux exigences en vigueur. Les VE sont considérés comme une bonne solution pour résoudre cette problématique [5]. Le premier moteur à combustion interne (IC) a été construit par Nikolaus Otto en 1876. Trois ans plus tard, en 1879, Carl Benz construisit le premier moteur à essence. C'est en fait une machine à un cylindre à deux temps. Cela s'est avéré être une révolution pour le système de transport. Le moteur à combustion interne n'a pas regardé en arrière depuis. Elle n'a cessé de grandir et est devenue de plus en plus sophistiquée chaque année. Aujourd'hui, plus d'un milliard de véhicules à moteur à combustion interne constituent le cœur du système de transport dans le monde. Ces moteurs ont besoin de carburant à base de pétrole, principalement de l'essence ou du diesel [6]. Malheureusement, les carburants à base de pétrole posent plusieurs problèmes qui deviennent de plus en plus préoccupants à l'échelle mondiale et attirent l'attention sur d'autres options principalement l'électricité. L'un des principaux problèmes que posent les carburants pétroliers est leur répartition géographique asymétrique en tant que ressource naturelle. Une part dominante du pétrole est produite au Moyen-Orient, suivi de la Russie et des États-Unis. La figure 2.1 donne la production de pétrole brut dans les 20 premiers pays autour du monde [7].

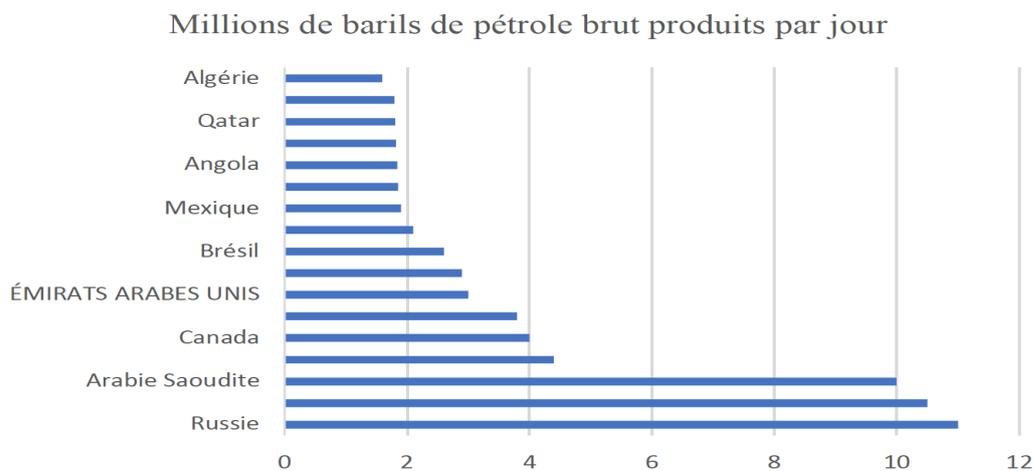


Figure 2.1: Principaux pays producteurs de pétrole 2019.

Comme le démontre ce graphique, la Russie est le plus grand producteur annuel de pétrole brut, mais ce sont les pays du Moyen-Orient, soit l'Arabie saoudite, l'Irak, l'Iran, les Émirats arabes unis, le Koweït et le Qatar, en tant que groupe, qui produisent le plus de pétrole. Sur un total d'environ 69 millions de barils de brut produits par jour par les 20 plus grands pays producteurs, plus de 27 millions de barils proviennent de cette région. Cette concentration de la richesse pétrolière dans quelques régions rend d'autres pays extrêmement vulnérables au monopole d'une ressource hautement stratégique. Plusieurs alternatives ont été explorées. Le gaz naturel, les PàC et les batteries électriques en faisaient partie. Le gaz naturel, qui est aussi une forme de combustible pétrolier, est devenu populaire principalement parce que sa disponibilité s'est étendue géographiquement dans le monde entier et qu'il est donc moins vulnérable au monopole. Cependant, il s'agit d'un combustible non renouvelable et polluant [8]. Les PàC étaient une autre solution de rechange qui semblait prometteuse, mais qui est trop coûteuse au niveau actuel de développement technologique. La plus prometteuse des alternatives semble être les batteries électriques, qui sont chargées à l'aide de l'électricité traditionnelle. Alors que les premiers VEs ont été développés au début du XIXe siècle, elles ne pouvaient concurrencer les véhicules thermiques qui se sont avérés beaucoup plus pratiques et moins coûteux [9]. En fait, il y avait plusieurs obstacles à la commercialisation à grande échelle des VEs. Les plus importantes d'entre elles étaient les suivantes :

- Les carburants pétroliers pourraient contenir plusieurs fois plus d'énergie, en termes de calories par unité de poids, que les piles électriques. Par conséquent, ils étaient faciles à transporter sur le véhicule. Cela signifiait également qu'il y avait des limites à la distance à laquelle un VE pouvait se déplacer avant d'avoir besoin d'être rechargé. Ces limites étaient plutôt basses à 100 milles (ou 160 km). Par contre, une voiture à moteur à combustion interne peut parcourir plus de 500 km une fois son réservoir plein [10].
- Le chargement d'une batterie a pris plusieurs heures alors que le remplissage d'un réservoir d'essence n'a pris que quelques minutes.
- Les batteries étaient coûteuses et devaient être remplacées plusieurs fois pendant la durée de vie d'une voiture. Bien que l'électricité elle-même soit moins chère que l'essence ou le diesel, le coût élevé de la batterie rendait un VE plus cher qu'un véhicule à essence ou diesel sur la base du cycle de vie[11].
- Tout un écosystème comprenant des installations de fabrication des VEs, des moteurs et des batteries qui est nécessaire à la croissance de ce domaine, alors qu'elles étaient déjà bien développées dans le cas des véhicules à moteur à combustion interne.

- L'infrastructure des stations-service avait déjà été mise en place et était répandue dans le monde entier, alors qu'il n'existait pratiquement pas de réseau de stations de recharge pour les batteries. Il faudrait beaucoup de temps pour les mettre en place et une forte impulsion serait nécessaire pour persuader toutes les parties prenantes d'aller dans le sens des VEs [12].
- Les VEs avaient également besoin d'une toute nouvelle technologie et de nouvelles installations de fabrication. Un tel investissement n'était pas attrayant pour l'industrie automobile, car il s'agissait d'un investissement important dans la fabrication d'un produit dont le marché était incertain [13]
- Les constructeurs hésitaient à passer du moteur à combustion interne à une technologie complètement différente, car ils ne savaient pas s'il y aurait une demande suffisante pour un VE étant donné que les contraintes liées à leurs autonomie.

La recherche des solutions alternatives hautement efficaces, sûres et propres aux problèmes de la pollution a donc été l'un des défis les plus importants qui ont attiré l'attention des chercheurs dans les secteurs de l'environnement et des transports. En conséquence, le développement des technologies innovantes pour l'utilisation des VEs est une solution potentielle pour l'environnement. Pour assurer une transition sans heurts des véhicules traditionnels à moteur à combustion interne aux véhicules entièrement électriques, les technologies des VEs ont récemment été utilisées non seulement dans les voitures particulières, mais aussi dans les véhicules lourds [14].

2.2 Points clefs

En réalité, les VEs sont devenus l'alternative la plus attrayante par rapport aux véhicules à moteur à combustion interne, comme le modèle allemand Audi-e-tron (voir figure 2.2). Plusieurs pays se sont réunis pour faire avancer l'électrification de la mobilité et nombre d'entre eux ont formulé des politiques et des règlements pour orienter le programme d'action sur les VEs [15]. Certains de ces développements et leurs impacts sur la croissance des VEs dans le monde sont mis en évidence comme suit:



Figure 2.2: AUDI-E-TRON SPORTBACK.

2.2.1 Chute du prix des batteries

Les travaux de recherche, conjugués à l'augmentation des niveaux de production, ont contribué à une forte baisse du prix des batteries. Selon [16], le coût des batteries, utilisées en propulsion, est passé d'environ 350 dollar par kWh en 2015 à 200 dollar par kWh en 2019 (Figure 2.3). Selon cette source, le prix des grosses commandes des batteries au lithium-ion ordinaires a encore baissé pour s'établir à 100 dollar par le kWh en 2025. Environ 40 % du coût d'un VE est la batterie et avec des prix plus bas pour le lithium-ion, il est possible de réduire considérablement le coût d'une voiture.

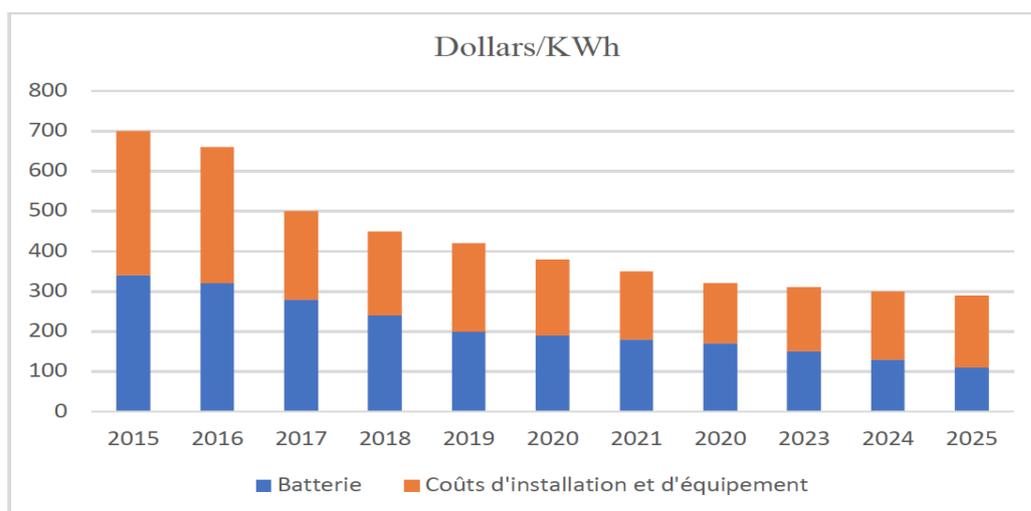


Figure 2.3: Prix moyen de la batterie Lithium par kWh [1]

2.2.2 Chargement plus rapide et plus grande densité énergétique des batteries:

De nombreuses recherches ont été effectuées pour concevoir des batteries qui peuvent être rechargées en quelques minutes et qui peuvent également contenir beaucoup plus d'énergie que les batteries précédentes. Cela signifie non seulement que les voitures peuvent être conduites plus longtemps avant qu'elles ne doivent être rechargées, mais aussi que la recharge peut être effectuée beaucoup plus rapidement.

- Les scientifiques de Toyota font des recherches sur des batteries à l'état solide qui utilisent des conducteurs super ioniques au sulfure. Le résultat est une batterie qui peut fonctionner à niveaux des SCs pour charger ou décharger complètement en seulement sept minutes, ce qui le rend idéal pour les voitures. D'ici 2022, Toyota Motors prévoit commencer à vendre une voiture électrique alimentée par un nouveau type de batterie qui augmente considérablement l'autonomie et réduit le temps de recharge [17].
- Une société californienne appelée "Charge Point" présente sa nouvelle gamme de chargeurs pour répondre aux enjeux actuelles et futures exigences. L'entreprise affirme que les chargeurs permettraient aux propriétaires des VEs d'ajouter des centaines de kilomètres d'autonomie dans le temps qu'il faut pour "s'arrêter prendre un café"[18].
- Le nombre de stations disponibles pour la recharge augmente également de façon exponentielle et le temps nécessaire pour recharger un VE est considérablement réduit. Ils sont raccordés à un système de charge rapide, qui offre une charge en courant continu au lieu d'une charge en courant alternatif qui est plus lente. [19].

2.2.3 Préoccupations relatives à la qualité de l'air

L'Agence internationale de l'énergie estime que chaque année environ 3 millions de décès sont dus à la pollution atmosphérique, et que ce chiffre va augmenter si des mesures correctives ne sont pas prises [20]. La pollution atmosphérique peut être définie comme l'émission de substances nocives dans l'atmosphère. Cette définition large englobe donc un certain nombre de polluants, notamment:

- Dioxyde de soufre (SO₂),
- Oxydes d'azote (NO_x)
- Ozone (O₃),

- Monoxyde de carbone (CO)
- composés organiques volatils (COV).

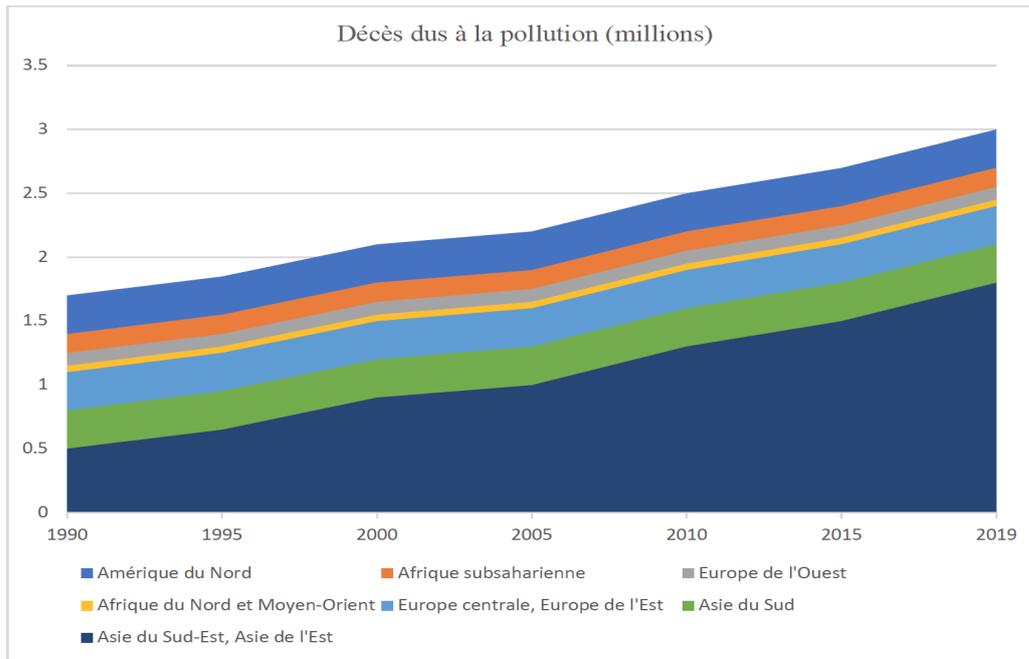


Figure 2.4: Décès annuels dus à la pollution de l'air extérieur, par région.

La figure ci-dessus montre le nombre absolu de décès attribués à la pollution atmosphérique extérieure par pays entre 1990 et 2019. Au niveau annuel, les décès liés à la pollution sont dominés par la Chine et l'Inde avec environ 850 000 et 670 000 décès respectivement en 2017. Au cours de la période écoulée depuis 1990, l'augmentation du nombre de décès liés à la pollution en Chine semble ralentir, avec seulement une légère augmentation depuis 2010. Par contre, en Inde le taux de mortalité due à la pollution de l'air extérieur continue d'augmenter [21]. Sans émissions d'échappement, les VE offrent une alternative propre aux véhicules à essence et diesel. Cela est particulièrement pertinent dans les zones urbaines et le long des grands axes de transport. La pertinence des VE dans la réduction de la pollution atmosphérique ressort clairement du rôle de premier plan que certaines villes ont joué dans la promotion de leur déploiement. En 2015, près d'un tiers des ventes mondiales des VE ont eu lieu dans 14 villes [22].

2.2.4 Accroissement des énergies renouvelables

La production mondiale d'énergie renouvelable en 2019 a augmenté de 6.3% par rapport à l'année précédente, grâce principalement à l'augmentation de la capacité de production d'énergie éolienne, solaire et hydraulique, et les sources vertes ont couvert 25% de la demande mondiale d'électricité. Dans l'ensemble, la demande mondiale a augmenté de 2,1 % en 2019,

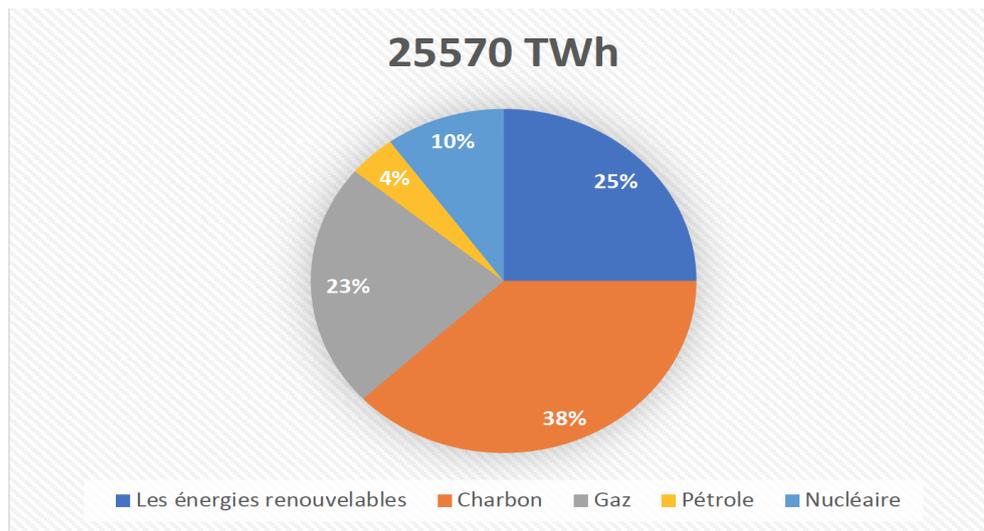


Figure 2.5: La production d'électricité en 2019 [9].

soit plus du double du taux de croissance de 2018, principalement sous l'impulsion de la Chine et de l'Inde. La majeure partie de l'augmentation de la demande a été couverte par la production de pétrole, de gaz et du charbon, tandis que les énergies renouvelables ont fait des progrès impressionnants [23]. Il est clair que l'énergie électrique produite doit être stockée sous une forme facilement utilisable (batterie, stockage d'hydrogène), pour une utilisation ultérieure, c'est-à-dire la recharge des VEs (voir figure 2.5).

2.2.5 Soutenir les politiques et réglementations publiques

Les politiques publiques et les initiatives réglementaires ont joué un rôle très important dans la promotion du passage à la mobilité électrique. Au départ, divers intervenants, comme les constructeurs automobiles, les consommateurs et les services publics d'électricité, ne voyaient aucun avantage à passer à la mobilité électrique [24]. Un environnement politique favorable était nécessaire pour rendre les VEs attrayants pour les consommateurs et réduire les risques pour les fabricants. Les mécanismes de soutien qui ont été déployés et peuvent être classés en quatre catégories:

- Soutien à la recherche et au développement ;
- Modification de la réglementation ;
- Incitatifs financiers ;
- Incitatifs non financiers qui améliorent la proposition de valeur des VE.

La Chine est le pays qui adopte le plus rapidement les VE dans le monde et devrait représenter la moitié des ventes mondiales au cours des sept prochaines années (voir figure 2.6) [25]. En 2017, un cinquième de toutes les ventes des VE ont été réalisées dans seulement six villes chinoises, où l’achat et l’utilisation de nouveaux moteurs à combustion interne sont strictement réglementés. D’ici 2025, les ventes des VE dans le monde entier devraient augmenter pour atteindre 11 millions. En Chine, les VE représenteront 19% de toutes les ventes de véhicules de tourisme, contre 14% en Europe et 11 % aux États-Unis. Au milieu des années 2020, les

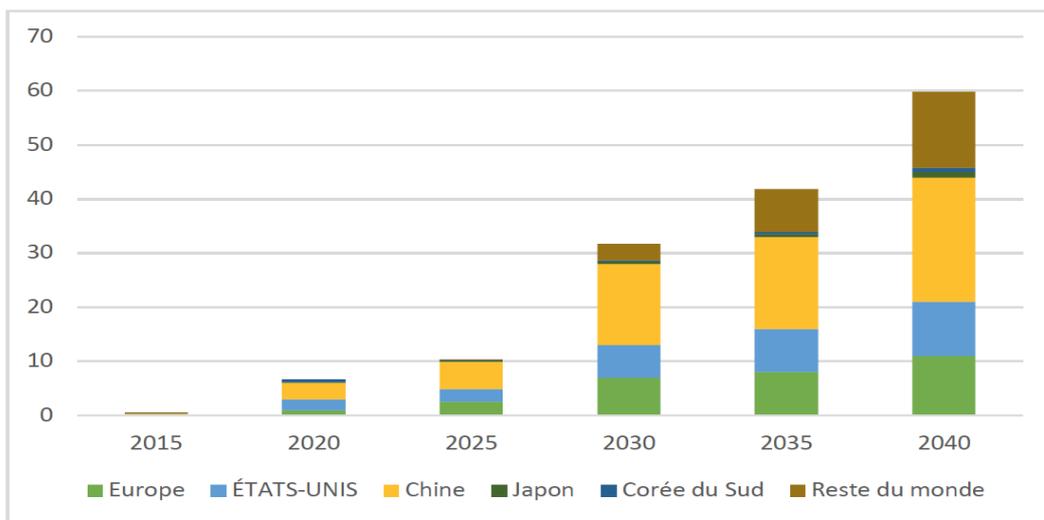


Figure 2.6: La Chine en tête de la hausse des ventes de VE.

prix des VE devraient égaler ceux des véhicules à moteur à combustion interne. A partir de ce moment, il y aura un flambement d’achat de voitures, ce qui portera les ventes mondiales des VE à 30 millions d’ici 2030 [26]. Depuis 2010, le prix des batteries a chuté de près de 80% à 209 \$/kWh, grâce à une meilleure technologie. D’ici 2030, on prévoit 70 \$/kWh. La densité énergétique des batteries augmente également de 5 à 7 % par an. Les États-Unis ont été lents à adopter les VE, qui ne représentaient que 1 % de leurs ventes de voitures en 2017. En avril 2018, 20 000 véhicules ont été vendus aux États-Unis, comparativement à 72 000 en Chine. Alors qu’un acheteur américain dispose actuellement d’une quarantaine de modèles à

propulsion électrique, il en aura 100 d'ici 2022. D'ici là, près de 300 modèles seront en vente dans le monde entier. En ce qui concerne les véhicules purement électriques, les batteries sont la seule source d'énergie. Actuellement, toutes les technologies ont une densité énergétique qui ne peut pas fournir suffisamment d'énergie pour faire fonctionner le véhicule pendant un long trajet. De plus, une longue durée de recharge cause également des inconvénients aux clients [27]

2.2.6 Nécessité d'hybridation

Pour combler la lacune d'un VE pur, un système hybride de stockage d'énergie (HESS) doit être utilisé. Il est composé d'au moins deux sources d'énergie, telles que les SCs. Ces sources de stockage doivent fournir de l'énergie au véhicule pendant les accélérations et peuvent absorber de l'énergie pendant les phases de freinage. A cet effet, plusieurs topologies sont actuellement installées, y compris les batteries, les Fuel Cells (FCs) et les SCs, qui devraient être combinées de manière appropriée pour améliorer les performances du véhicule [28].

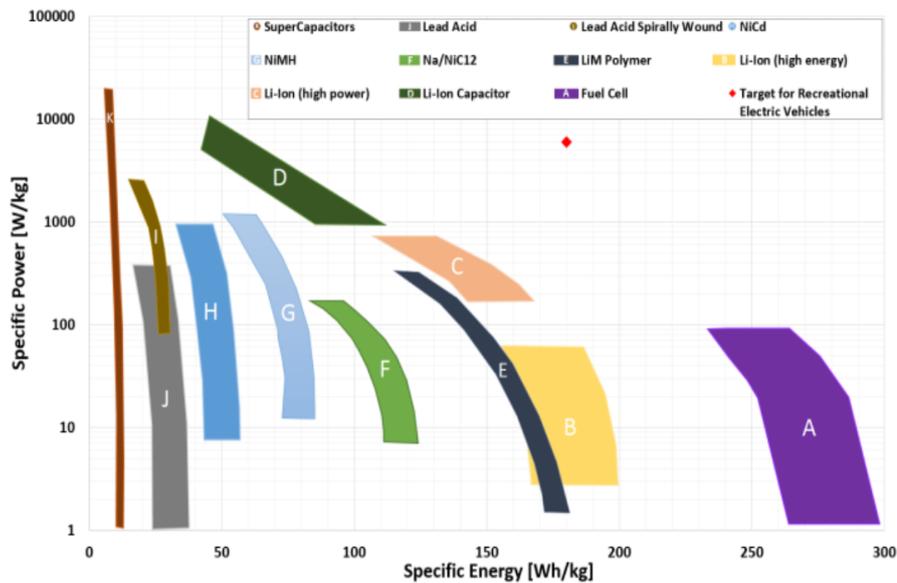


Figure 2.7: Densités d'énergie et de puissance des différentes source d'un VE [19]

Les caractéristiques particulières des SCs permettent de stocker et de libérer de l'énergie sans aucune réaction chimique. Ainsi, l'énergie peut être facilement absorbée et libérée avec moins de pertes. En outre, les SCs sont adaptés pour alimenter instantanément les VEs en cas de forte demande de puissance. Compte tenu des différentes caractéristiques des batteries et des SCs, les batteries doivent seulement répondre à la demande moyenne de puissance du véhicule,

tandis que les SCs sont utilisées pour répondre à des demandes de puissance élevées et à des fluctuations de charge. La comparaison présentée dans le diagramme de Ragone dans la figure 2.7 résume les caractéristiques de puissance par rapport à l'énergie des sources de l'énergie les plus utilisées dans les VEs [29].

2.3 Configurations

Cette section se concentre sur les principales topologies des VEs et leurs principales caractéristiques. Pour concevoir un gestionnaire de l'énergie, il est d'abord nécessaire de comprendre les modes de fonctionnement d'une topologie. Il est possible de créer des différentes topologies en modifiant la connexion des sources de l'énergie. En général, il existe trois configurations principales, à savoir passive, active et semi-active [30]. A cet égard, ces architectures utilisent une redondance de sources pour combler les exigences en dynamique et en régime établi. Pour ce faire, des sources à densité d'énergie élevée (batteries à décharge profonde, une PàC) sont utilisées lors des fonctionnement à vitesse constante, supportées en dynamique par d'autres sources à densité de puissance élevée (SCs). Les véhicules électriques à PàC utilisent la PàC comme une source principale [31], tandis que les batteries et les SCs sont utilisés comme des sources auxiliaires. Selon le nombre et le type de sources de l'énergie, l'architecture de ce type de véhicule peut être divisée en hybridation PàC-batterie, PàC-SC et PàC-batterie-SC comme indiqué sur la figure 2.8. Ces véhicules doivent répondre aux critères automobiles suivants : un rendement élevé, un volume réduit et un prix avantageux [32].

Dans [33] les auteurs ont développé une topologie dite passive. Elle est équipée d'une batterie et des SCs en tant que source secondaire sans utiliser des convertisseurs DC/DC (voir figure 2.9), cette hybridation a permis d'obtenir un meilleur prix que l'hybridation par l'utilisation des convertisseurs en raison de sa structure qui est très simple et il n'y a pas de boucles de contrôle. La raison principale de cette topologie est sa rentabilité, mais les principaux inconvénients sont: l'énergie stockée dans les SCs n'est pas utilisée efficacement en plus, il n'y a pas de protection contre les surintensités et enfin la taille du système doit être adaptée à la tension du bus continu. Dans [34], une autre topologie est présentée. Le système est composé d'un banc de SC associé à un convertisseur Buck-Boost, et un banc de batteries connecté directement dans le bus continu (voir 2.10). Les résultats ont montré une évaluation économique du système, grâce à la négligence du convertisseur côté batterie, mais la non régulation des courants de batterie, et son état de charge peut être à l'origine d'une diminution de son autonomie à 50%. De plus, les résultats ont montré une diminution significative du coût dans le cas d'une configuration passive contrairement à l'utilisation d'un convertisseur DC/DC. Par ailleurs, l'énergie récupérée lors

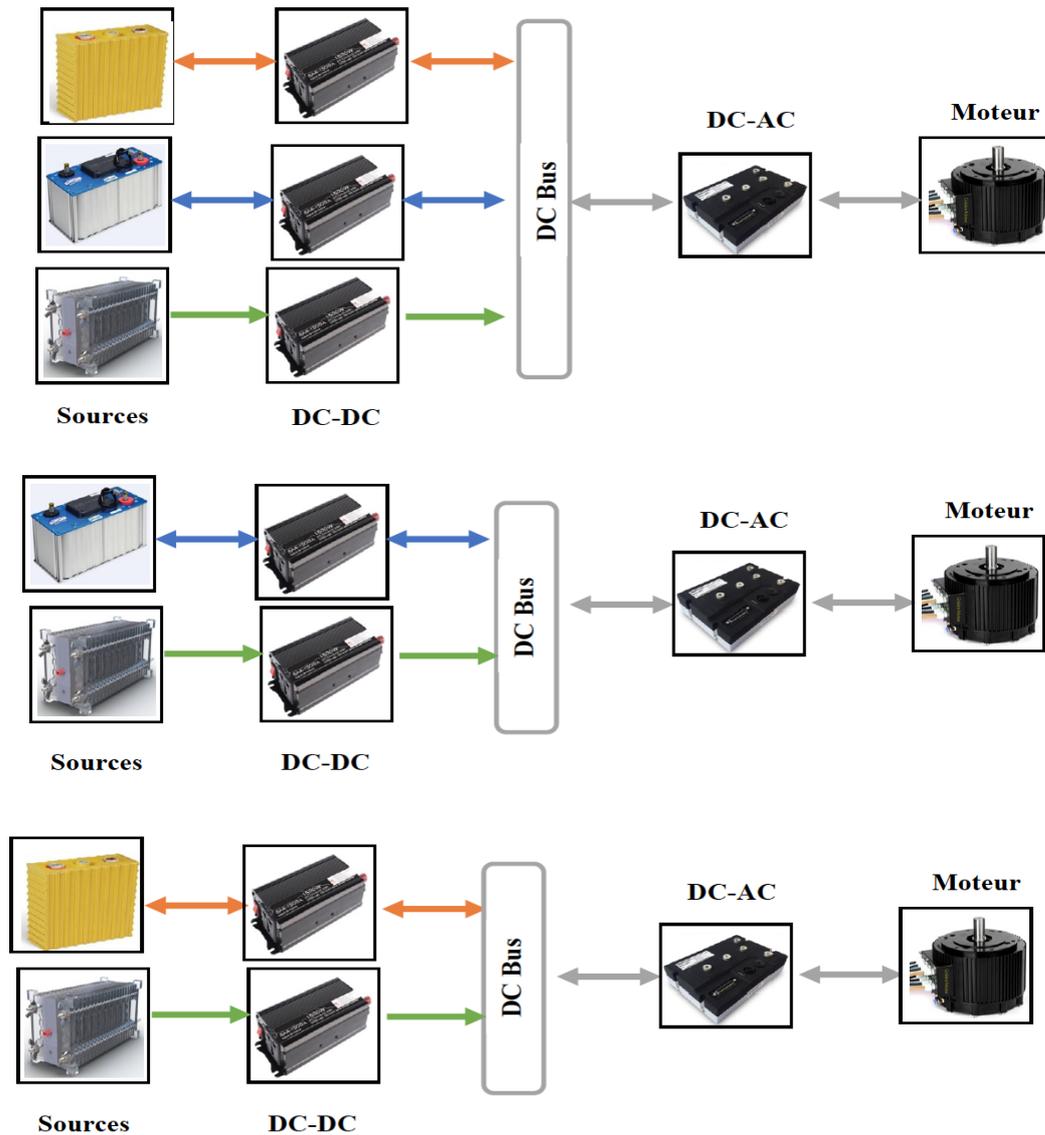


Figure 2.8: Architectures parallèles des véhicules électriques à PàC, (a) PàC-Batterie-SC, (b) PàC-SC, (c) PàC-Batterie.

du freinage est meilleur à cause de l'absence des pertes de commutation, et comme la batterie est connectée directement au bus continu, sa tension est relativement constante, ce qui élimine les boucles de contrôle complexes. Une autre topologie semi-active batterie/SC a été étudiée dans [35] (voir 2.11), où un convertisseur est utilisé pour contrôler activement le flux d'énergie d'une batterie, puis pour coupler la SC directement au bus continu, qui est utilisé pour fournir efficacement l'énergie nécessaire à la charge lors des accélérations et les décélérations. Les résultats ont montré une triple amélioration de la puissance crête par rapport à l'hybridation passive (hybridation sans convertisseur), et une amélioration cinq fois supérieure à celle des

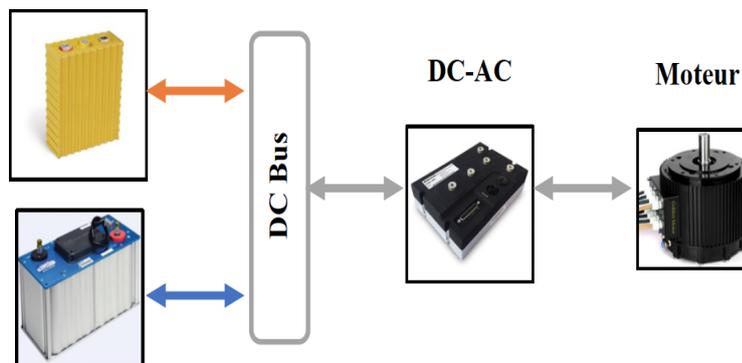


Figure 2.9: Topologie passive

cellules lithium-ion seules.

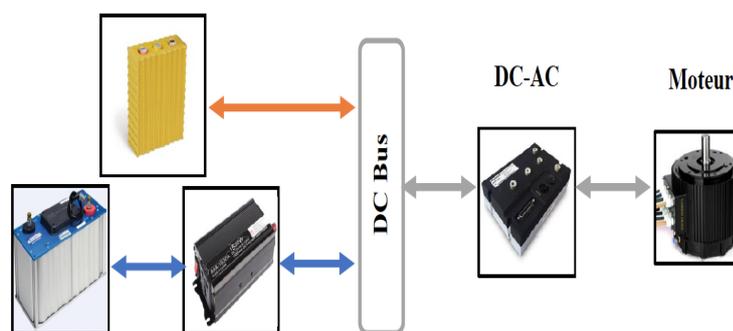


Figure 2.10: Topologie semi-active (Batterie/SC)

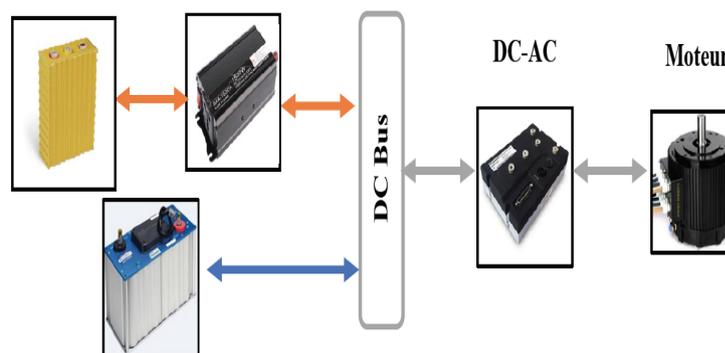


Figure 2.11: Topologie semi-active (SC/Batterie)

Un système de stockage hybride qui utilise un convertisseur en cascade a été présentée dans [36]. L'hybridation des deux sources fournit une très grande puissance, supérieure à celle de

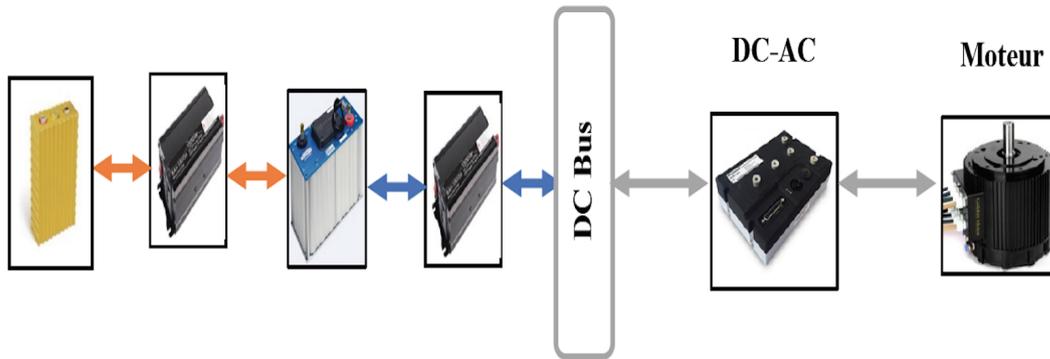


Figure 2.12: Topologie en cascade

chacune d'entre elles, tout en maintenant une densité d'énergie élevée. L'inconvénient de cette topologie est l'utilisation de ce type de convertisseurs qui a une puissance nominale élevée, ce qui augmente le coût global du système (voir figure 2.12). Une autre configuration a été

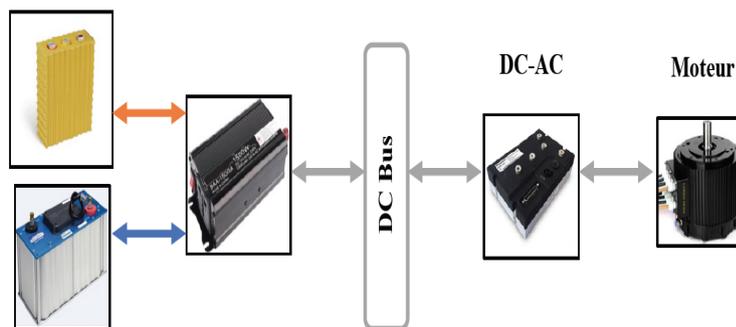


Figure 2.13: Topologie en multi-input

examinée dans [37]. Pour ce travail, les auteurs ont présenté le design et le dimensionnement d'un convertisseur de puissance à entrées multiples (MIPC) destiné à être utilisé dans un VE. L'unité de stockage est constituée d'un SC. Le MIPC est responsable de la gestion des flux d'énergie dans chaque mode de fonctionnement du véhicule. Les spécifications utilisées pour la conception de ce convertisseur sont basées sur de nombreuses considérations concernant l'entraînement de traction, le cycle de conduite et les caractéristiques de chaque source d'énergie. L'un des avantages attrayants de ce système est son efficacité et sa fiabilité élevées, en plus d'être plus flexible et plus fonctionnel (voir figure 2.13). Dans [38], un convertisseur de puissance à quatre quadrants a été étudié. Les auteurs ont établi que la batterie et le SC sont connectés au bus continu via deux convertisseurs DC-DC. Ces commutateurs peuvent être des transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) ou des transistor à effet de champ à grille métal-oxyde (MOSFET) [35].

En raison des différentes diodes et commutateurs, le convertisseur peut être utilisé en mode Buck, Boost et Buck-Boost pour le fonctionnement de puissance d'entrée positive et négative. L'avantage de cette configuration est la multiplication de point de liberté, mais une conception complexe de contrôle peut être nécessaire (voir figure 2.14).

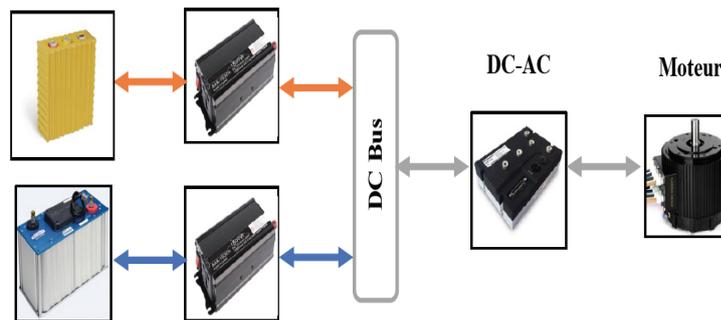


Figure 2.14: Topologie active

2.4 Stratégies de gestion d'énergie

L'objectif principal d'un gestionnaire d'énergie est de partager efficacement la puissance entre les sources en sélectionnant les modes de fonctionnement appropriés. Ces objectifs comprennent l'amélioration de l'économie de carburant, la réduction des émissions, le maintien

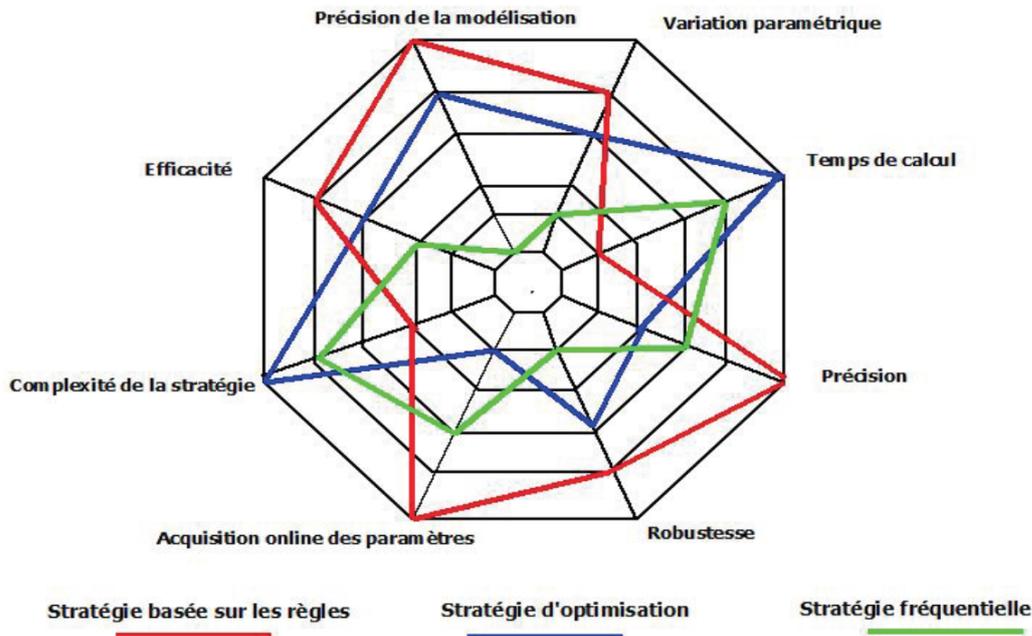


Figure 2.15: Spécificité des SGE.

de l'état de charge et de la durée de vie du système de stockage d'énergie, chaque stratégie a des points forts et des points faibles comme montre la figure 2.15. Les SGE peuvent être divisées en stratégies fondées sur des règles (SFR), stratégies fréquentielle (SF) et stratégies fondées sur l'optimisation (SFO) [39]. Les SFR peuvent également être divisée en stratégie déterministe et en stratégie basée sur l'intelligence artificielle [40]. Les règles sont conçues sur la base de l'intelligence humaine et elles sont généralement élaborées sans avoir une connaissance préalable du cycle de conduite. Les SFR conviennent particulièrement aux VEs en raison de son respect des comportements dynamiques des différents sources [41]. La stratégie basée sur l'optimisation peut être divisée en stratégie basée sur une optimisation locale (OL) également appelée stratégie d'optimisation en temps réel et stratégie d'optimisation globale (OG) également appelée stratégie d'optimisation offline. L'organigramme ci-dessous décrit une vue macroscopique de ces stratégies.

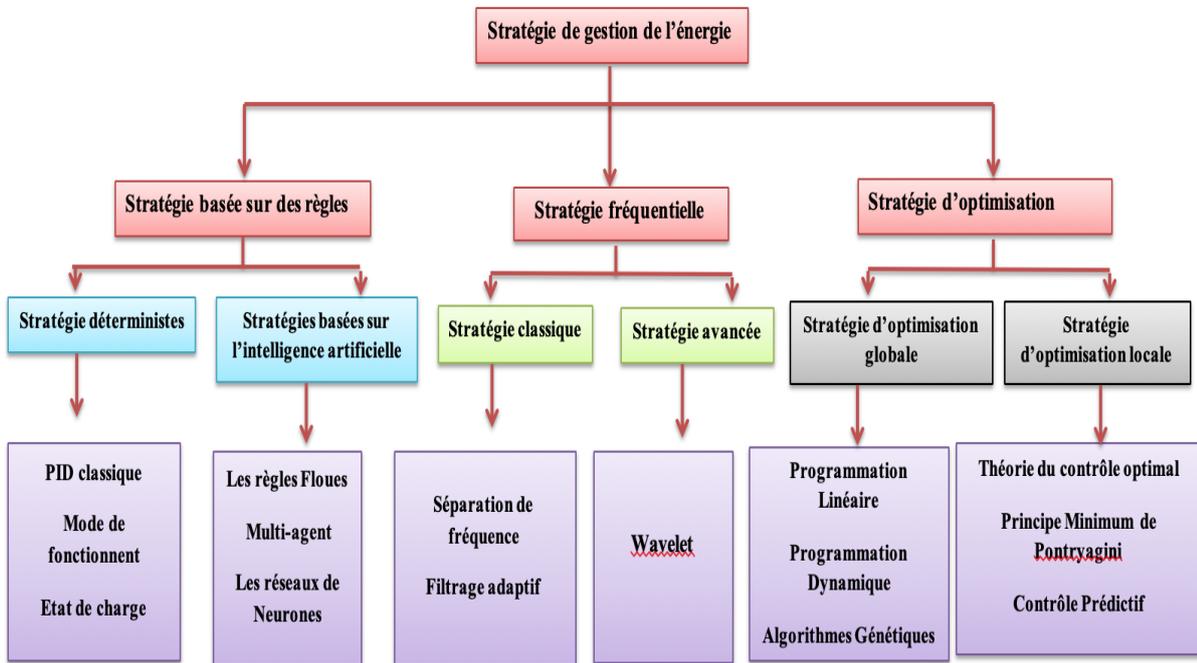


Figure 2.16: Stratégie de gestion d'énergie

2.4.1 Les stratégies fondées sur des règles

2.4.1.1 Stratégies déterministes

La stratégie déterministe s'appuie sur des règles déterminées pour contrôler la répartition des puissances entre plusieurs sources d'énergie, qui sont conçues selon l'expérience du chercheur. Cette stratégie est simple et peut facilement être appliquée dans la réalité, mais les résultats optimums sont rarement atteints [42]. La stratégie de suivi de l'état de charge prend en compte le l'état de charge (SOC) des sources et la puissance de charge pour faire fonctionner les batteries en fonction de la demande. En [43], ou l'approche de contrôle PID est utilisée. Deux régulateurs illustrés à la figure 2.17 sont conçus pour calculer le courant de référence de la batterie et de la SC. Dans le but de maintenir SOC de la SC à sa valeur nominale, l'erreur entre la tension de référence du SC et la tension réelle est considérée comme l'entrée du premier contrôleur PID. Basé sur la différence entre le courant de référence du SC et le courant réel, le courant de la batterie est calculé à l'aide d'un second régulateur PID. En [44], la gestion par mode de fonctionnement est proposée dans la figure 2.18. Cette stratégie est divisée en 4 modes pour filtrer les fluctuations de puissance de la PàC et limiter son taux de variation de puissance afin de prolonger sa durée de vie.

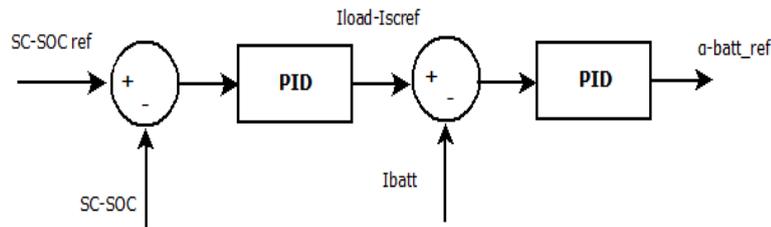


Figure 2.17: Stratégie de gestion basée sur le contrôleur PID

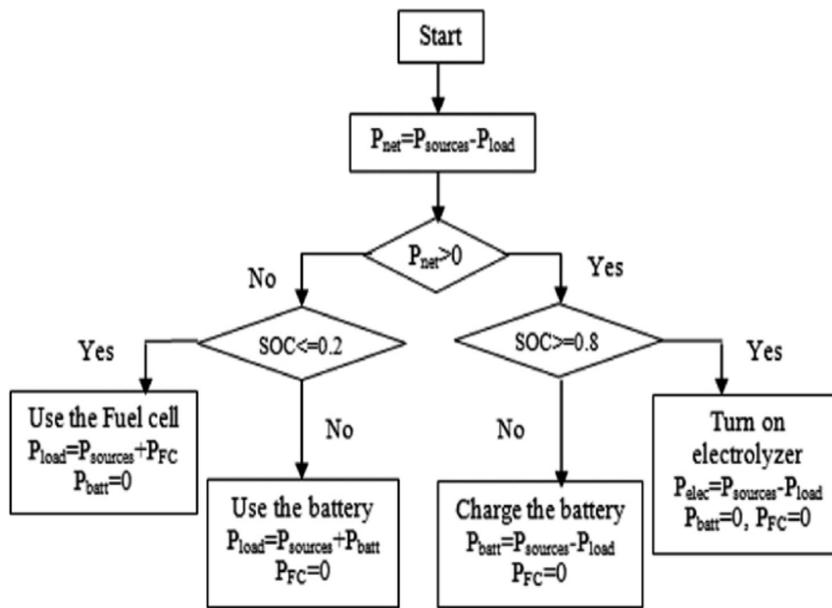


Figure 2.18: Stratégie de gestion basée sur le mode de fonctionnement

2.4.1.2 Stratégies basée sur l'intelligence artificielle

La stratégie basée sur les règles floues est similaire à la stratégie basée sur les règles déterministes, mais ces règles sont sous la forme de "if-then" et ses états sont décrits par différentes fonctions d'appartenance [45]. Les conditions de jugement ne sont pas décidées par des critères déterministes comme le SOC minimum du SC [46]. Ces stratégies reposent sur un modèle de système non-précis, particulièrement adapté aux systèmes non linéaires, incertains et variant dans le temps. Tiar a proposé, une stratégie basée sur des règles floues pour un réseau intelligent alimenté par un système hybride (panneaux photovoltaïque (PV)/ PàC) et supporté par un réseau monophasé [47]. La puissance nette P_{net} , quantifiée comme la différence entre la puissance de charge et la puissance du panneau, la tension de bus continu et la pression d'hydrogène sont choisies comme variables d'entrée. Le superviseur flou représenté sur la figure 2.19, délivre en sortie la puissance de référence de chaque source. La tâche principale de l'algorithme de gestion de l'énergie est de choisir d'une manière smart les modes

de fonctionnement, ainsi il génère les quantités de puissance de référence pour chaque mode de fonctionnement. Le travail de [46] conçoit deux stratégies basées sur la logique floue pour

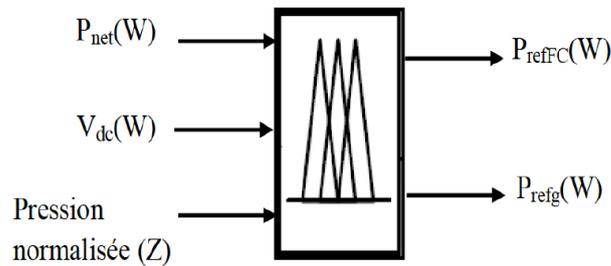


Figure 2.19: Stratégie de gestion basée sur la logique floue.

un véhicule électrique à PàC afin d'améliorer l'économie de carburant. Les deux stratégies prennent la puissance de charge, les états de charge des sources de stockage comme entrées, et la puissance de la PàC en sortie. Le premier superviseur est utilisé pour obtenir la puissance de la PàC et le second est pour quantifier les puissances de la batterie et celle du SC. Les résultats de simulation montrent que une efficacité notable de la l'approche proposé. Un système hybride (PV-batteries-SC), alimentant une charge continue, et asservi par une technique multi-agent est décrit dans [48]. Pour cette architecture, chaque élément est géré séparément par un agent, et possède une certaine autonomie. Afin de coordonner les actions des différents éléments, les agents peuvent communiquer entre eux, Sur ce principe, la tension de bus continu n'est pas contrôlée en permanence par le même élément, mais elle est échangée entre ces agents. Ainsi, dans le cas d'une défaillance, un agent associé peut alors proposer un jeton à un autre élément, et la fiabilité de système est assurée. Sulaiman et al [49] ont rapporté des résultats expérimentaux intéressants pour un VE qui incorporait des méthodes de contrôle optimales avec un réseau de neurone (NN). Le NN a été entraîné hors ligne pour une série de cycles de conduite suivis d'une série d'essais sur le terrain. Par rapport aux stratégies classiques, le NN a donné une amélioration de 4,9 % d'économisation de carburant lors de la simulation et une amélioration de 3,3 % lors des essais réels. Également en utilisant le NN, Shen.J et al [50] ont évalué leur concept de gestion de l'énergie sur un véhicule d'essai développé à l'Université de Patras. Ce véhicule d'essai a suivi une stratégie de gestion de l'énergie pour tracer une carte d'efficacité maximale du moteur, peu importe les habitudes de conduite arbitraires. Les auteurs ont utilisé le NN formé pour prédire l'état de charge de la batterie et la température du moteur, qui ont ensuite été calculés pour déterminer le rendement maximal. En conclusion de leurs travaux, les auteurs ont fait remarquer que même si l'on peut réaliser des économies de l'énergie avec les VEs en utilisant des systèmes de stockage d'énergie plus efficaces, un système de gestion de l'énergie pourrait plutôt apporter des gains d'efficacité importants.

2.4.2 Les stratégies fréquentielles

Les batteries ont un temps de réponse lent qui ne peut pas couvrir la variation rapide de la puissance de charge. La stratégie basée sur la décomposition de la fréquence a pour but de décomposer la puissance de charge en puissance haute fréquence et puissance basse fréquence. Cette dernière est fournie par les batteries, permettant de couvrir la demande en régime établi, tandis que les SCs répondent à la décomposition haute fréquence de la puissance de charge en démarrage et en freinage, évitant ainsi les décharges rapides des batteries, ce qui augmente par conséquent leur durée de vie [51]. Ayad et al [52] ont démontré que le contrôle de la tension de bus continue limite les pertes au niveau de l'onduleur qui se produisent lors des accélérations du véhicule. Étant donné que les sources multiples partagent une liaison Direct Current (DC) commune, le principe est de réguler cette tension autour d'un point de référence avec certaines tolérances, ensuite utiliser un filtre passe-haut (FPH) et un filtre passe-bas (FPB) ainsi que des boucles Proportional Integral controller (PI) pour contrôler les courants consommés et délivrés par chaque source d'énergie. Dans [53], un FPB est utilisé pour obtenir l'énergie de la batterie afin d'améliorer sa durée de vie, Azib et al [54] utilisent aussi des FPB pour répartir l'énergie entre les trois sources impliquées. Le premier filtre est utilisé pour obtenir le courant de la PàC et le second est utilisé pour répartir l'énergie restante entre les batteries et les SCs, où chaque filtre a sa propre fréquence de coupure. L'inconvénient majeur de la gestion d'énergie par une fréquence de coupure fixe est la décharge ou bien la surcharge du SC, pour résoudre ce problème, un filtre adaptatif avec une fréquence variable selon la demande de la charge a été introduit afin de maintenir la tension du SC dans une gamme de tension protégée [55]. Zhang et al [56] ont suggéré une méthode pour déterminer les répartitions de puissance entre la PàC, les batteries et les SCs par le moyen de la décomposition spectrale de la puissance de charge. Comme une méthode récente pour cette technique, la transformée en ondelettes (WT) est prononcée. Les répartitions de puissance sont discernées simultanément en temps et en fréquence à l'aide de la WT. L'opération de filtrage en ondelettes d'un signal numérique comprend la décomposition et la phase de reconstruction comme le montre la figure 2.20: La décomposition du spectre de puissance entre les bandes de basse, moyenne et haute fréquences déterminent la séparation de la puissance entre les différentes sources. Uzunoglu et Alam [57] ont par la suite adopté un algorithme similaire de répartition de charge par ondelettes pour déterminer la répartition de la puissance entre la PàC et les SCs pour un véhicule à PàC.

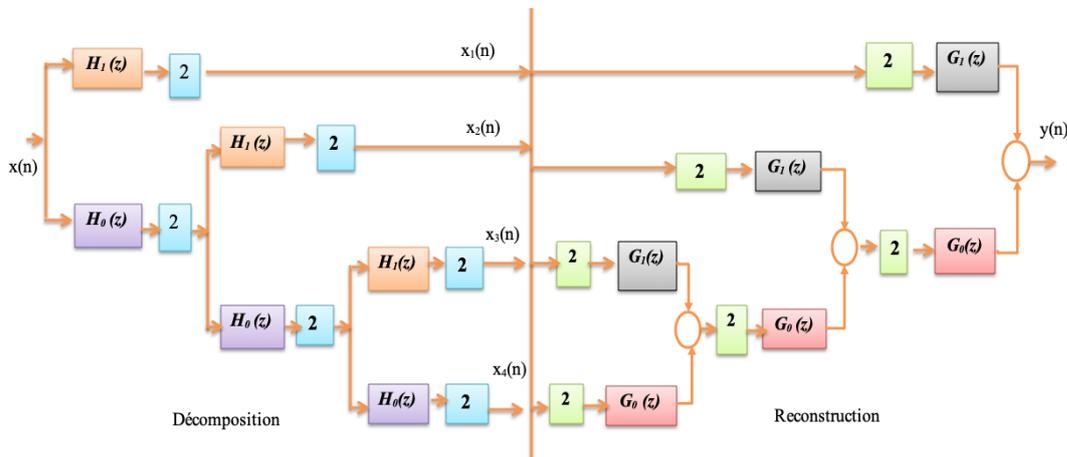


Figure 2.20: Stratégie de gestion basée sur la technique d'ondelette

2.4.3 Les stratégies d'optimisation

L'intérêt de la recherche sur la stratégie basée sur l'optimisation augmente de plus en plus en raison de sa capacité à atteindre des résultats optimaux. Ces résultats sont calculés grâce à une stratégie qui minimise la somme d'une fonction objective. Les objectifs de ces stratégies peuvent être quantifiés au moyen d'une fonction coût qui peut représenter l'économie de carburant, le courant des batteries, la durabilité des sources d'énergie, le coût économique et d'autres objectifs. Les contraintes d'égalité et les contraintes d'inégalité sont alors ajoutées à la fonction d'optimisation pour maintenir le contrôle des sources d'énergie [58]. Salmasi et al [59] simplifient le modèle non linéaire de la PàC en trois parties linéaires. Ensuite une fonction coût a été établie pour minimiser la consommation d'hydrogène, la puissance de la batterie ce qui va conduire finalement à minimiser le coût global du véhicule. Les auteurs utilisent en fait la fameuse méthode de la programmation linéaire, où les contraintes associées comprennent le SOC de la batterie, la dynamique de la PàC et de la batterie, les limites de puissance et la capacité de stockage d'hydrogène. L'algorithme présente l'avantage d'un calcul rapide même en cas d'un nombre important de variables et de contraintes. Néanmoins, les VEs sont des systèmes non linéaires et les approximations utilisées pour les transformations non-linéaires peuvent augmenter l'imprécision, ce qui empêche une application intensive. Dans [60], les auteurs ont évalué trois stratégies de gestion pour un profil de vitesse d'un véhicule. Étant donné que les résultats de leurs travaux ont également confirmé que les stratégies réalisables n'ont pas l'horizon du profil de vitesse comme connaissance prioritaire, ils ont suggéré une approche de programmation dynamique qui utilise un horizon court plutôt que le cycle de conduite complet. Bien que la méthode d'implémentation soit différente, la stratégie présente des similitudes fondamentales avec ceux proposés par Pisu [61], qui remplace un critère global de

dépense énergétique par un critère local. Uebel et al ont conçu une programmation dynamique discrète tenant compte de l'économie du carburant et la durabilité des sources. Premièrement, le mécanisme de dégradation des PàC est examiné et les actions de fonctionnement des PàC qui causent la dégradation sont résumées [62]. Ensuite, la fonction coût est décrite, intégrant l'optimisation de la consommation en combustible, tout en maintenant une opération saine de la PàC. La dégradation de la tension dans chaque condition est fixée à l'avance et la tension de la batterie est également limitée. Ils ont constaté que la durée de vie de la PàC a augmenté de 14 %, mais que la consommation de carburant n'a diminué que de 3,5 %. Dans [63], les algorithmes génétiques (GA) sont utilisés pour optimiser le SOC de la batterie, et la puissance de charge. Ces deux entrées ont été décrite dans une seule fonction objective, alors que le courant de référence de la batterie est délivrée comme signal de commande. Chaque fonction d'appartenance est définie par quatre paramètres. Grâce à l'optimisation de ces paramètres, ils ont obtenu une meilleure économie du carburant. Le Particle Swarm Optimisation (PSO) est une méthode stochastique, proposée par Kennedy et Eberhart [64]. Cet algorithme s'inspire de la circulation de l'information et du comportement social observés dans les troupes d'oiseaux et les bancs de poissons. Il est appliqué avec succès à de nombreux problèmes, tels que l'ajustement des paramètres d'un contrôleur flou, l'entraînement des réseaux neuronaux artificiels et l'optimisation des fonctions de pondération. Dans [11], une stratégie hors ligne basée sur le PSO est conçue pour un système hybride constitué d'une PàC et une batterie. Le choix idéal des paramètres de contrôle est difficile; à noter, les puissances maximales/minimales de la PàC, celles de la batterie et les limites inférieures et supérieures du SOC de la batterie. L'approche PSO a été utilisée pour optimiser ces paramètres de contrôle dans le but de minimiser la consommation d'hydrogène. Basée sur un concept de stratégie de minimisation des consommations équivalentes (SMCE), cette stratégie générique aborde le problème de l'optimisation énergétique des sources d'énergie multiples en remplaçant les critères globaux de la dépense énergétique par un critère local [65]. Les auteurs ont également attiré l'attention sur le fait que les stratégies d'optimisation énergétique qui nécessitent des informations prioritaires sur le cycle de conduite ne peuvent pas être facilement mises en œuvre. L'approche SMCE a également été validée par Guzzella et Sciarretta [66] pour des techniques sous-optimales, mais applicables en raison de la nature causale du contrôle de la méthode. Le principe du minimum de pontryagin (PMP) est basé sur une stratégie de contrôle optimale et son résultat d'optimisation est proche de la programmation dynamique. Le PMP est réalisée par une fonction de minimisation Hamiltonienne instantanée et se présente sous la forme d'un ensemble de conditions d'optimisation et ses variables d'état sont limitées [67]. Dans cette technique, le nombre d'équations différentielles non linéaires du second ordre est déterminé

par la dimension du problème. Sous certaines hypothèses, le PMP peut également être utilisé comme une stratégie globale optimale [68]. Dans [69], une fonction objective qui minimise la consommation d'hydrogène et prolonge la durée de vie de la PàC est conçue. Afin de trouver un critère d'optimalité approprié pour ce compromis entre la consommation d'hydrogène et la durée de vie des PàC, l'auteur a choisi deux gains de pondération. Les résultats numériques indiquent que la stratégie PMP conçue est supérieure en termes de consommation de carburant et de durée de vie des PàC. Le contrôle prédictif est une méthode de contrôle basée sur le modèle. Cette approche est utilisée pour résoudre un problème de contrôle optimal en boucle fermée dans des horizons de temps limités [70]. La fonction coût qui représente le comportement des besoins du système est proposée pour obtenir la loi de commande comme montré dans la figure 2.21 [71]. Golchoubian, et Assad ont introduit une méthode MPC pour coordonner le flux d'énergie dans un VE [72]. En utilisant un MPC, ils ont démontré que la dépense énergétique nette d'un banc de batteries dans un système (batterie-SC) était nettement inférieure à celle d'une méthode de contrôle de tension de bus continu. La méthode, et malgré sa dépendance étroite aux variations paramétriques présente des avantages notables à traiter les problèmes d'optimisation, qui possèdent de nombreux types de contraintes, et peut également prédire les futurs changements via les valeurs actuelles. Les auteurs dans [70] utilisent un MPC pour partager la demande de l'énergie entre une PàC, une batterie et un SC. Les entrées sont le courant de la charge, la tension du bus continu et les tensions des sources, alors que l'algorithme délivre en sortie les courants de référence des sources. Certaines contraintes sont également fixées telles que la limitation du courant de la PàC, la limitation de la pente du courant des PàC, et les SOC de la batterie et du SC.

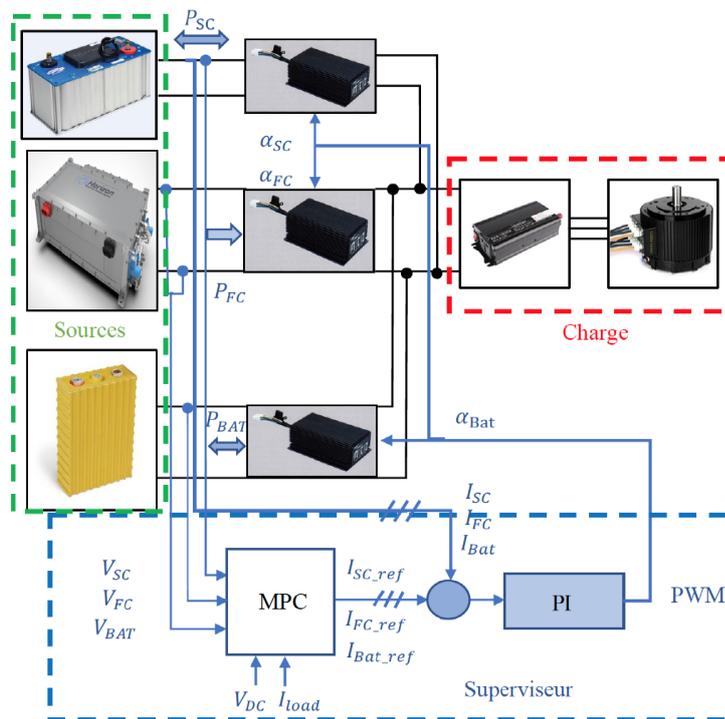


Figure 2.21: Stratégie de gestion basée sur le model prédictif.

2.5 Contrôle de la Partie Traction

Les systèmes de propulsion électrique sont un élément très important dans les VE. Ils se composent d'un moteur électrique, des convertisseurs de puissance et des contrôleurs. Le moteur électrique convertit l'énergie électrique en énergie mécanique pour propulser le véhicule ou vice versa, pour permettre le freinage par récupération et/ou pour produire de l'électricité dans le but de charger les sources d'énergie embarquées [73]. La MSAP remplace progressivement les moteurs à courant continu et les moteurs asynchrones dans une large gamme d'applications d'entraînement telles que les applications modernes d'entraînement électrique comme la traction des VE [74]. Ceci est dû à leurs principales caractéristiques telles qu'un rendement élevé, une densité de puissance élevée, un rapport couple/courant élevé et une plage de fonctionnement à grande vitesse [75],[76]. Certains VE comme la Toyota Prius, la Ford Escape et la Chevrolet tirent leur puissance de traction des moteurs à aimants permanents[76]. Malgré ses avantages, il est toujours difficile de contrôler la MSAP pour obtenir de bonnes performances transitoires dans toutes les conditions de fonctionnement [77]. Ceci est dû au fait que le MSAP est un système non linéaire à variables temporelles multi variées et soumis à des perturbations inconnues [78]. Au cours des dernières décennies,

plusieurs techniques de contrôle robustes ont été développées afin d'améliorer les performances de la MSAP en présence de perturbations externes [79]. Le contrôle par FOC et la DTC peuvent être considérés comme les deux méthodes de contrôle les mieux établies pour la MSAP alimenté par un onduleur de tension [80]. Une approche largement utilisée est tirée de la théorie du mode glissant [81], [82]. Afin d'optimiser les performances de la régulation de vitesse de la MSAP avec différentes perturbations et incertitudes, un algorithme non linéaire de régulation de vitesse pour les servo systèmes utilisant la technique de régulation à mode glissant et de compensation des perturbations a été développé, mais le phénomène de chattering reste le problème majeur de cette approche. Afin de remédier au problème du chattering, les chercheurs ont établi une technique de contrôle de structure variable du second ordre pour la MSAP, connue sous le nom ST. Ce dernier est conçu pour le contrôle direct du couple et du flux, il fonctionne dans le cadre de référence du flux statorique, d'une façon analogue au schéma de la DTC classique. Les tests montrent que ce contrôleur montre un comportement très robuste, et qu'il fonctionne sans oscillation notable [83]. Un observateur discret de perturbation en temps est développé dans [84], afin de maintenir sa convergence, une fonction de Lyapunov a été établie. Pour tenir compte des non-linéarités de la MSAP, plusieurs approches ont été adoptées telles que la commande non linéaire [83] et la commande en mode glissant [85]. La linéarisation entrée-sortie [86],[87] et la commande adaptative [88],[89] ont été appliquées avec succès au contrôle de la MSAP avec des bonnes performances, mais sa mise en œuvre nécessite une connaissance précise du couple de charge. Le travail de [90] présente une nouvelle approche de commande non linéaire adaptative pour la MSAP, sans avoir besoin de capteurs de vitesse. Cette approche est basée sur le calcul de l'équation de Riccati dépendant de l'état du système. Pour remédier au problème de la variation paramétriques de ce variateur, un algorithme basé sur le filtre de Kalman étendu (FKE) a été conçu pour estimer la résistance statorique ainsi que la couple de charge. Les auteurs de [91] ont concentrés leurs efforts sur les avantages du contrôle adaptatif pour la MSAP. Une nouvelle méthode d'estimation en ligne des paramètres pour ces machines a été développée. Deux algorithmes du moindre carré récursif sont combinés de façon unique en temps réel avec des données suffisamment riches de la machine pour estimer ses paramètres. Les résultats expérimentaux démontrent l'efficacité de la méthode proposée. Compte tenu des variations d'inertie de la MSAP, une commande adaptative pour la régulation de la vitesse du moteur est proposé en [89]. Considérant le cas des variations de charge, un schéma de commande adaptative est développé. En utilisant des techniques d'identification de l'inertie, un superviseur basé sur la logique floue est conçu pour ajuster automatiquement les gains des boucles de contrôle en fonction de l'inertie identifiée. Une autre commande de la MSAP utilisant l'approche BS a été également

développée en littérature. La régulation en boucle fermée de la vitesse, du couple et du flux statorique est assurée par l'approche de Lyapunov non linéaire. Les auteurs ont démontré que la méthode proposée offre un couple et un flux avec des ondulations réduites par rapport au DTC classique. Dans [92], un contrôleur H_∞ a été conçu afin d'améliorer le rejet des perturbations externes dans la commande de la MSAP. Comparé au contrôleur PI traditionnel, ce contrôleur peut significativement diminuer le temps de réponse et plus précisément la position souhaitée du système. Le MPC a été largement reconnu par de nombreux chercheurs comme l'un des contrôles les plus prometteur [93]. Cependant, la majorité des méthodes existantes considèrent essentiellement les modèles linéaires à temps discret dans la synthèse des régulateurs [94]. La robustesse du MPC a été étudiée dans [95] en utilisant un modèle non linéaire à temps discret. Cette méthode améliore l'insensibilité aux variations paramétriques et aux perturbations externes. Il est également capable de satisfaire aux contraintes de l'état et du contrôle, cependant il impose un temps de calcul relativement important.

2.6 Conclusion

Au début du présent chapitre, une introduction sur l'attention accrue portée aux VEs a été présentée. La chute des prix des batteries a rendu les coûts comparables à ceux des véhicules à moteur à combustion interne ainsi que la disponibilité croissante de l'électricité produite à partir de sources d'énergie renouvelables et l'attention croissante portée aux changements climatiques ont été des facteurs importants dans le développement des VEs. Ensuite, un état de l'art sur les différentes topologies des VEs a été exposé. Cette présentation a été suivie d'une lecture bibliographique sur les méthodes de gestion d'énergie utilisée dans ce type de véhicule, suivie d'une comparaison entre ces approches de point de vue technique. Enfin du chapitre, une description brève sur les différentes techniques de pilotage du moteur de traction a été donnée.

MODÉLISATION

Sommaire

	Page
3.1 Introduction	32
3.2 Sources alimentant le véhicule électrique	33
3.2.1 Batterie à Plomb	33
3.2.2 Super condensateurs	35
3.2.3 Pile à combustible	37
3.3 Modélisation du système hybride	39
3.3.1 Modèle de la batterie	39
3.3.2 Modèle du SC	43
3.4 Modèles des convertisseurs	45
3.4.1 Modèle du convertisseur Buck-Boost coté SC	45
3.4.2 Modèle du convertisseur Buck-Boost entrelacé coté Batterie	46
3.4.3 Modèles de l'onduleur de tension	47
3.5 Modèle du bus continu	48
3.6 Modèles de la partie traction	49
3.6.1 Modèle de la machine synchrone à aimant permanents	49
3.6.2 Modèle dynamique du véhicule	51
3.7 Dimensionnement des sources	53
3.8 Conclusion	58

3.1 Introduction

Avant d'entamer la mise en œuvre des lois de commande concernant la gestion de l'énergie du système de stockage hybride ainsi que le contrôle de la MSAP dans la partie tractions, ce chapitre débutera par la présentation de l'architecture du système choisi, suivie par la modélisation des différents sous systèmes.

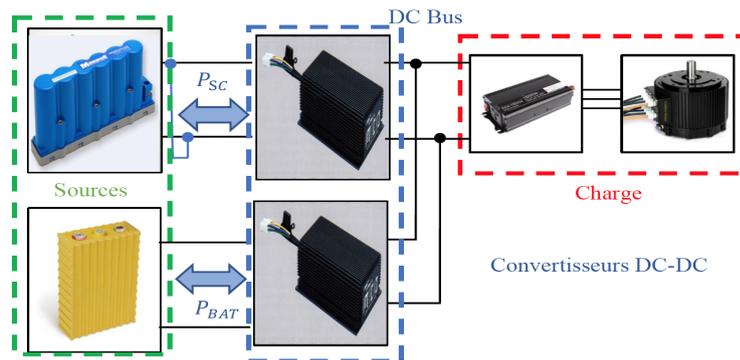


Figure 3.1: Schéma synoptique du système étudié.

Le système considéré est illustré dans la figure 3.1, il se compose de 4 parties:

- La première partie concerne la modélisation des sources évoquées, formée de deux batteries AGM à plomb (12V, 100 Ah) connectées en série, utilisées comme une source principale et deux modules de SC (16 V, 58 Farad) connectées en série, utilisés comme une source d'appoint.
- La deuxième partie concerne l'étage de conversion, qui est représenté par les trois convertisseurs de puissance utilisés. Un convertisseur Buck-Boost entrelacé à deux phase a été choisi pour la batterie, tandis que un convertisseur Buck-Boost classique est utilisé pour le SC afin de valider les stratégies de gestion d'énergie proposés dans cette thèse. Le troisième convertisseur est un onduleur de tension triphasé à deux niveau qui joue le rôle d'un variateur de vitesse et qui permet de valider les lois de control de la partie traction.
- La troisième partie présente le bus continu qui lie les trois convertisseurs, c'est un point de collecte de toutes les puissances, modélisé par un condensateur en parallèle avec une résistance, dont sa tension nominale doit être régulée autour d'une valeur de référence.
- La dernière partie illustre la partie traction du véhicule. Elle modélise la MSAP ainsi que les différentes forces qui influent sur la dynamique d'un véhicule.

3.2 Sources alimentant le véhicule électrique

Dans ce passage, on décrit d'une manière explicite les différentes sources utilisées pour la traction. A cet égard, on commencera par une description de chaque entité, suivie d'une modélisation mathématique.

3.2.1 Batterie à Plomb

La batterie est un dispositif électrochimique qui convertit l'énergie chimique en énergie électrique pendant la décharge et qui convertit l'énergie électrique en énergie chimique lors de la charge. Vu sa dynamique lente, elle est choisie comme source d'énergie principale dans les VEs et comme un dispositif auxiliaire dans les véhicules électriques à PàC. Elle est composée essentiellement de plusieurs éléments; l'électrode positive, l'électrode négatif et l'électrolyte qui constitue une cellule unitaire, comme illustré sur la figure suivante.

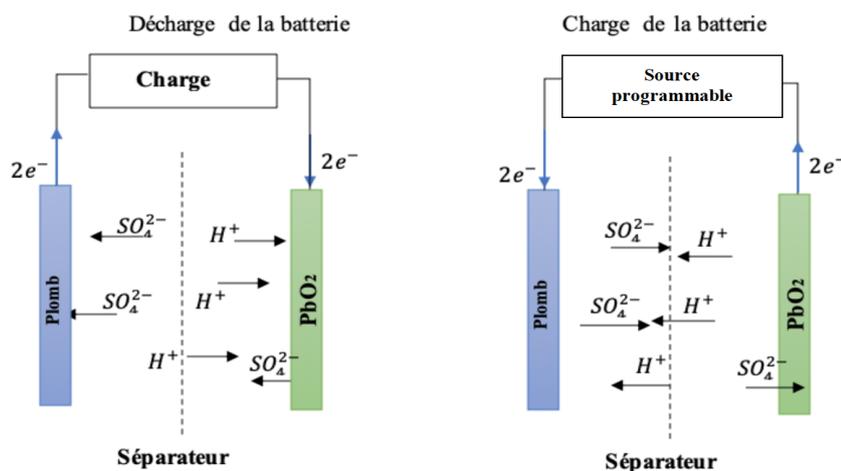


Figure 3.2: Principe de fonctionnement d'une batterie Plomb Acide.

En général, les fabricants spécifient:

- La capacité des batteries (C_b) est en Ah, elle désigne la quantité d'énergie fournie en pleine charge, correspondant à son état de charge (100%). Elle est caractérisée par sa tension nominale en circuit ouvert V_{co} , lorsque la batterie est au repos. Cette tension dépend de la nature des électrodes ainsi que l'électrolyte utilisés. Le tableau (3.1) résume quelques technologies de batteries avec leurs tensions en circuit ouvert [96].

- L'état de charge est le rapport entre la capacité actuelle de la batterie et la capacité à pleine charge. Il est à rappeler ici que lorsque son état de charge est de 100%, la tension mesurée est maximale $V_{Batt-max}$, alors que lorsque le SOC atteint les 20% (valeur critique évitant sa destruction), la tension mesurée est minimale $V_{Batt-min}$.

Table 3.1: Matériaux des accumulateurs électrochimiques.

Type de batterie	V_{co}	Anode	Cathode	Electrolyte
Acide-Plomb	2.1	PbO_2	Pb	H_2SO_4
Nickel-Cadmium	1.2	Ni	Cd	KOH
Nickel-fer	1.2	Ni	Fe	KOH
Nickel-Zinc	1.7	Ni	ZnO_2	KOH
Nickel-Métal Hydrure	1.23	Ni	Métal-Hydrure	KOH
Aluminium air	1.5	Al	O_2	KOH
Zinc air	1.65	Zn	O_2	KOH
Sodium soufre	2.1	S	Na	BAI_2O_3
Sodium nickel	2.1	Ni-Cl	Na	BAI_2O_3
Lithium sulfate de fer	1.75-2.1	FeS_2	Li-Al	Li/CL/KCl vspace-0cm
Lithium ion	3.6	Intercalation de Carbone	LiC_{o2}	Organique

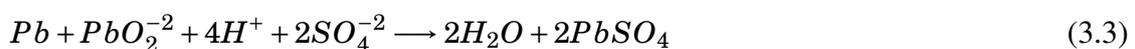
Pour une batterie à plomb comme montre la figure 3.2, elle se compose d'une cathode oxydée en PbO_2 , réduite en $PbSO_4$, résumant la réaction chimique suivante [97]:



Et une anode oxydée en $PbSO_4$ et réduite en Pb:



La réaction résultante se produit alors comme:



3.2.2 Super condensateurs

Comparé à la batterie, les SCs ont une densité de puissance élevée et une faible densité d'énergie. Le cycle de vie d'un SC est très long (plus de 1000000 cycles). L'avantage d'une charge ultra-rapide et la fourniture d'un courant élevé font du SC un candidat idéal comme fournisseur de charge de pointe pour les VEs. De plus un SC peut fournir aux véhicules de la puissance supplémentaire pendant l'accélération, les montées de côte et aider à récupérer l'énergie pendant le freinage [30]. Un SC a la même forme qu'un condensateur électrochimique classique, avec la seule différence qu'il n'a pas de couche diélectrique dans sa partie électrolytique liquide. L'isolation entre les deux électrodes est assurée par le solvant contenu dans l'électrolyte. En effet, les SCs ne profitent pas de la polarisation diélectrique pour stocker l'énergie mais de la double couche électrique qui apparaît à l'interface électrode-électrolyte [98] (voir figure 3.3).

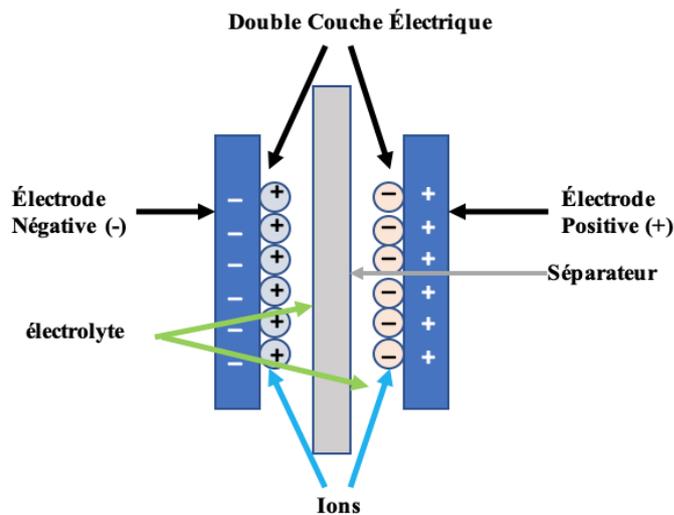


Figure 3.3: Principe de fonctionnement d'un SC.

Les SCs se diffèrent selon la nature de leurs électrodes et l'électrolyte comme l'indique le tableau suivant [99]:

Table 3.2: Types d'électrodes et d'électrolyte des SCs.

Électrode	Charbon actif	Charbon actif	Matériau métallique	Polymère conducteur
Électrolyte	Acide sulfurique	Organique	Acide sulfurique	Organique
Energie massique (WH/kg)	0.2-1.1	2-4.2	2.7-5.5	11
Puissance massique (kW/kg)	1-10	0.1-2	10-100	100
Capacité massique (F/g)	120-180	60-100	600	200-400
Tension (V)	0.8-1.2	2-3	0.8-1.2	2.5
Cycle	>100000	>100000	>100000	10000-100000

L'énergie emmagasinée E_{SC} dans un SC est liée à sa capacité ainsi que sa tension de service comme indique l'équation suivante:

$$E_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} * V^2 \quad (3.4)$$

Pour effectuer une redondance de sources dans un VE, les SCs sont généralement appelés, en ajoutant un degré de liberté supplémentaire au système.

3.2.2.1 Avantages

- Densité de puissance élevée.
- Peut supporter des conditions de température extrêmes.
- Dynamique très rapide (temps de charge et de décharge rapide).
- Longue durée de service (nombre de cycle très élevé)

3.2.2.2 Inconvénients

- Densité d'énergie faible
- Faible tension nominale qui nécessite la mise en série de plusieurs modules.
- Cout élevé.

3.2.3 Pile à combustible

C'est un convertisseur électrochimique qui convertit l'énergie chimique du combustible en énergie électrique, elle est composée de deux électrodes (anode, cathode) et un électrolyte [100]. Le principe de la conversion électrochimique est indiqué dans l'équation suivante:



L'hydrogène est introduit dans l'anode de la PàC, séparé en 2 protons d'hydrogène et 2 électrons par l'intermédiaire du catalyseur comme indiqué dans l'équation suivante:



Si une charge est liée entre l'anode et la cathode, un courant électrique est créé par le transport des électrons libres. Les protons d'hydrogène traversent l'électrolyte pour atteindre la cathode, alors que les protons d'hydrogène et les électrons fusionnent pour créer de l'eau comme l'indique l'équation (3.7). Pendant tout le processus, seules l'eau et la chaleur sont produites lors de la conversion [101].



L'hydrogène est comprimé et stocké dans le réservoir, l'oxygène à son tour provient directement de l'air. Il sera alors comprimé à travers le compresseur dans la pile [102]. Le schéma suivant illustre son principe de fonctionnement. Actuellement, différents types de piles existent et mises en service. Elles diffèrent du type d'électrolyte, de la puissance fournie, la température de fonctionnement, le rendement électrique et les applications typiques, la comparaison de ces différents types est présentée dans le tableau suivant [103]:

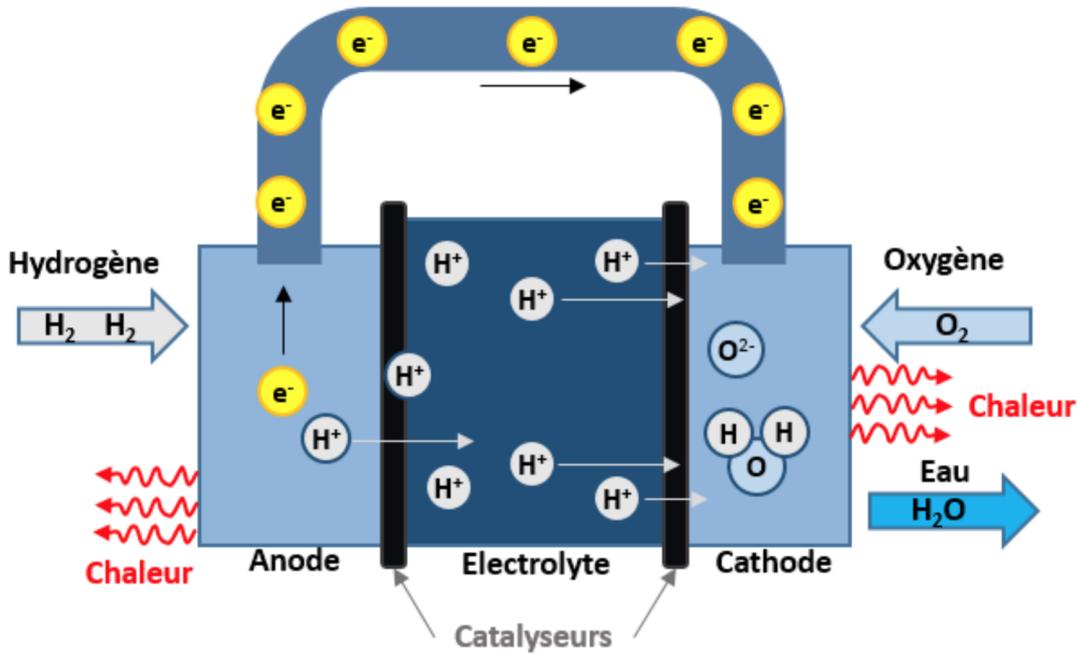


Figure 3.4: Schéma de principe d'une PàC.

Table 3.3: Types des PàC.

Type	Combustible	Tension de cellule	Température de fonctionnement	Rendement(%)	Application
AFC	H2	1	90-100	60	Militaire, spatial
PAFC	H2	1.1	150-200	40	Stationnaire, cogénération
SOFC	H2,CO,CH4	0.8-1	600-1000	35-45	Stationnaire, cogénération
MCFC	H2,CO,CH4	0.7-1	600-700	45-50	Stationnaire, cogénération
PEMFC	H2	1.1	50-100	55-60	Stationnaire, Spatial Transport
DMFC	CH3OH	0.2-0.4	60-200	40	Stationnaire, Transport

Comparées aux autres sources à puissance finie, les PàC présentent une densité d'énergie très grande, mettant la en haut du tableau, de point de vue la source la plus adéquate en régime à vitesses constantes. A cet égard, plusieurs compagnies industrielles (NISSAN , Toyota) mettent actuellement dans le marché des échantillons des véhicules hybrides à PàC.

3.2.3.1 Avantages

- Rendement élevée.
- Pas de pollution.
- Silencieuse.
- Fiable (pas de pièce en mouvement, elles n'exige pas de maintenance).

3.2.3.2 Inconvénients

- Dynamique trop lente.
- Une faible durée de vie.
- Cout élevé.

3.3 Modélisation du système hybride

L'objectif de cette section est de présenter les modèles électriques du système de stockage hybride (Batterie-SC) ainsi son dimensionnement. Il est à noter que deux architectures sont utilisées dans ce travail de thèse:

- Une émulation du VE, composé par un banc de batteries à plomb, jouant le rôle de la source principale, et appuyés par des SCs utilisées lors des régimes dynamique. Ce système sera explicitement présenté en chapitre 4 et chapitre 5.
- Un deuxième système sera également présenté en chapitre 6, comprenant un stack de piles à combustible utilisé comme source primaire, et un banc de batteries employé comme une source tampon.

3.3.1 Modèle de la batterie

La source principale d'énergie dans ce véhicule électrique est la batterie à plomb. Pour la conception de la stratégie de gestion d'énergie, on considère principalement le modèle de circuit électrique équivalent. Cependant, il existe plusieurs modèles avec différents niveaux de complexité [97]. Le modèle le plus simple est représenté par une source de tension connectée à la résistance R_{Batt} en série, comme le montre la figure 3.5. Il est possible d'améliorer la dynamique du modèle de batterie en incluant l'effet des condensateurs et en faisant varier la

source de tension en fonction de SOC. Les modèles de Thévenin sont utilisés pour représenter la réponse temporelle de la batterie. Plusieurs branches $R//C$ ont été utilisés; par exemple, on peut trouver des modèles avec une seule branche, avec deux branches $R//C$ et même avec 3 branches $R//C$. Ces modèles prennent en compte le comportement de la tension de la batterie pendant le processus de charge et de décharge. Théoriquement, R_{Batt} reflète les pertes de Joule, et la branche $R//C$ représente l'énergie stockée. Par conséquent, R_1 a une valeur très faible par rapport à R_{Batt} et produit un effet négligeable. Parmi les modèles de batterie disponibles dans la littérature, la structure la plus courante est celle qui a été choisie (figure 3.5.b). La tension de

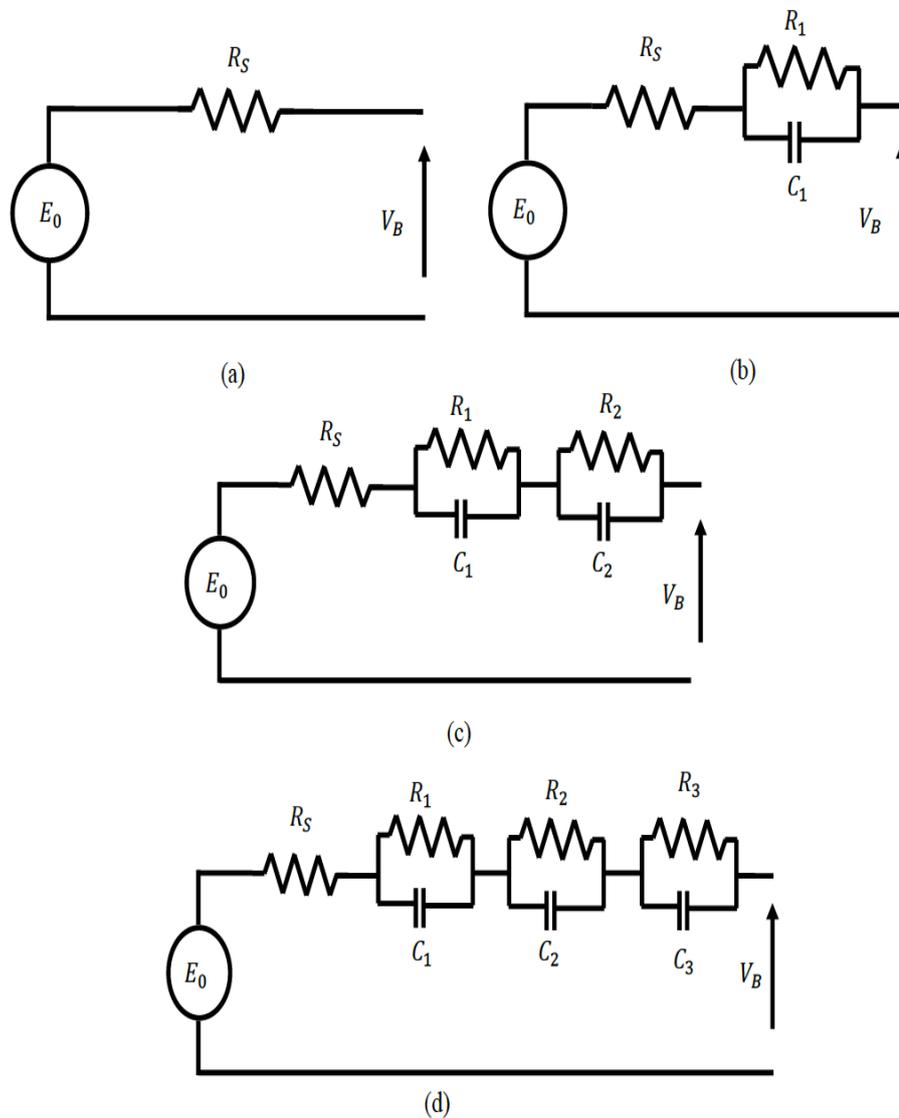


Figure 3.5: Circuit équivalent de la batterie.

la batterie peut s'écrire comme suit:

$$V_{Batt} = E_0 - R_{Batt} * i_{Batt} - V_1 \quad (3.8)$$

Il est à noter que ce modèle tient en compte du comportement dynamique de la batterie via la branche de polarisation V_1 . Dans le présent travail, deux batteries AGM de 100 Ah, 12V sont utilisées, et les paramètres R_{Batt} , R_1 et C_1 sont validés expérimentalement par l'algorithme des moindres carrés récursif, comme il sera présenté dans la suite du chapitre. Il faut souligner que ces paramètres dépendent du courant de charge de la batterie, de sa température interne et de son état de charge. Ce modèle ne décrit pas les mécanismes physico-chimiques exactement comme les modèles électrochimiques, mais il présente plusieurs avantages:

- Il est simple dans sa structure, et donc facile à mettre en œuvre dans un logiciel de simulation tel que Matlab.
- Il est rapide dans le calcul, donc il est plus adapté à une application en temps réel.
- Il est adapté au développement d'algorithmes de contrôl.
- Il peut donner une estimation précise du comportement dynamique de la batterie.

L'estimation de l'état de charge de la batterie est calculée suivant la méthode de Coulomb, elle est donnée souvent sous l'équation suivante:

$$SOC(\%) = SOC_0 - \frac{1}{C_n} \int_{T_0}^{T_f} i(t)dt * 100 \quad (3.9)$$

Avec SOC_0 : l'état de charge initiale, C_n : la capacité nominale de la batterie exprimée en (Ah), $i(t)$: le courant de décharge. En fait cette lois comporte la soustraction de l'état de charge initiale par la quantité de courant durant une période qui s'étale de T_0 à T_f . Afin d'avoir la tension E_0 en fonction du SOC de la batterie, un test a été élaboré comme le montre la figure 3.6. Il consiste à décharger la batterie à travers la résistance suivant des créneaux de courant de décharge, et à chaque instant le courant et la tension de batteries sont acquises, ce qui nous à permet de calculer la capacité de la batterie par seulement intégrant le courant capté. En général, lorsque la batterie est en pleine charge ce qui correspond à sa tension maximale, son état de charge est égal à 100% et si elle est déchargée, cela correspond à sa tension minimale, son état de charge vaut 20%. Le modèle discret de la batterie peut être représenté par une équation qui peut être écrite sous une forme générale comme suit:

$$V(k) = \theta^T \phi(k) \quad (3.10)$$

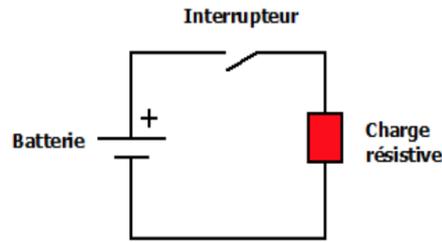


Figure 3.6: Schéma du test de l'état de charge.

Où $V(k)$ est la tension mesurée aux bornes de la batterie, $\phi(k)$ est un vecteur de données mesurées et composé de la tension et du courant, θ est un vecteur de paramètres à estimer, et k indique le pas d'échantillonnage. En particulier, pour un modèle de batterie de premier ordre, θ est un vecteur de quatre paramètres comme $\theta = [\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]$, et le vecteur correspondant de signaux et de constantes connues est $\Lambda(k) = [V(k-1), I(k), I(k-1), 1]$, où $I(k)$ est le courant mesuré aux bornes de la batterie.

L'estimation des paramètres $\hat{\theta}$ du modèle se fait à travers la minimisation à chaque instant d'une fonction de coût quadratique $J(\hat{\theta})$ correspondant à la somme des carrés de l'erreur entre la sortie réelle du processus à identifier et celle du modèle obtenu à chaque instant d'échantillonnage k .

L'équation de récurrence peut être exprimé sous forme d'un produit scalaire d'un vecteur de paramètre θ et un vecteur de mesure Λ , tel que:

$$y(k) = \theta^T \Lambda(k) \quad (3.11)$$

Qui peut être écrit autrement:

$$\theta(k) = P(k) \left(\sum_{k=1}^N \Lambda(k-1) \cdot y(k) \right) \quad (3.12)$$

La matrice P est la matrice de variance de l'erreur de l'estimation, telle que:

$$P(k)^{-1} = P(k-1)^{-1} + \Lambda(k-1) \cdot \Lambda(k-1)^T \quad (3.13)$$

Tous les paramètres sont indiqués dans l'annexe.

La caractéristique (E_0/SOC) est déduite dans le tableau suivant après un essai qui a duré deux jours à cause de la limitation des créneaux de décharge: A partir de la définition de l'état de charge, un nouveau terme doit être définie qui est la profondeur de décharge (DOD- Depth

Table 3.4: La caractéristique (E_0/SOC) .

E_0	10	10.2	10.6	11.2	11.9	12.5	12.8	13.5	13.8
SOC	20	30	40	50	60	70	80	90	100

of Discharge)[104]. La profondeur maximale de décharge est le pourcentage de la capacité de la batterie qui peut être déchargé sans la nuire. Il est représenté dans l'équation suivante:

$$DOD(\%) = 100 - SOC(\%) \quad (3.14)$$

3.3.2 Modèle du SC

Les VEs demandent de fortes puissances pendant les phases d'accélération-décélération qui durent un certain temps. Or la réaction chimique des batteries prend un peu de temps pour satisfaire ces demandes de courant. C'est pour cela que l'utilisation des SCs est essentielle grâce à leurs densités de puissance importante [105].

Le modèle utilisé est un modèle standard, défini dans la norme européenne IEC 62391 pour l'utilisation des SCs. Il s'agit d'un modèle représenté par un circuit électrique équivalent composé d'un condensateur et d'une résistance R_{SC} en série. Ce modèle est couramment utilisé dans le cadre de la modélisation fonctionnelle pour l'étude des systèmes énergétiques. Il est également utilisé par les fabricants pour établir leurs fiches techniques. L'intérêt de ce modèle est donc de valider les données des fabricants et de comparer les composants en appliquant un test standardisé [73].

Le schéma équivalent du SC, associé à son convertisseur Boost est représenté par une capacité qui reflète l'énergie stockée et une résistance en série R_{SC} qui modélise les pertes par effet de joule, comme l'illustre la figure 3.7.

En utilisant la loi de Kirchhoff pour la tension, les tensions du circuit équivalent peuvent être exprimées par l'équation suivante:

$$V_{SC} = R_{SC} * i(t) + \frac{1}{C_{SC}} \int_{T_0}^{T_f} i(t) dt \quad (3.15)$$

C_{SC} : capacité de la SC (F)

R_{SC} : résistance en série (Ω)

L'objectif est de développer un modèle simple, rapide et robuste, avec le meilleur compromis entre précision/simplicité et adapté aux applications des VEs. Dans le présent travail, deux

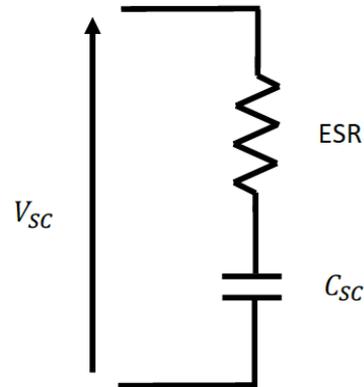


Figure 3.7: Circuit équivalent du SC.

modules 16 V, 56 Farads, de la firme américaine Maxwell (BMOD0058 E016 B02) ont été utilisés. Pour l'identification des paramètres R_{SC} et C_{SC} , l'algorithme RLS est à nouveau appelé, selon le synoptique de la figure 3.8.

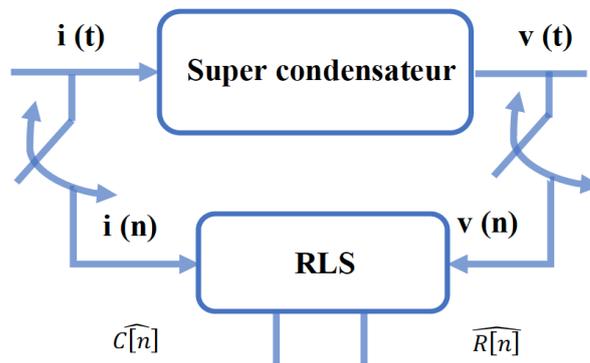


Figure 3.8: Schéma d'identification.

Pour faire l'identification des deux paramètres du SC, un test à été réalisé sur le module Maxwell [106], ce test consiste à décharger cette dernière par des créneaux de décharge, en captant le courant et la tension de la SC. Ces deux grandeurs seront ensuite utilisés dans l'algorithme des moindres carrés récursif pour avoir les paramètres réels du SC, mentionnés en annexe.

L'état de charge d'un SC est l'image de sa tension [107]; il est calculé selon l'équation 3.12:

$$SOC = \frac{V_{SC} - V_{SC-min}}{V_{SC-max} - V_{SC-min}} \quad (3.16)$$

3.4 Modèles des convertisseurs

Pour garantir un flux d'énergie dans les deux sens des sources impliquées selon la stratégie de gestion adoptée, les structures utilisées pour les convertisseurs sont des topologies réversibles en courant.

3.4.1 Modèle du convertisseur Buck-Boost coté SC

En se référant à la figure 3.9, le modèle dynamique continu du convertisseur Buck-Boost utilisé pour la SC est obtenu par la combinaison des modes de commutation, comme suit : En mode Buck, où $S_1=1$; $S_2=0$, les expressions suivantes sont déduites pour les éléments de stockage L_{SC} et C :

$$L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} = V_{SC} - V_{DC} \quad (3.17)$$

$$C \frac{dv_{DC}}{dt} = i_{L_{SC}} - \frac{V_{DC}}{R_L} \quad (3.18)$$

En mode Boost, où $S_1=0$; $S_2=1$, ces expressions sont exprimées en:

$$L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} = V_{SC} \quad (3.19)$$

$$C \frac{dv_{DC}}{dt} = i_c \quad (3.20)$$

Où R_L est la résistance équivalente vue du côté bus continue. Pour obtenir le modèle d'état moyen, les équations 3.14-3.17 sont pondérées par le rapport cyclique α_{sc} afin de décrire le modèle suivant:

$$L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} = V_{SC} - V_{DC}(1 - \alpha_{sc}) \quad (3.21)$$

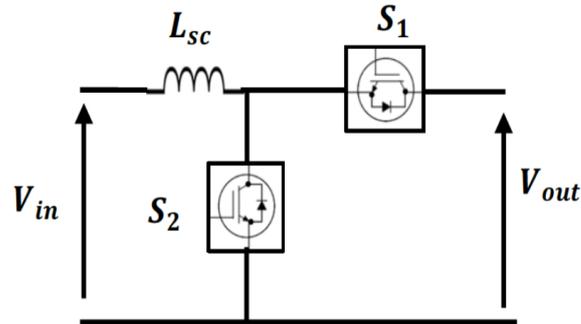


Figure 3.9: Circuit équivalent du convertisseurs Buck-Boost .

3.4.2 Modèle du convertisseur Buck-Boost entrelacé coté Batterie

Après avoir effectué des tests préliminaires, l'intensité du courant côté batterie a dépassé les données nominales des éléments passifs utilisés (inductances), ce qui nous a conduit à utiliser un convertisseur entrelacé à deux phases (voir la figure 3.10). Le modèle moyen dynamique de ce convertisseur s'écrit de la façon suivante:

$$L_j \frac{di_{Lj}}{dt} = V_{in} - V_{DC}(1 - a_{Lj}) \tag{3.22}$$

avec (j=1:2) et a représente le rapport cyclique moyen. . Il est à noter ici que la modélisation

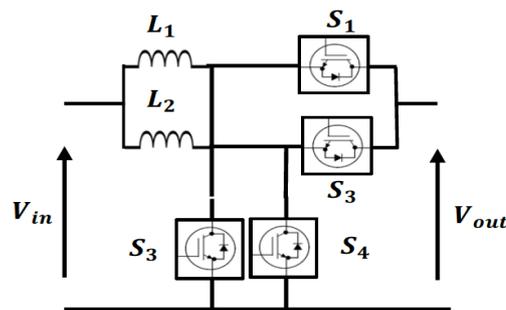


Figure 3.10: Circuit équivalent du convertisseurs Buck-Boost entrelacé.

des convertisseurs statiques via le modèle d'état moyen permet de tester les algorithmes de commande, qui sont issus généralement de la théorie de contrôle et qui exigent la continuité des modèles d'état du processus, chose qui n'est pas vérifiée dans le modèle instantané de ces convertisseurs dits systèmes commutant [108].

3.4.3 Modèles de l'onduleur de tension

Pour la partie traction du véhicule, une MSAP piloté par un onduleur de tension à deux niveaux sont utilisés. Ce dernier permettra au conducteur d'asservir la vitesse de consigne donnée par le pédale. L'onduleur de tension à deux niveaux est composé de trois bras de commutation à base d'IGBT, où chaque bras contient une diode et un interrupteur d'IGBT montés en tête bêche. La figure 3.11 présente la structure générale de cet onduleur. La sortie

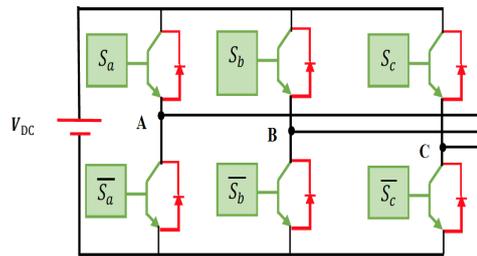


Figure 3.11: Schéma équivalent de l'onduleur de tension à deux niveaux.

de l'onduleur qui prend deux niveaux de tension dépendant de la tension du bus DC ainsi que des états des commutateurs. Chaque commande d'un commutateur est complémentaire sur le même bras. Les états de ces commutateurs sont définis par des signaux de commande S_a , S_b et S_c de forme binaire :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_4 \text{ fermé et } T_1 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (3.23)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_5 \text{ fermé et } T_2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (3.24)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_6 \text{ fermé et } T_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (3.25)$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} peuvent être écrites en fonction des fonctions de connexion S_a , S_b et S_c à la sortie de l'onduleur selon les équations suivantes:

$$V_{ab} = V_{DC}(S_a - S_b) \quad (3.26)$$

$$V_{bc} = V_{DC}(S_b - S_c) \quad (3.27)$$

$$V_{ca} = V_{DC}(S_c - S_a) \quad (3.28)$$

On peut déduire alors les tensions simples, via la fameuse écriture matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{DC} \quad (3.29)$$

A partir des états des interrupteurs (S_a , S_b et S_c), il existe huit états possible comme s'est résumé dans le tableau suivant avec leurs tension simples:

Table 3.5: Les composantes de la tension statorique (a-b).

Cas n°	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
5	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
7	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
8	1	1	1	0	0	0

3.5 Modèle du bus continu

En littérature, deux types d'interconnexion existent pour les systèmes hybrides stationnaires et embarqués : Architecture à interconnexion en nœud alternatif, et celle à un nœud continu, comme il est proposé dans ce travail. Le principal avantage réside de la non nécessité de garantir une synchronisation entre les différents entités incluses. Dans ce travail, les deux sources sont interconnectés via l'intermédiaire d'un bus continu dont la tension doit être régulée autour d'une valeur de référence, cette dernière est compromis entre le rapport d'élévation des convertisseurs et la machine utilisée. Cette régulation permettra de collecter les flux d'énergie des deux sources et les acheminer vers le moteur de traction, ainsi que de garder une tension bien stable à l'entrée de l'onduleur de tension. La figure 3.12 montre le condensateur du bus

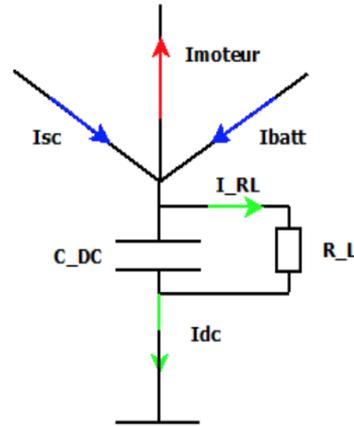


Figure 3.12: Schéma équivalent du bus continu.

continue, qui à son niveau tous les courants du côté continu seront transférés vers la machine, via le courant I_{DC} , image du courant de la MSAP dans le côté continu [109].

En conclusion, et en faisant recours aux modèles moyens des convertisseurs, le modèle du bus continu s'écrit comme suit:

$$C_{DC} \frac{dv_{DC}}{dt} = i_{SC} \alpha_{SC} + i_{Batt} \alpha_{Batt} - \frac{V_{DC}}{R_L} - i_{mot} \quad (3.30)$$

3.6 Modèles de la partie traction

Pour émuler la partie traction du véhicule, un moteur synchrone à aimants permanents couplé à une machine à courant continu est utilisé. La mission principale allouée est de suivre un profil de vitesse de référence qui contient des accélérations, des décélérations et des vitesses constantes.

3.6.1 Modèle de la machine synchrone à aimant permanents

En supposant un fonctionnement sans saturation magnétique et sans perte de fer, le modèle dynamique de la MSAP dans un référentiel lié au champ tournant (d-q) est donné comme suit:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \Omega_s \cdot \phi_{sq} \quad (3.31)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \Omega_s \cdot \phi_{sd} \quad (3.32)$$

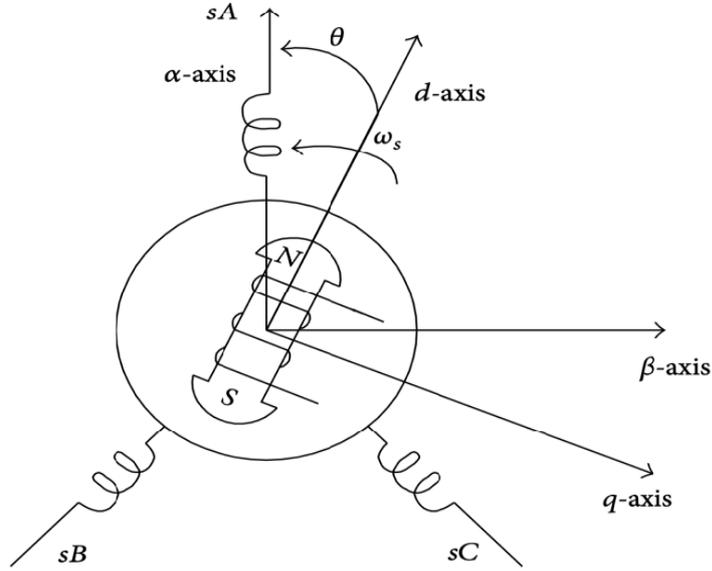


Figure 3.13: Le référentiel (d-q) de la MSAP.

Où les composants de flux ϕ_{sd} et ϕ_{sq} sont donnés tant que :

$$\phi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \phi_f \quad (3.33)$$

$$\phi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (3.34)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit comme suit:

$$T_e - T_L - f.\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.35)$$

Où l'expression électromagnétique du couple est donnée par (3.32), dont le premier terme représente le couple réactif, tandis que le second est le couple synchrone (voir figure 3.13):

$$T_e = p \{ (L_{sd} - L_{sq}).i_{sd} + \phi_f \} .i_{sq} \quad (3.36)$$

De même, le même modèle peut être réécrit dans le référentiel statorique ($\alpha - \beta$) comme suit:

$$V_{sa} = R_s.i_{sa} + L \frac{di_{sa}}{dt} + E_{sa} \quad (3.37)$$

$$V_{s\beta} = R_s.i_{s\beta} + L \frac{di_{s\beta}}{dt} + E_{s\beta} \quad (3.38)$$

$$p(T_e - T_L) = J \frac{dw}{dt} + f.w \quad (3.39)$$

Avec:

$$E_a = -\Omega \cdot \Phi_f \cdot \sin \theta \quad (3.40)$$

$$E_\beta = \Omega \cdot \Phi_f \cdot \cos \theta \quad (3.41)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue par une multiplication croisée du flux et des courants globaux du stator, comme indiqué en (3.38). En fait, cette équation contient dans le cas d'une machine saillante, non seulement la composante synchrone, mais aussi la composante reluctante, en raison du changement de l'entrefer:

$$T_e = \frac{3}{2} p \{i_{s\beta} \phi_{sa} - i_{sa} \phi_{s\beta}\} \quad (3.42)$$

Le gradient des composants du flux statorique est facilement obtenu par l'équation de Kirchoff suivante:

$$\frac{d\phi_{sa}}{dt} = u_{sa} - R_s i_{sa} \quad (3.43)$$

$$\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \quad (3.44)$$

Enfin, l'amplitude du flux statorique est déduite:

$$\phi = \sqrt{\phi_{sa}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (3.45)$$

3.6.2 Modèle dynamique du véhicule

Le déplacement d'un véhicule dans une montée est entièrement influencé par toutes les forces qui agissent sur lui. La figure 3.14 montre les forces agissant sur un véhicule qui monte dans une cote. Pendant que le véhicule est en mouvement, il y a une des résistances qui tentent d'arrêter son mouvement. Ces résistances comprennent habituellement la résistance due au roulement des pneus, la résistance aérodynamique et la résistance en montée. Selon la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule peut s'écrire comme suit :

$$\gamma \cdot M \frac{dv}{dt} = \sum_{i=1}^n F_t - F_r \quad (3.46)$$

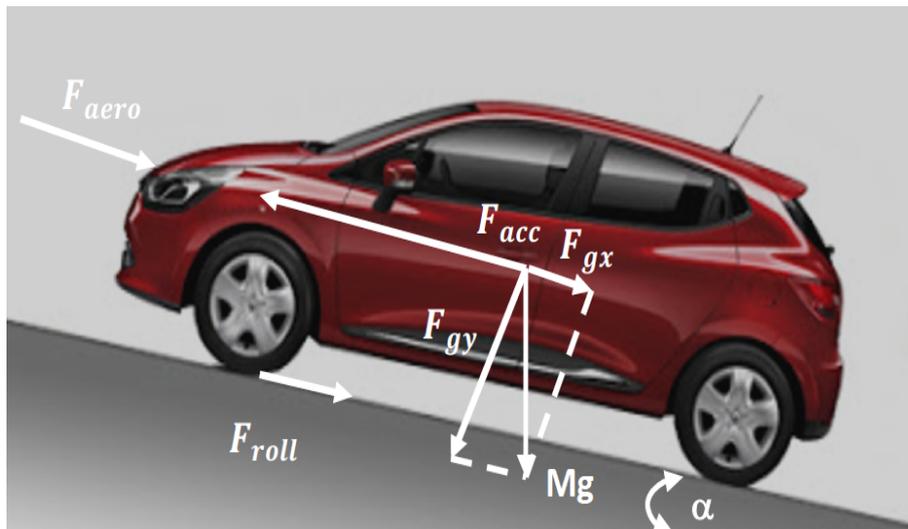


Figure 3.14: Forces agissant sur un véhicule en montée.

Où V : est la vitesse du véhicule,

F_t : est la somme des forces de traction du véhicule,

F_r : sont les forces de la résistance totale,

M : est la masse du véhicule,

et γ : est le facteur de masse qui convertit de manière équivalente les inerties de rotation des composants rotatifs en masse translationnelles.

- La force résistante dépend du frottement provoqué lors du roulement (type de pneu, granulométrie de la route, perte mécanique du roulement).
- Les forces de roulement sont considérés proportionnelles à la vitesse du véhicule, sa masse en (kg), son coefficient de résistance due au roulement ζ et à l'accélération gravitationnelle g en (m/s²). Ils sont modélisés par l'équation 3.43. Ces forces sont négligeables devant la force résistante de l'air.
- La force de l'air dépend de la surface frontale d'air traversé nommé S (m²), au coefficient de pénétration dans l'air appelées le coefficient de traînée C_x , la vitesse carrée du véhicule et enfin de la masse volumique de l'air notée ρ (1.2 Kg/m³). On simplifiera l'ensemble de ces données par un coefficient K_{air} .
- La force due à la pesanteur (équation) dépend généralement de la masse du véhicule et évidemment de la hauteur effectué par la longueur du déplacement ces forces corresponde aux équations suivantes respectivement:

$$F_r = M \cdot g \cdot \mu \cdot \cos \alpha \quad (3.47)$$

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot S \cdot C_x (v + v_a)^2 \quad (3.48)$$

$$F_{pente} = M \cdot g \cdot \sin \alpha \quad (3.49)$$

Evidemment, toutes ces forces résistantes s'additionnent pour s'opposer au mouvement:

$$F_{résistive}(N) = F_r + F_{aéro} + F_{pente} \quad (3.50)$$

Quand la force motrice est égale à la somme des forces résistives, la vitesse sera constante car le véhicule n'accélère pas. En régime établi de vitesse, la puissance résistive correspond à la force multipliée par la vitesse comme indique l'équation suivante:

$$P_{résistive}(w) = F_{résistive}(N) \cdot \frac{V(\frac{Km}{h})}{3.6} \quad (3.51)$$

On remplace les équations précédentes dans (50) on aura:

$$P_{résistive}(w) = \frac{1}{2} \rho_{air} \cdot S \cdot C_x \cdot V^3 + (K_f + \sin \alpha) \cdot M \cdot g \cdot V \quad (3.52)$$

Si on modélise cette puissance dans une surface plate on aura:

$$P_{résistive}(w) = K_{aéro} \cdot V^3 + K_f \cdot V \quad (3.53)$$

Cette puissance résistive est la puissance qui doit être comblée par le moteur qui présente un certain rendement d'environ (70% à 90%) selon la technologie utilisée :

$$P_{abs-mot} = \frac{P_{résistive}}{\eta_f} \quad (3.54)$$

3.7 Dimensionnement des sources

Un dimensionnement d'un système de stockage dans un véhicule électrique consiste à déterminer le pack des batteries ainsi que des SCs, pour ce faire, il faut tenir en compte les caractéristiques de performance essentielles de la chaîne de traction de ce véhicule, qui sont la vitesse maximale, la pente maximale, l'accélération maximale et son autonomie. Pour établir ce dimensionnement, il faut tout d'abord choisir un cycle de conduite qui impose un profil

de vitesse de référence pour lequel ce véhicule doit suivre. Actuellement, il existe différents cycles normalisés et non normalisés [110]. Dans ce chapitre, on va utiliser un cycle NEDC (Nouveau cycle européen de conduite) pour expliquer la façon de faire un dimensionnement dans un véhicule électrique réelle. Le NEDC est un cycle de conduite qui produit les régimes de conduite sur des routes européennes. Il combine un cycle de conduite urbain répété quatre fois avec un extra-urbain partie qui représente un cycle d'autoroute (voir figure 3.15).

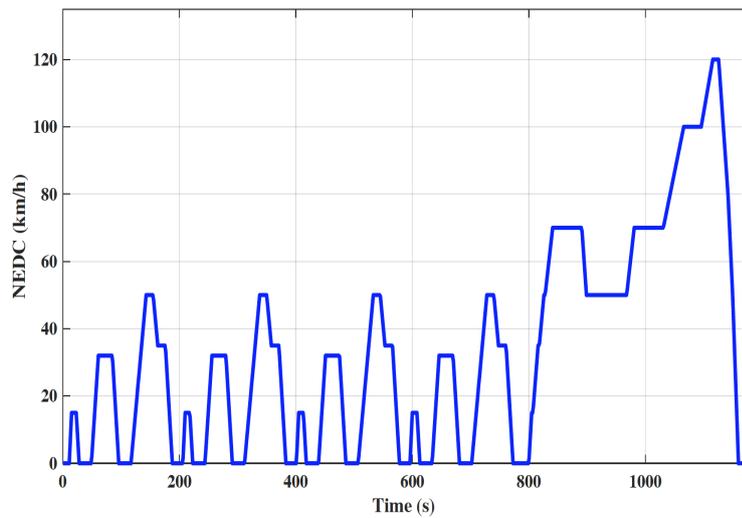


Figure 3.15: Profile de vitesse NEDC.

Selon l'équation dynamique du véhicule qui sera présenté ultérieurement dans ce chapitre , la puissance instantané peut être extraite comme représenté dans la figure 3.16.

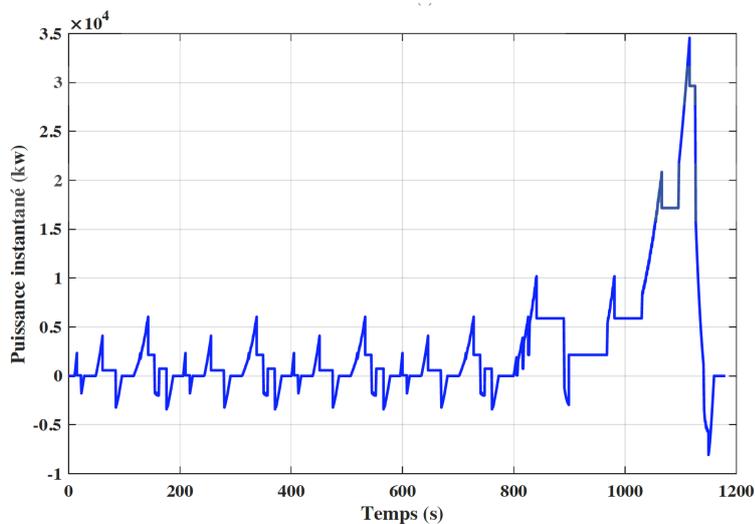


Figure 3.16: Puissance demandé par le véhicule.

La puissance de propulsion est présentée comme positive alors que la puissance récupérée lors du freinage par récupération est négative. Pour atteindre une autonomie de 100Km, le cycle de conduite est répété 6 fois. La figure (3.17) montre l'énergie nécessaires pour ce profile de vitesse.

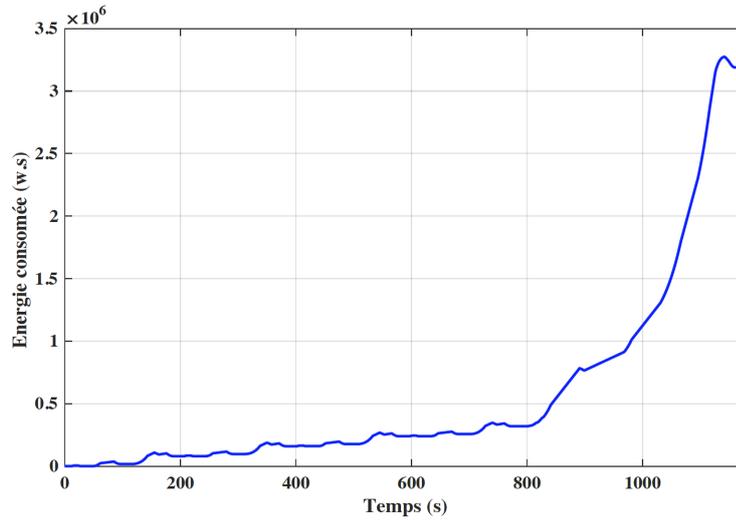


Figure 3.17: Energie demandée par le véhicule.

L'énergie du véhicule électrique est estimée en intégrant la demande de puissance dans le temps selon l'équation suivante:

$$E_{cons}(t) = \int_{T_0}^{T_f} P(t)dt \quad (3.55)$$

Les trois paramètres utilisés pour ce dimensionnement sont:

$P_{cons-max}$: puissance maximale consommée.

$P_{cons-rec}$: puissance maximale récupérée.

$E_{cons-fin}$: valeur finale de la consommation d'énergie.

La puissance positive correspond à la puissance que le système de propulsion transmet aux roues $P_{cons-max}$, il s'agit de la valeur maximale de cette puissance consommée. $P_{cons-rec}$ est la valeur maximale de la puissance récupérable par la source de stockage d'énergie. $E_{cons-fin}$ représente la valeur maximale de l'énergie consommée nécessaire à l'autonomie du véhicule. La batterie est dimensionnée pour fournir de l'énergie moyenne demandé par le moteur propulseur. Pour une topologie parallèle, le pack des batteries est composé d'un certain nombre de cellules en série données par:

$$N_{Batt} = \frac{V_{DC}}{V_{Batt-cell}}, \quad (3.56)$$

Ou, V_{DC} est la tension du bus continue et $V_{Bat_{cell}}$ et la tension nominal d'une cellule de la batterie, afin de trouver le nombre de branches d'une batterie, il faut définir son énergie:

$$E_{Batt} = N_{Batt-s} * N_{Batt-p} * C_{Batt-cell} * V_{Batt-cell} * DOD \quad (3.57)$$

N_{Batt-s} : est le nombre de cellule en série,

N_{Batt-p} : est le nombre de cellule en parallèle,

$C_{Batt-cell}$: est la capacité nominale d'une cellule de la batterie,

DOD : est la profondeur de décharge, fixée à 80% le plus souvent.

Le nombre de branches de la batterie est donné par:

$$N_{Batt-p} = \frac{E_{Batt}}{N_{Batt-s} * C_{Batt-cell} * V_{Batt-cell} * DOD} \quad (3.58)$$

Dans notre cas, un banc d'essai à échelle réduit a été réalisé en laboratoire selon le matériel disponible. Pour établir le dimensionnement, on s'est basé principalement sur deux critères principaux:

- Les batteries disponibles ont une tension nominale de 12V, de plus le rapport d'élévation entre les tensions d'entrées et la tension du bus continue (70v) doit être de (2 à 3), pour assurer un fonctionnement stable du hacheur Boost associé[111].
- L'autonomie du véhicule dépend de l'énergie de la batterie qui est en fonction de sa tension $V_{batt}(v)$ et de sa capacité énergétique $C(A.h)$ suivant l'équation ci-dessous:

$$E_{Batt}(W.h) = V_{Batt}(v) * C(A.h) \quad (3.59)$$

Ensuite le temps de fonctionnement du véhicule peut être calculé selon à l'équation suivante [73]:

$$t(h) = E_{Batt}(W.h)/P_{moy}(W) \quad (3.60)$$

Ainsi, deux batteries sont connectées en série afin d'obtenir une tension de 24V. Les deux batteries ont une capacité de 100 Ah afin de générer des courants qui peuvent atteindre 10A coté source. La capacité de recharge minimale des batteries est C_1 qui correspond à un courant de 100A, ce qui permet à la batterie de se recharge pendant une heure, mais vu la non disponibilité d'une source qui peut fournir ce courant, énorme la capacité de recharge souvent utilisé est C_{10} , cela signifie que la batterie se recharge à travers un courant de 10A pendant 10 heures. Pour

bien savoir dimensionner un banc de SC, il faut bien connaître le besoin de puissance. Dans le cas idéal, l'énergie maximale qui peut être extraite d'une SC est écrite comme suit [112]:

$$W_{SC-max} = \frac{1}{2} C_{SC} * V_{SC-max}^2 \quad (3.61)$$

La tension d'un pack de SC doit être comprise entre une tension maximale V_{SC-max} et une tension minimale égale à $\frac{1}{2}V_{SC-max}$. Il faut tenir en compte aussi ces contraintes indispensables [113]:

- Le rapport d'élévation entre les modules de la SC et la tension du bus continue, qui ne doit pas être supérieur à 3.
- La tension de la SC, qui ne doit pas dépasser une tension maximale V_{SC-max} et ne baisse pas à sa tension minimale V_{SC-min} . Dans le cas du module BMOD0058 de maxwell, la valeur maximale est de 17v, alors que la valeur minimale est choisie égale à la moitié de sa valeur maximale, qui sera égale à 8v.
- L'énergie utile stockée dans ce module n'est pas celle mentionnée dans l'équation 3.61, cependant on peut décrire l'énergie utile sous la forme suivante:

$$W_{SC-utile} = \frac{1}{2} C_{SC} * V_{SC-max}^2 - \frac{1}{2} C_{SC} * V_{SC-min}^2 \quad (3.62)$$

En général, elle vaut trois quarts de l'énergie maximale

$$W_{SC-utile} = \frac{3}{4} W_{SC-max} \quad (3.63)$$

Le nombre de cellule en parallèle est exprimée par:

$$N_{SC-p} = \frac{8 \cdot \Delta E_{SC} \cdot N_{SC}}{3 \cdot V_{SC}^2 \cdot C_{SC-cell}} \quad (3.64)$$

$\Delta E_{SC}, C_{SC-cell}$ sont respectivement la variation de l'énergie de la SC et la capacité nominale. Cela implique d'utiliser deux module de SC (16V/58Farad) en série dans notre cas d'étude.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a permis une description détaillée de l'architecture du VE choisie pour les différents tests. Le dimensionnement des sources de stockages ainsi que l'identification de leurs paramètres a été mené. Ce VE est constitué d'un système hybride électrique (batterie/SC) et une MSAP pour la partie de traction. Avant la mise en œuvre des lois de commande, il est nécessaire d'établir les modèles des différents sous-systèmes. Cette modélisation permet d'extraire les stratégies de gestion de l'énergie et les approches de commande suggérées au chapitre suivant. En dernier lieu, une modélisation de toutes les forces qui influent sur un véhicule lors de son déplacement.

TECHNIQUES DÉVELOPPÉES

Sommaire

	Page
4.1 Introduction	60
4.2 Description de la topologie utilisée	60
4.3 Description de la stratégie de gestion d'énergie	62
4.3.1 Fuzzification	63
4.3.2 Inférence	64
4.3.3 Défuzzification	65
4.3.4 Commande rapprochée des convertisseurs statiques	65
4.3.5 Mode de fonctionnement	66
4.4 Contrôle de la partie Traction	68
4.4.1 Régulation de vitesse basée sur le ST	69
4.4.2 Commande des courants basés sur la l'approche ST	70
4.4.3 Preuve de stabilité	71
4.4.4 Modulation Vectorielle SVM pour la commande rapprochée de l'onduleur	72
4.5 Superviseur basé sur la Commande Robuste : Approche LPV	73
4.5.1 Synthèse du contrôleur:	73
4.5.2 Organigramme de l'algorithme LPV	79
4.6 Contrôle Back-Stepping du moteur de traction	80
4.7 Conclusion	83

4.1 Introduction

Dans le présent chapitre, un ensemble des lois de control qui permettent de répartir l'énergie dans un VE ainsi d'asservir sa partie de traction seront présentées. En effet, ces approches visent principalement un ensemble objectifs

- Une gestion de l'énergie optimale dans un VE, inspiré de l'intelligence artificielle (FL), ainsi que de la théorie de control (LPV).
- Une commande rapprochée des différents convertisseurs statiques, coté source, et coté traction.
- Une prédiction en temps réel des performances du véhicule, et ce en mettant en œuvre les algorithmes proposés de toute la chaîne de traction.
- Un contrôle non linéaire de la MSAP via la technique ST et celle du BS.

Pour y parvenir, on commence par présenter le superviseur de l'énergie basé sur la logique floue, associé à la commande par mode glissant d'ordre deux pour la partie de traction, (voir figure 4.1).

L'objectif principal est de définir un profil de vitesse de référence pour la partie motorisation, afin que le moteur fonctionne suivant ce profile. Ceci va solliciter les deux sources pour qu'elles fournissent la puissance nécessaire, et par conséquent le superviseur partage adéquatement cette puissance en respectant les dynamiques de chaque source.

En deuxième lieu, on s'intéressera plus particulièrement à l'application de la commande robuste en utilisant la fameuse approche LPV, où l'objectif sera de gérer la variation de flux de l'énergie créée par un profile de vitesse, et à la fois faire asservir la MSAP par la technique BS (voir figure 4.2).

4.2 Description de la topologie utilisée

Le système à étudier est illustré dans les figures 4.1 et 4.2. Le premier étage de la chaîne de conversion est composé de deux batteries AGM au plomb-acide connectées en série (100 Ah-24 v), ainsi que deux modules de SC Maxwell (58 Farads-32v). Le banc de batteries et les modules de SC sont connectés au bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur Buck-Boost entrelacé à deux phases et d'un convertisseur Buck-Boost bidirectionnel classique respectivement. Contrairement à d'autres architectures, où l'une des deux sources est connectée directement au bus continu, par conséquent un seul convertisseur bidirectionnel est utilisé.

L'architecture actuelle, et malgré la redondance des convertisseurs, présente une supériorité conséquente, où une augmentation de degrés de liberté est assurée par une régulation de chaque convertisseur. Cette topologie maintient chaque source dans un état de sûreté, en respectant

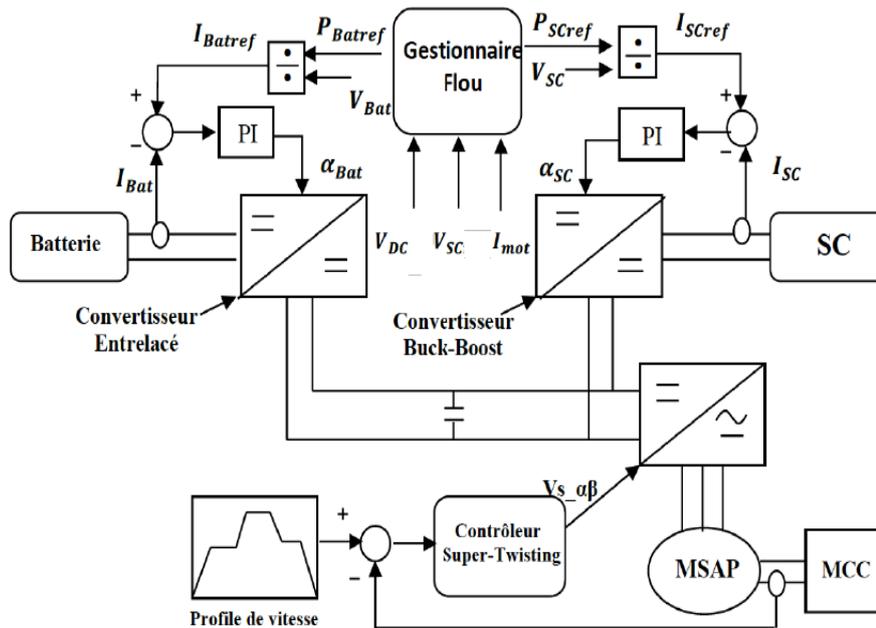


Figure 4.1: Schéma synoptique du premier algorithme proposé.

ainsi sa dynamique, de plus, elle assure un bon fonctionnement dans une zone optimale ce qui va prolonger sa durée de vie. La deuxième partie est un onduleur triphasé de tension à deux niveaux alimentant une MSAP d'une puissance nominale de 300 W. Ce dernier est couplé avec une machine à courant continu qui joue le rôle d'un émulateur du VE.

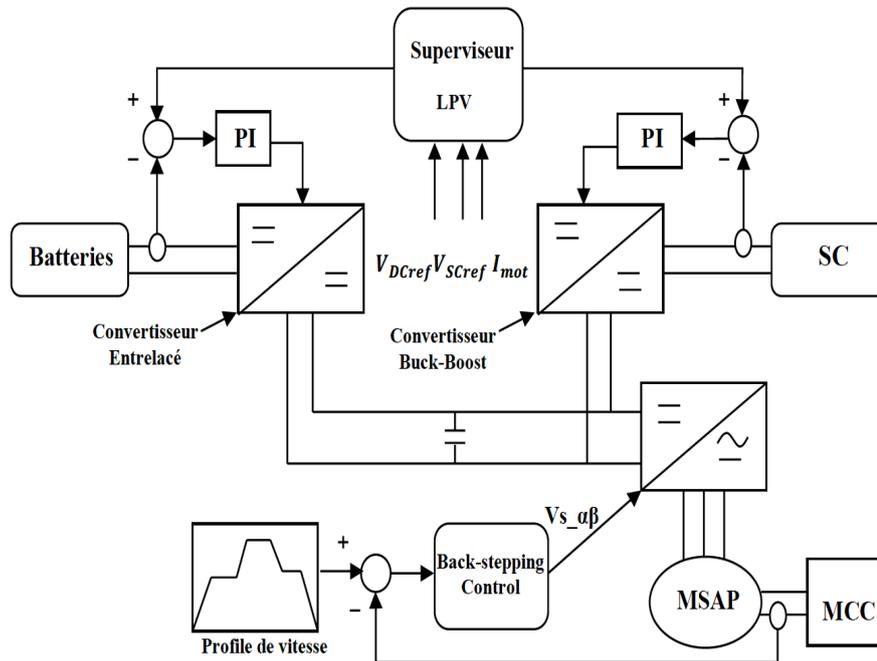


Figure 4.2: Schéma synoptique du deuxième algorithme proposé.

4.3 Description de la stratégie de gestion d'énergie

Afin de valider les stratégies de gestion d'énergie proposées [114] et [115], nous devons tout d'abord montrer l'avantage de notre approche par rapport aux travaux précédents. A cet effet, une stratégie optimale de gestion de l'énergie basée sur la logique floue a été conçue. Contrairement à d'autres méthodes, comme celle utilisée dans [116], cette nouvelle approche détermine les quantités de puissance de référence des sources en respectant leurs dynamiques, de plus elle régule la tension de bus continu ainsi la tension des SCs sans utiliser des contrôleurs supplémentaires. En outre, grâce à un choix approprié des règles de la table floue, une répartition intelligente de la puissance est également garantie sans ajout des filtres supplémentaires.

L'algorithme de la gestion de l'énergie régule les deux tensions V_{DC} et V_{SC} autour d'une valeur de référence pour chaque mode de fonctionnement (accélération, décélération et vitesse constante). Ainsi il partage les quantités de puissance de référence ($P_{Batt-ref}$, P_{SC-ref} relative à chaque caractéristique).

4.3.1 Fuzzification

La fuzzification fait référence au processus de détermination du degré d'appartenance de chaque variable à une partition floue. Le nombre de ces ensembles flous est déterminé après avoir évalué le comportement du système. Pour ce faire, trois entrées sont considérées et fuzzifiées comme le montre la figure (4.3):

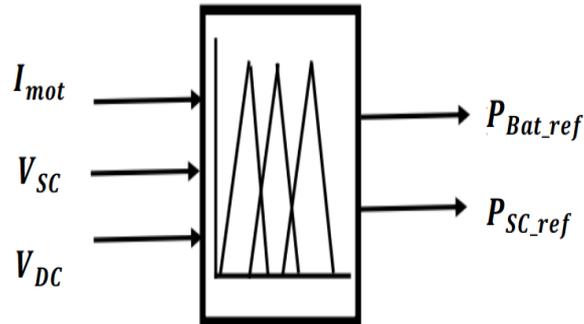


Figure 4.3: Schéma du superviseur flou.

- Le courant demandé par le moteur, capté au niveau du bus continu.
- La tension du SC qui reflète son état de charge.
- La tension du bus continu doit être maintenue à une valeur référence pour assurer un transfert total des puissances vers le moteur.

La tension de bus continu et celle du SC sont décrites par deux termes gaussiens et triangulaire respectivement (figure 4.4): basse (L), moyenne (M) et haute (H). Le courant du moteur et la puissance de référence de la batterie sont décrits par sept fonctions d'appartenance triangulaires : très faible (VL), faible (L), moyen faible (LM), moyen (M), moyen haut (MH), haut (H) et très haut (VH). La référence de puissance du SC est décrite par sept fonctions d'appartenance triangulaires comme suit: négatif haut (NH), négatif moyen (NM), négatif bas (NL), zéro (Z), positif bas (PL), positif moyen (PM) et positif haut (PH).

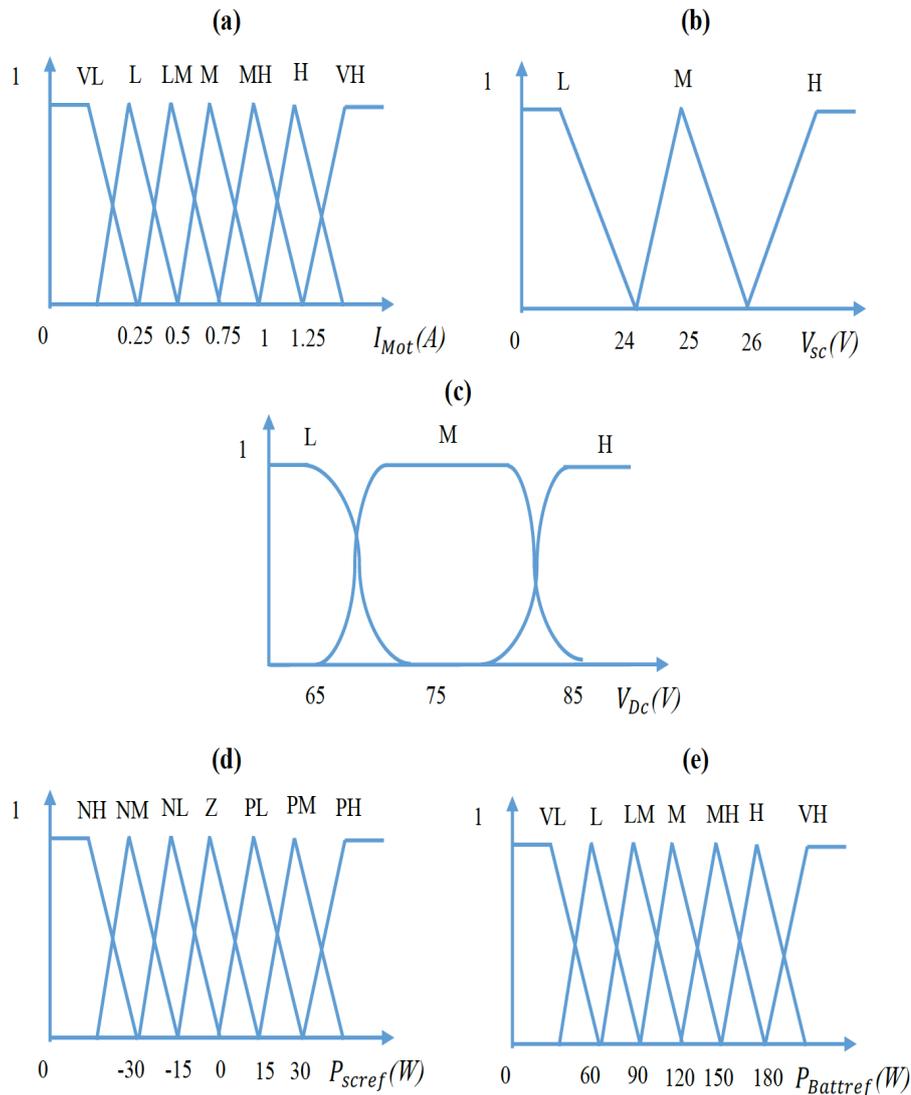


Figure 4.4: Entrées et sorties des fonctions d'appartenance. a)Le courant du moteur, b) La tension de la SC, c) La tension de bus continu, d) La puissance de la batterie, e) La puissance de la SC.

4.3.2 Inférence

Dans le présent scénario, le superviseur décidera pour chaque mode de fonctionnement, la nature de la source sollicitée et la quantité de puissance fournie. Il est conçu à l'aide d'une procédure d'inférence de type (min/max) [117], avec trois entrées et deux sorties. Le choix de cette classification est basé sur le raisonnement où on va asservir deux suivies V_{DC} et V_{SC} . En effet, le superviseur flou est basé sur 63 combinaisons établie dans le tableau 4.1.

Table 4.1: Table du superviseur flou.

I_{mot}		VL	L	LM	M	MH	H	VH
V_{DC}	V_{SC}							
L	L	$P_{Batt} = H$ $P_{SC} = NH$			$P_{Batt} = VH$ $P_{SC} = NM$			
L	M	$P_{Batt} = MH$ $P_{SC} = NL$		$P_{Batt} = MH$ $P_{SC} = Z$	$P_{Batt} = H$ $P_{Batt} = H$		$P_{Batt} = H$ $P_{Batt} = PL$	
L	H	$P_{Batt} = M$	$P_{Batt} = L$	$P_{Batt} = LM$	$P_{Batt} = M$	$P_{Batt} = MH$		
		$P_{SC} = Z$			$P_{SC} = PL$		$P_{SC} = PM$	
M	L	$P_{Batt} = M$ $P_{SC} = NH$			$P_{Batt} = MH$ $P_{SC} = NM$			
M	M	$P_{Batt} = L$		$P_{Batt} = M$	$P_{Batt} = MH$		$P_{Batt} = H$	
		$P_{SC} = NM$	$P_{SC} = NL$	$P_{SC} = Z$		$P_{SC} = PL$		$P_{SC} = PM$
M	H	$P_{Batt} = L$	$P_{Batt} = LM$		$P_{Batt} = M$		$P_{Batt} = MH$	
		$P_{SC} = PL$		$P_{SC} = PM$			$P_{SC} = PH$	
H	L	$P_{Batt} = MH$		$P_{Batt} = MH$		$P_{Batt} = VH$		
		$P_{SC} = NH$			$P_{SC} = NM$		$P_{SC} = NL$	
H	M	$P_{Batt} = M$	$P_{Batt} = MH$			$P_{Batt} = H$		
		$P_{SC} = L$			$P_{SC} = PL$		$P_{SC} = PM$	
H	H	$P_{Batt} = VL$	$P_{Batt} = L$	$P_{Batt} = LM$	$P_{Batt} = M$	$P_{Batt} = MH$		$P_{Batt} = H$
		$P_{SC} = PL$			$P_{SC} = PM$		$P_{SC} = PH$	

4.3.3 Défuzzification

C'est convertir les variables linguistiques en variables numériques. Les sorties floues des règles précédentes sont combinées afin de former un seul ensemble flou. Cet ensemble est défuzzifié et multiplié par le facteur d'échelle μ_A pour générer un signal de référence. La méthode choisie repose sur la méthode de gravité en délivrant les deux puissances de référence P_{Batt} , P_{SC} comme suit:

$$P_{Batt} = \frac{\sum_{i=1}^7 \mu_A \cdot X_{Batt}}{\sum_{i=1}^7 X_{Batt}} \quad (4.1)$$

$$P_{SC} = \frac{\sum_{i=1}^7 \mu_A \cdot X_{SC}}{\sum_{i=1}^7 X_{SC}} \quad (4.2)$$

4.3.4 Commande rapprochée des convertisseurs statiques

La boucle externe détermine pour chaque évolution des trois entrées les puissances de référence de chaque source, alors que les boucles internes, basées sur des contrôleurs de type PI, ont été conçus pour réguler le courant dans chaque convertisseur.

4.3.5 Mode de fonctionnement

Afin de clarifier la philosophie de la stratégie de gestion de l'énergie basée sur la logique floue, les modes de supervision sont élaborés en fonction des caractéristiques des sources et de la régulation à la fois de la tension du bus continu ainsi celle du SC (voir figue 4.5). Il est à noter ici que la régulation de la tension des modules des SCs est conçue aux alentours d'une consigne de (3/4) de sa tension maximale. Cette consigne est élaboré par plusieurs travaux précédents pour préserver une marge suffisante, permettant alternativement d'être chargée, ou déchargée sans déborder la fourchette de tension tolérée.

Les principaux scénarios fournis par la table floue sont brièvement décrits dans l'organigramme suivant, et permettent de distinguer la permutation entre les différents modes de fonctionnement selon l'état de charge des sources et le courant demandé par le moteur.

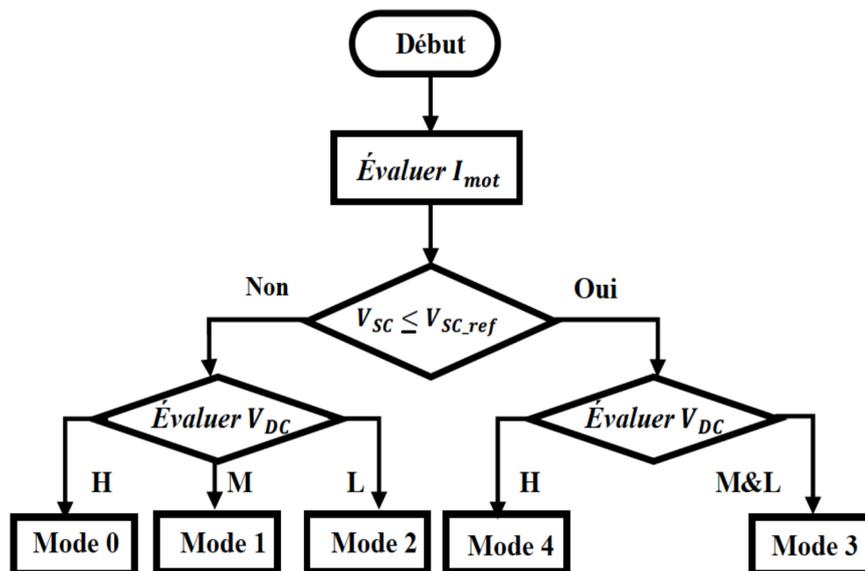


Figure 4.5: Organigramme du superviseur floue.

- **Mode 0:** Ce mode, correspondant à l'arrêt du véhicule, ou les deux sources sont inactives.
- **Mode 1:** Ce mode correspond au régime stable où le moteur fonctionne à vitesse constante, dans cette situation, le superviseur floue permet à la batterie de couvrir la demande seule.
- **Mode 2:** Dans ce scénario, le SC fournit la puissance nécessaire au moteur car elle est trop chargée et la batterie reste inactive.

- **Mode 3:** Pendant ce mode ou le bus continu est inférieure à la valeur de référence et la SC est déchargé, la batterie doit fournir la puissance adéquate qui maintient la tension de bus continu au tour de sa référence ainsi que recharger les SCs aussi.
- **Mode 4:** Pendant le mode de décélération, le superviseur floue oblige le SC de se charger à travers la batterie et l'énergie récupérée.

Ces principaux modes de fonctionnement sont illustré dans la figure 4.6 pour permettre de voir le flux de puissance dans chaque situation.

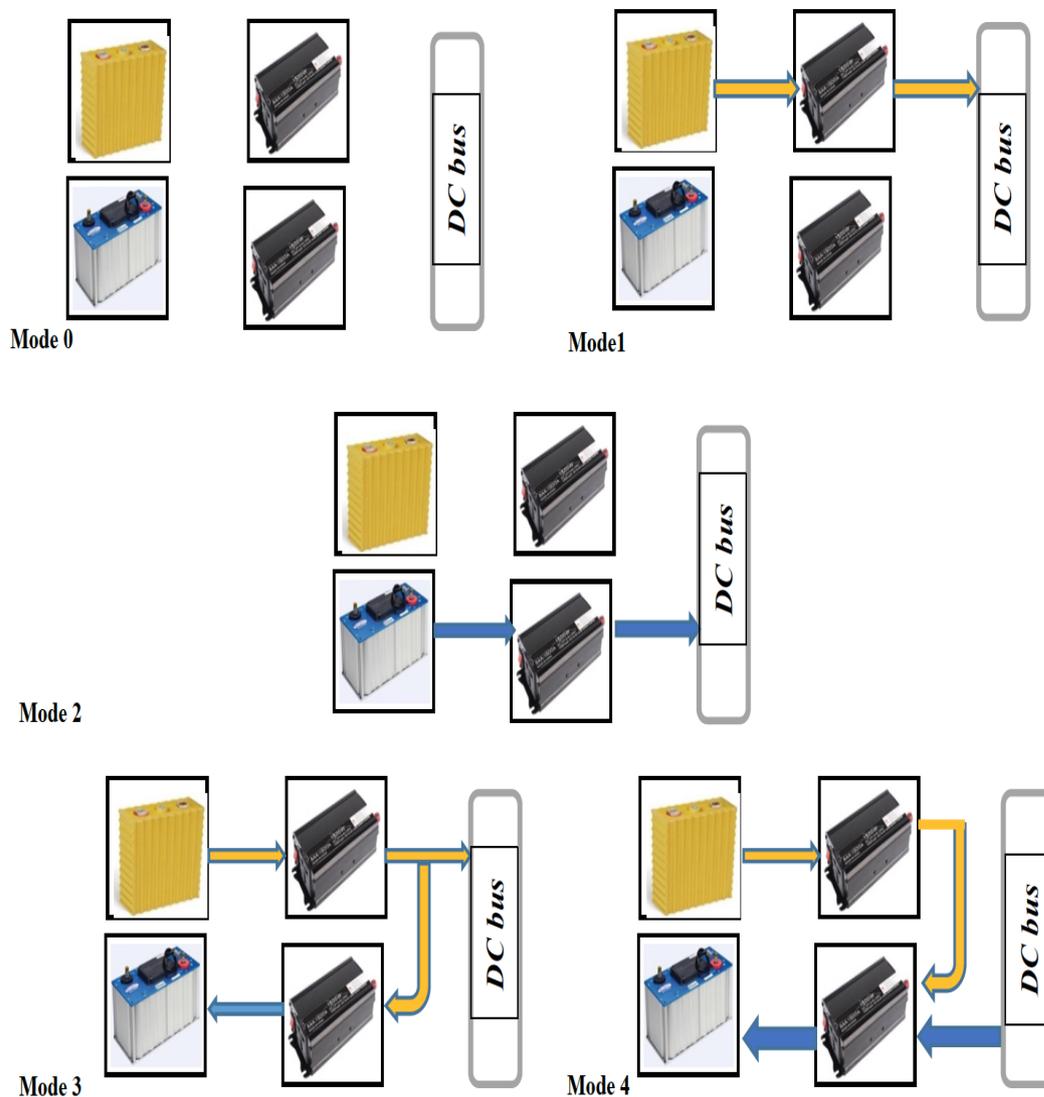


Figure 4.6: Flux des puissances.

4.4 Contrôle de la partie Traction

Pour émuler la partie motorisation du VEs, une commande FOC basée sur la théorie du mode glissant d'ordre deux est proposée pour suivre un profil de vitesse de référence. Dans le présent travail, la loi de contrôle, basée sur le ST est appliquée dans la boucle externe de vitesse ainsi que dans la boucle interne des courants, comme décrit dans la figure (4.7).

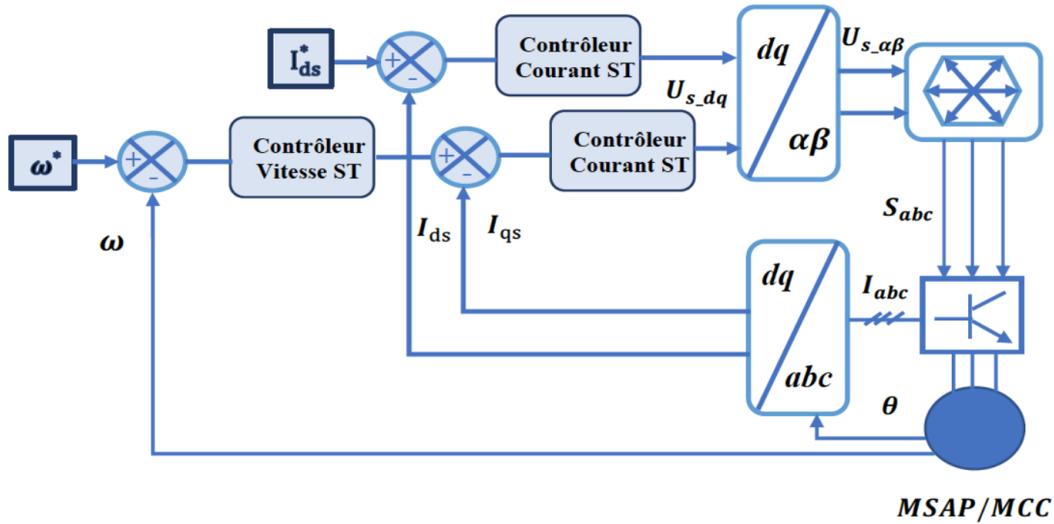


Figure 4.7: Schéma de contrôle FOC basé sur le Super-Twisting.

Le mode glissant d'ordre deux est une idée généralisée du premier ordre. Il est basé sur des dérivés d'ordre supérieur de la surface de glissement. L'avantage principal d'un tel contrôleur est sa capacité à rejeter à la fois le phénomène de chattering ainsi à assurer une robustesse notable contre les variations paramétriques, en convergeant la surface de glissement S et sa dérivée vers le zéro.

Selon Levant [118], la loi de contrôle est composée de deux parties. La première partie est donnée en (4.4), permet de faire converger la surface de glissement S vers zéro, tandis que la seconde partie donnée en (4.5).

$$U_{ST} = U_1(t) + U_2(t) \tag{4.3}$$

Avec:

$$\dot{U}_1 = -\beta \text{sign}(s) \tag{4.4}$$

$$\dot{U}_2 = -\lambda |s|^\rho \text{sign}(s) \tag{4.5}$$

Dans (4.4) et (4.5), S représente la surface de glissement et peut être choisi selon Slotine [119] comme suit:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \mu\right)^{r-1} e(t) \quad (4.6)$$

Où r est le degré relatif du système et $e(t)$ est l'erreur de suivi, λ et β sont des gains positifs utilisés pour ajuster le contrôleur S-T. Le degré de non-linéarité peut être ajusté par le coefficient ρ qui est généralement fixé à 0,5 pour obtenir un contrôle en mode glissant du second ordre

Afin d'assurer la convergence et la stabilité du système, les constantes λ et β devraient être choisies comme suit:

$$\beta > \frac{\phi_M}{M} \quad (4.7)$$

$$\lambda > \frac{4\phi\Gamma_M(\beta + \phi_M)}{\Gamma_m^3(\beta - \phi_M)} \quad (4.8)$$

Où ϕ indique la perturbation à rejeter dans l'équation dynamique de la dérivée de la surface, donnée dans (4.8), qui doit être limité dans son niveau maximum $\phi \leq \phi_M$, alors Γ est le gain de retour, qui doit être à son tour limité: $\Gamma_m \leq \Gamma \leq \Gamma_M$.

Ces grandeurs sont considérées comme des termes positifs et sont définies par la deuxième dérivée de la surface de glissement S .

$$\ddot{s} = \phi(x, t) + \Gamma(x, t)\dot{u} \quad (4.9)$$

4.4.1 Régulation de vitesse basée sur le ST

La régulation de la boucle extérieure de la vitesse s'effectue via une référence de couple électromagnétique. En se référant alors à l'équation de mouvement, le degré relatif est égal à 1, et par conséquent, la surface de glissement est simplifiée à l'erreur de poursuite. On définit la surface de glissement et son gradient comme suit:

$$S_\Omega = \Omega - \Omega_{ref} \quad (4.10)$$

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} \quad (4.11)$$

En substituant l'équation (4.10), dans l'équation de mouvement, on aura:

$$\dot{S}_\Omega = \frac{1}{J}(T_e - T_L) - \frac{f}{J}\Omega - \dot{\Omega}_{ref} \quad (4.12)$$

En appelant G comme les entrées exogènes (perturbations et consignes) à rejeter, donné ainsi:

$$G = \frac{-T_L}{J} - \dot{\Omega}_{ref} \quad (4.13)$$

La deuxième dérivée de la surface de glissement sera comme suit:

$$\ddot{S}_\Omega = \frac{1}{J}(\dot{T}_e - f.\dot{\Omega}) + \dot{G} \quad (4.14)$$

En supposant que les gradients des perturbations externes sont bornés, la loi de control peut s'écrire sous la forme suivante:

$$T_{eref} = -\lambda|S_\Omega|^\rho \text{sign}(S_\Omega) - \int_0^t \beta \text{sign}(S_\Omega) dt \quad (4.15)$$

4.4.2 Commande des courants basés sur la l'approche ST

D'une manière similaire, le contrôle des courants internes est conçu avec la stratégie ST, où les trajectoires de courant i_{sd} et i_{sq} restent sur leurs surfaces de glissement ($S_{isd} = 0$) et ($S_{isq} = 0$), en appliquant deux vecteurs de tension approprié V_{sd} et V_{sq} pour chaque temps d'échantillonnage. Afin d'établir un contrôle à flux orienté (FOC), la composante de référence du courant d'axe direct est mise à zéro $i_{sd-ref} = 0$ et le courant en quadrature est fourni par la boucle de contrôle de vitesse, via l'équation (4.16) :

$$i_{sq-ref} = \frac{T_{eref}}{p\phi_f} \quad (4.16)$$

Les vecteurs de tension V_{sd} et V_{sq} peuvent être obtenus en définissant les surfaces de glissement des courants comme suit:

$$S_{isd} = i_{sd} - i_{sd-ref} \quad (4.17)$$

$$S_{isq} = i_{sq} - i_{sq-ref} \quad (4.18)$$

En dérivant (4.17) et (4.18), on obtient:

$$\dot{S}_{isd} = \frac{-R_s}{L_{sd}}.i_{sd} + \Omega_s.i_{sq} + \frac{V_{sd}}{L_{sd}} - \dot{i}_{sd-ref} \quad (4.19)$$

$$S_{isq} \dot{=} \frac{-R_s}{L_{sq}} \cdot i_{sq} - \Omega_s \cdot i_{sd} - \frac{\Omega_s}{L_{sq}} \phi_f + \frac{V_{sq}}{L_{sq}} - \dot{i}_{sq-ref} \quad (4.20)$$

Si on définit les fonctions G_1 et G_2 comme suit:

$$G_1 = \Omega_s \cdot i_{sq} - \dot{i}_{sd-ref} \quad (4.21)$$

$$G_2 = -\Omega_s \cdot i_{sd} - \frac{\Omega_s}{L_{sq}} \phi_f - \dot{i}_{sq-ref} \quad (4.22)$$

Les deuxièmes dérivées des surfaces de glissement s'écrivent comme suit:

$$S_{isd} \ddot{=} \frac{-R_s}{L_{sd}} \cdot \dot{i}_{sd} + \dot{G}_1 + \frac{\dot{V}_{sd}}{L_{sd}} \quad (4.23)$$

$$S_{isq} \ddot{=} \frac{-R_s}{L_{sq}} \cdot \dot{i}_{sq} + \dot{G}_2 + \frac{\dot{V}_{sq}}{L_{sq}} \quad (4.24)$$

Par conséquent, nous déduisons les lois de contrôle suivantes:

$$V_{sd} = -\lambda_1 |S_{isd}|^\rho \text{sign}(S_{isd}) - \int_0^t \beta_1 \text{sign}(S_{isd}) dt \quad (4.25)$$

$$V_{sq} = -\lambda_2 |S_{isq}|^\rho \text{sign}(S_{isq}) - \int_0^t \beta_2 \text{sign}(S_{isq}) dt \quad (4.26)$$

4.4.3 Preuve de stabilité

Pour les lois de contrôle ST mentionnées, la stabilité peut être prouvée par le choix d'une fonction candidate de Lyapunov V_{nom} bien adéquate, comme proposé dans [120]:

$$V_{nom} = \beta |s| + \frac{1}{2} s^2 \quad (4.27)$$

Où S indique les surface de glissements, décrites ci-dessus. Pour prouver que ces fonctions convergent vers zéro en temps fini, le gradient de l'équation (4.27) doit être semi défini négative. Comme on peut remarquer que les systèmes dynamiques ci-dessus sont représentés comme modèle non déterministe du premier ordre:

$$\dot{x} = ax + bu + G \quad (4.28)$$

Où a est le coefficient d'amortissement, causé soit par le moment d'inertie J , soit par les inductances statoriques L_d et L_q , u est la grandeur de la régulation pour la boucle de la vitesse et les boucles de courant, donnée respectivement par T_{eref} , V_d , et V_q , G indique la perturbation externe du système. En supposant que la perturbation du système est bornée comme suit:

$$G < G_{max}|s|^{0.5} \quad (4.29)$$

De cette façon, et en remplaçant la commande par la forme proposée, le gradient de la fonction peut s'écrire comme:

$$\dot{V}_{nom} < \beta \cdot \text{sign}(s) \cdot (-\lambda|s|^{0.5} \text{sign}(s) + G_{max}|s|^{0.5}) \quad (4.30)$$

En choisissant $\lambda > G_{max}$, ce gradient est défini négatif, ce qui signifie que le système est asymptotiquement stable.

4.4.4 Modulation Vectorielle SVM pour la commande rapprochée de l'onduleur

Dans cette thèse on s'intéressera à la modulation vectorielle (SVM) pour le pilotage de l'onduleur de tension à deux niveaux. C'est une bonne alternative à la fameuse modulation naturelle (MLI). Elle est appliquée pour fixer la fréquence de commutation ainsi que pour diminuer l'oscillation du couple et de flux en régime établi. La technique SVM est basée sur la détermination d'un vecteur de tension de référence à partir de huit vecteurs de tension [121]. Ceci se fait selon une période de modulation T en appliquant deux vecteurs de tension adjacents et les vecteurs nuls V_0 et V_7 . On considère que T_i et T_{i+1} sont les temps d'application des vecteurs; leur somme doit être inférieure à la période T qui correspond à la fréquence de commutation (15 kHz).

T_1 et T_2 sont les temps d'application des vecteurs V_1 et V_2 respectivement, T_0 est la séquence de roue libre. Ensuite, on déduit V_{sa} et V_{sb} en projetant V_1 et V_2 comme suit:

$$V_{sa} = \frac{T_1}{T} V_1 + \frac{T_2}{T} V_2 \cos(60) \quad (4.31)$$

$$V_{sb} = \frac{T_2}{T} V_2 \sin(60) \quad (4.32)$$

4.5 Superviseur basé sur la Commande Robuste : Approche LPV

La deuxième approche de supervision utilisée pour la gestion d'énergie du système hybride est bien détaillée dans cette section, pour gérer adéquatement le flux de puissance dans les différents scénarios de fonctionnement (accélération/décélération et régime établie). Pour ce faire, le principe du control robuste, via le concept LPV est utilisé.

La philosophie de cette théorie est de concevoir un contrôleur robuste central $K(\rho)$, assurant une stabilité asymptotique globale d'un système linéaire affine, quelle que soit la variation des paramètres bornés (ρ). En supposant que paramètres variantes peuvent être calculées en temps réel, le gain de rétroaction $K(\rho)$ est alors évalué en fonction des 2^n sommets (vertexes) du système. L'objectif du superviseur proposé est de:

- Maintenir la tension de bus DC autour de 60 v avec une marge d'erreur de 5% quelle que soit la variation de la vitesse du moteur.
- Appliquer une séparation de fréquence aux sources d'énergie, où chaque source d'énergie doit fournir l'énergie en fonction de sa caractéristique. Cela aide à protéger la batterie contre les variations rapides et nocives du courant de décharge. Cette séparation de fréquence est obtenue grâce à un choix judicieux des fonctions de pondération associées à la conception de la commande H_∞ .
- Maintenir l'état de charge du super condensateur (image de sa tension) lentement variable autour de 70%, ce qui permet d'absorber et de fournir la puissance nécessaire pour répondre à la demande instantanée de la puissance du moteur.
- Contrôler les courants de chaque source du système. Ceci est possible grâce à l'utilisation de contrôleurs PI locaux.

4.5.1 Synthèse du contrôleur:

Cette section décrit en détail la procédure à suivre afin de synthétiser le contrôleur LPV qui coordonne les sources d'énergie du véhicule. Ce contrôleur est placé dans le contrôle du niveau supérieur qui génère les références des courants de source. La transformation fractionnaire linéaire (LFT) de contrôle est illustrée à la figure 4.8. Il comprend le système (Plant) $P(\rho)$, et le contrôleur de retour $K(\rho)$. Les entrées exogènes (w) se composent des points de consigne qui sont la tension du bus et des SC, respectivement $V_{DC,ref}$, $V_{SC,ref}$, et le courant du moteur au bus continu, quantifié comme perturbation I_{mot} .

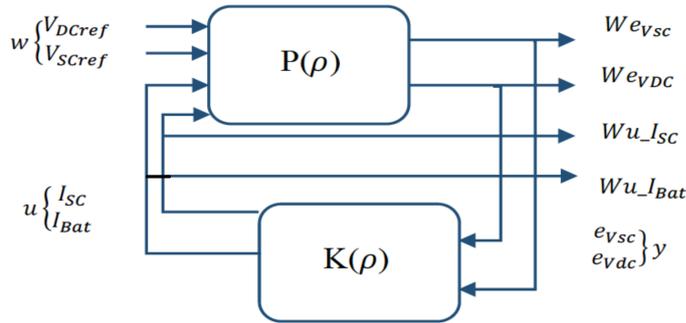


Figure 4.8: Représentation LFT du système LPV.

La sortie y rassemble les erreurs de poursuite des tensions V_{DC} et V_{SC} , tandis que les commandes délivrées par le contrôleur robuste sont les courants de référence des batteries et des SCs, respectivement $I_{Bat-ref}$ et I_{SC-ref} . Le vecteur de paramètres variantes adopté dans cette thèse est le rapport cycliques des deux convertisseurs statiques DC-DC associé à chaque source, $\rho = [\alpha_{batt} \alpha_{sc}]^T$. Le but du travail est d'assurer une robustesse du système le long de la variation des rapports cycliques entre leur fourchette tolérée $0.05 \leq \alpha \leq 0.95$.

La conception du contrôleur $K(\rho)$ est effectuée par la fameuse H_∞ loop shaping stratégie et dans laquelle les performances du contrôle sont définis via des filtres de pondération ; respectivement W_{e-DC} , W_{e-SC} et $W_{u-IBatt}$, W_{u-SC} . Ces quantités sont généralement choisies comme filtres passe-bas et passe-haut, selon l'objectif de chaque une. Pour assurer une régulation parfaite du V_{DC} et V_{SC} , les fonctions de pondération des performances sont choisies comme fonctions de filtre passe-bas:

$$\frac{1}{W_{eVDC}} = \frac{s + 0.5}{0.5s + 5000} \quad (4.33)$$

$$\frac{1}{W_{eVSC}} = \frac{s + 0.005}{0.5s + 5} \quad (4.34)$$

Où la dynamique peut être accordée par un choix approprié de la fréquence de la bande passante, respectivement $50rad/s$ et $100rad/s$.

Pour effectuer une séparation fréquentielle de puissance, les fonctions de pondération doivent bien choisies en conséquence. Dans ce contexte, il est demandé à la batterie de couvrir la demande de charge en régime permanent et par conséquent le modèle correspondant est un filtre passe-bas de premier ordre. En transitoire, et en raison de leur aptitude à couvrir la demande de charge en dynamique, les super condensateurs utilisent un filtre passe-haut de

premier ordre comme suit:

$$\frac{1}{Wu_{IBatt}} = \frac{s^2 + 25s + 1}{5s^3 + 5s^2 + 1} \quad (4.35)$$

$$\frac{1}{Wu_{ISC}} = \frac{s^2 + 30s + 1}{10s^3 + s^2 + 10s + 1} \quad (4.36)$$

Compte tenu des équations différentielles dynamiques, le modèle LPV du système peut être reformulé sous la forme suivante:

$$\dot{x} = Ax + B_1w + B_2(\rho)u \quad (4.37)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.38)$$

Avec: $x = [V_{DC} V_{SC}]^T$; $u = [I_{Batt} I_{SC}]^T$; $\rho = [\alpha_{batt} \alpha_{sc}]^T$; $w = I_{mot}$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_{DC}C_{DC}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{DC}} \\ 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_{Batt}}{C_{DC}} & \frac{\alpha_{SC}}{C_{DC}} \\ 0 & \frac{-1}{C_{SC}} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -R_{SC} \end{bmatrix}$$

Nous notons que les deux paramètres variables sont les deux rapports cycliques des convertisseurs, qui peuvent être calculés en temps réel et sont limités comme suit:

$$0.05 \leq \alpha_{Batt} \leq 0.95 \quad (4.39)$$

$$0.05 \leq \alpha_{SC} \leq 0.95 \quad (4.40)$$

Dans l'équation (4.37), la matrice d'entrée de la commande B2 dépend des paramètres, ce qui n'est pas cohérent avec la solution du problème de conception H_∞ pour les systèmes poly-topiques. Pour résoudre ce problème, un modèle d'espace d'état augmenté est réalisé en ajoutant un filtre passe-bas de premier ordre (voir figure 4.9), avec une bande passante large suffisante:

$$F : \begin{pmatrix} \dot{x}_f \\ u_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_f & B_f \\ C_f & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_c \\ u_c \end{pmatrix} \quad (4.41)$$

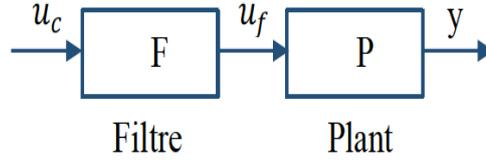


Figure 4.9: Conception linéaire du filtre.

Selon les équations (4.42), le système est maintenant représenté par une écriture affine. La conception du contrôleur poly-topique est établie en considérant l'ensemble convexe des paramètres variantes bornées $(\alpha_{batt}, \alpha_{sc})$.

$$\dot{x} = A(\rho_1, \rho_2)x + B_1w + B_2u_c \quad (4.42)$$

$$y = Cx \quad (4.43)$$

Le système augmenté s'écrit comme suit:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{Rdc.Cdc} & 0 & \frac{1}{abatt} & \frac{1}{asc} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{Csc} \\ 0 & 0 & -50 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -50 \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{CDC} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 50 \end{bmatrix}$$

Cette étape part d'une représentation affine des différentes matrices, en fonction des sommets 2^ρ .

$$A(\rho) = A_0(\rho) + \sum_{i=1}^4 \alpha_i(\rho)A_i \quad (4.44)$$

$$B(\rho) = B_0(\rho) + \sum_{i=1}^4 \alpha_i(\rho)B_i \quad (4.45)$$

$$C(\rho) = C_0(\rho) + \sum_{i=1}^4 \alpha_i(\rho)C_i \quad (4.46)$$

$$D(\rho) = D_0(\rho) + \sum_{i=1}^4 \alpha_i(\rho)D_i \quad (4.47)$$

Avec: $\sum_{i=1}^4 \alpha_i = 1$ et $\alpha_i(\rho) = \frac{\prod_{j=1}^2 |\rho_j - C(w_i)_j|}{\prod_{j=1}^2 |\bar{\rho}_j - \rho_j|} > 0$ Ou w_i sont les vecteurs du poly-tope qui correspondent aux sommets du box créée par les valeurs ρ . On peut définir $C(w_i)_j$ par:

$$C(w_i)_j = \begin{cases} \bar{\rho}_j s_i & w_i = \underline{\rho}_j \\ \underline{\rho}_j & \text{lecascontraire} \end{cases} \quad (4.48)$$

Avec: $\bar{\rho}_j = \max(\rho_j) = 0.95$ $\underline{\rho}_j = \min(\rho_j) = 0.95$ Le système LPV peut être reformulé sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2(\rho) \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ D_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

où y représente la sortie mesurée, w les entrées exogènes, z les sorties commandées et u les entrées de commande. Le contrôleur de rétroaction $K(\rho)$ correspondant est écrit sous la forme d'une relation linéaire des quatre sommets K_i , calculée par l'intermédiaire de la mise en forme de boucle H_∞ :

$$K(\rho) = \sum_{i=1}^4 \alpha_i(\rho) K_i \quad (4.50)$$

$$K_i = \begin{bmatrix} A_K(\pi_i) & B_K(\pi_i) \\ C_K(\pi_i) & D_K(\pi_i) \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

Comme on peut le remarquer, la synthèse du régulateur central $K(\rho)$ est une représentation affine des contrôleurs des quatres vertexes K_i .

Cette structure est exploitée pour atteindre la stabilité quadratique de Lyapunov, et satisfait les performances souhaitées par une analyse avec optimisation convexe sous contraintes LMI. Pour atteindre ces objectifs, on applique la norme L_2 donnée en (4.52) qui minimise en boucle fermée l'impact de l'entrée exogène (w) sur la sortie contrôlée (z):

$$\|F_l G(\rho), K(\rho)\| = \sup \frac{\|Z\|_2}{\|u\|_2} \leq \gamma \quad (4.52)$$

Selon [112], la sortie du contrôleur présenté en (4.50) doit résoudre l'ensemble des inégalités matricielles linéaires (LMI) (4.53) et (4.54) en minimisant entre-temps la mesure de performances γ .

$$0 > \begin{bmatrix} X A_j + B_{2j} C_2 & 0 & 0 & 0 \\ \widehat{A}_{kj}^T + A_j & A_j Y + B_{2j} C_{kj} & 0 & 0 \\ (X B_{1j} + \widehat{B}_{kj} D_{21})^T & B_{1j}^T & -I \gamma & \\ C_{1j} & C_{1j} + D_{12} \widehat{C}_{kj} & D_{11} & -I \gamma \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

$$0 < \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Avec

$$A_{k,j} = N^{-1}(A_{k,j} - XA_jY - B_{k,j}C_{2j}Y - XB_{2j}C_{k,j})M^T \quad (4.55)$$

$$B_{k,j} = N^{-1}\widehat{B}_{k,j} \quad (4.56)$$

$$C_{k,j} = \widehat{C}_{k,j}M^{-T} \quad (4.57)$$

Dans laquelle N et M sont deux matrices qui satisfèront:

$$I - XY = NM^T \quad (4.58)$$

Le control H_∞ est tout à fait justifié d'être utilisé dans la formulation en ce qui concerne les objectifs, tel que:

- Le premier objectif est de minimiser l'erreur de suivi des tensions de bus V_{DC} et V_{SC} quel que soit l'entrée de perturbation I_{mot} .
- Les fonctions de pondération associées à la formulation du contrôle H_∞ jouent un rôle majeur dans la séparation de fréquence exigée par le second objectif de ce contrôle.

Dans notre design du contrôleur robuste H_∞ , quatre fonctions de pondération ont été établi pour asservir le vecteur d'erreur et le vecteur d'entrée. Ces fonctions de pondération sont conçues en fonction des objectifs de contrôle. Ils sont affinés à l'aide de l'instruction (make weight), qui permet de spécifier la forme et l'ordre de chaque fonction de pondération. Tous ces paramètres ont été choisis d'une manière rigoureuse puisque cette sélection est la pièce maitresse de la conception du contrôle H_∞ . Il est enfin intéressant de souligner que le choix des fréquences de coupures des fonctions de pondération peuvent être l'objet d'une optimisation en minimisant la norme H_∞ ou L_2 [122].

4.5.2 Organigramme de l'algorithme LPV

En appliquant la stratégie proposée au système, un smart partage de puissance entre les sources concernées et le moteur de traction devrait être garanti. Dans le présent scénario, trois modes de fonctionnement, illustrés par la figure 4.10, décrivent le partage de la puissance en régime dynamique et en régime permanent, en fonction de l'évolution de la vitesse de référence du moteur et de la tension du SC.

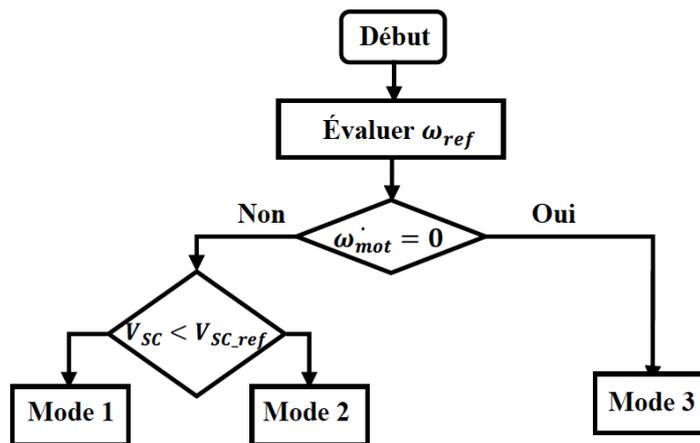


Figure 4.10: Diagramme de gestion de la puissance.

- **Mode1** : Dans ce mode, correspondant soit à l'arrêt du moteur, soit à l'augmentation de la vitesse du véhicule, la puissance appelée est couverte par les modules SCs, présentant en fait une densité de puissance élevée, alors que sa tension oscille légèrement autour d'une valeur de référence. Dans ce cas, un transfert de puissance bidirectionnel entre les batteries et les modules SCs se produit en fonction de l'évolution de la tension du SC.
- **Mode2** : Dans le second scénario, le véhicule électrique fonctionne en régime permanent, ce qui correspond à des références de vitesse constante. Le superviseur LPV permet aux batteries de couvrir la demande.
- **Mode3** : Pendant le mode de décélération, le superviseur LPV protège les batteries contre les surtensions soudaines de courant et effectue en conséquence un flux de puissance adéquat du mode régénératif pour charger les modules SC, en respectant les limites de tension du dispositif (voir figure 4.11).

Selon chaque mode de fonctionnement, le contrôle des convertisseurs DC-DC est ensuite effectué en mode courant via des boucles proportionnelles-intégrales (PI) classiques.

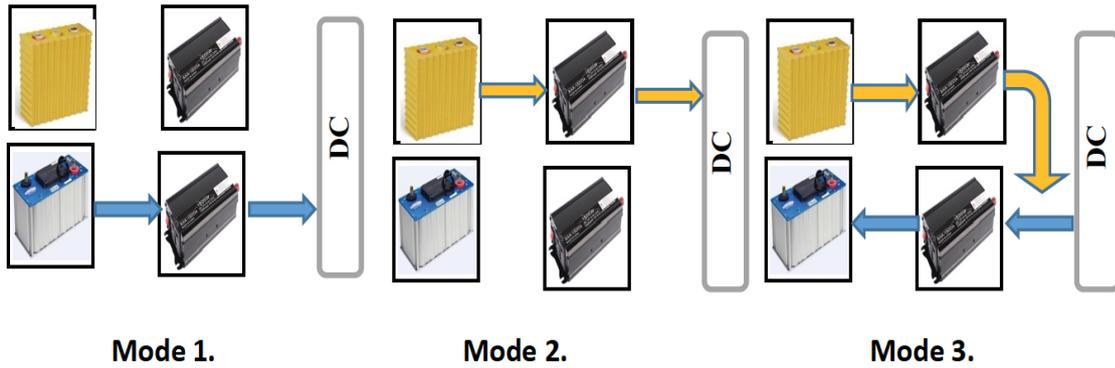


Figure 4.11: Flux de puissance.

4.6 Contrôle Back-Stepping du moteur de traction

Contrairement à la technique FOC appliqué à la MSAP, une commande DTC est proposée (figure 4.12). Pour pouvoir effectuer une DTC, le flux statorique de référence est fixé à 0.3 Wb, ainsi que la référence de couple est fournie par la boucle de régulation de la vitesse, l'objectif principal étant de réguler la vitesse du moteur selon un profil de vitesse variable. Pour ce faire, on définit l'erreur de poursuite de vitesse comme suit:

$$e_w = w_{ref} - w \quad (4.59)$$

On dérive l'équation (4.59) et on la remplace dans l'équation mécanique de la machine, on aura:

$$-\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J}[f.w + p(T_L - T_e)] \quad (4.60)$$

Afin de stabiliser la vitesse angulaire du rotor. Nous devons définir une fonction candidate de Lyapounov définie positive:

$$V = \frac{1}{2}e_w^2 \quad (4.61)$$

Sa dérivée dans le temps est:

$$\dot{V} = e_w e'_w \quad (4.62)$$

$$\dot{V} = \frac{e_w}{J}(f.w + p(T_L - T_e) + K_w J e_w) - K_w e_w^2 \quad (4.63)$$

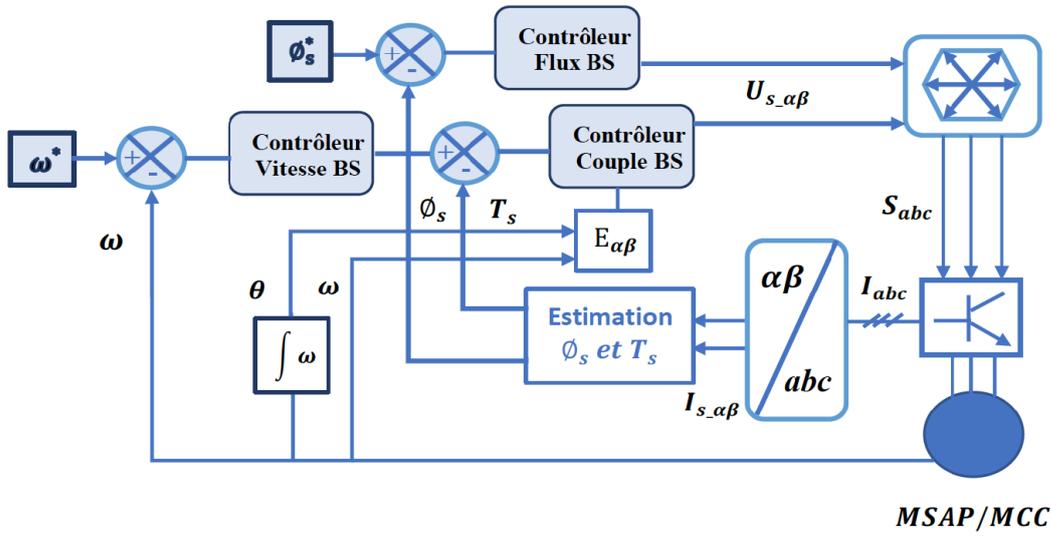


Figure 4.12: Schéma de la commande DTC-Back-Steeping du MSAP.

Avec K_w un gain positif. L'erreur de vitesse peut être mise à zéro, garantissant le gradient de la fonction V semi défini négatif, en définissant la fonction de stabilisation suivante:

$$T_e^* = \frac{1}{P}(f \cdot \omega + K_w \cdot J \cdot e_w) + T_L \quad (4.64)$$

$$\Phi^* = \Phi_{ref} \quad (4.65)$$

En remplaçant (4.63) par les références de couple et de flux, elle peut être simplifiée comme suit:

$$\dot{V} = -K_w e_w^2 < 0 \quad (4.66)$$

Puisque K_w positif, on peut dire que le contrôleur de vitesse est asymptotiquement stable. Afin d'effectuer le contrôle DTC, le couple et le flux doivent être réglés séparément, ce qui peut être fait si nous définissons les erreurs e_T et e_Φ comme suit :

$$e_T = T_e^* - T_e \quad (4.67)$$

$$e_\Phi = \Phi^* - \Phi \quad (4.68)$$

L'évolution des deux erreurs de poursuite est quantifiée par leurs termes de gradient, obtenus en dérivant les équations (4.67) et (4.68):

$$\dot{e}_T = \dot{T}_e^* - \dot{T}_e \quad (4.69)$$

$$e_{\Phi} = \Phi^* - \Phi \quad (4.70)$$

Où Φ^* est le flux nominal du stator, et T_e^* indique le couple électromagnétique de référence, donné par la boucle extérieure de la vitesse.

Après quelques manipulations mathématiques, à l'aide du résultat de la boucle de régulation de vitesse, ainsi que du modèle de la MSAP, le gradient du couple et les erreurs de suivi de flux sont finalement écrits dans le référentiel statorique ($\alpha - \beta$) comme suit [53]:

$$e_T = \frac{(f - K_w) \cdot J}{J \cdot p} [p(T_L - T_e) - f \cdot w] + \frac{3}{2} p \Phi_{s\alpha} \left[\frac{R_s}{L} i_{s\beta} + \frac{1}{L} E_{\beta} \right] + \Phi_{s\beta} \left[\frac{R_s}{L} i_{s\alpha} + \frac{1}{L} E_{\alpha} \right] - \frac{3}{2} p \left(i_{s\beta} - \frac{\Phi_{s\beta}}{L} \right) u_{s\alpha} + \frac{3}{2} p \left(i_{s\alpha} - \frac{\Phi_{s\alpha}}{L} \right) u_{s\beta} \quad (4.71)$$

$$e_{\Phi} = 2\Phi_{s\alpha} R_s i_{s\alpha} - 2\Phi_{s\beta} R_s i_{s\beta} - 2\Phi_{s\alpha} u_{s\alpha} - 2\Phi_{s\beta} u_{s\beta} \quad (4.72)$$

Afin d'assurer la stabilité asymptotique de l'ensemble du système, où les trois erreurs de suivi convergent vers zéro dans un temps fini, une fonction de Lyapunov candidate augmentée est définie comme:

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_w^2 + e_T^2 + e_{\Phi}^2) \quad (4.73)$$

Pour atteindre cet objectif, le gradient de la fonction de Lyapunov V_2 doit être semi négatif défini.

$$\dot{V}_2 = e_w \dot{e}_w + e_T \dot{e}_T + e_{\Phi} \dot{e}_{\Phi} \quad (4.74)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -K_w e_w^2 + e_T \frac{f - K_w \cdot J}{J \cdot p} [p(T_e - T_L) - f \cdot w] + \frac{3}{2} p \Phi_{s\alpha} \left[\frac{R_s}{L} i_{s\beta} + \frac{1}{L} E_{\beta} \right] \\ & + \Phi_{s\beta} \left[\frac{R_s}{L} i_{s\alpha} + \frac{1}{L} E_{\alpha} \right] - \frac{3}{2} p \left(i_{s\beta} - \frac{\Phi_{s\beta}}{L} \right) u_{s\alpha} + \frac{3}{2} p \left(i_{s\alpha} - \frac{\Phi_{s\alpha}}{L} \right) u_{s\beta} + K_T e_T \\ & + e_{\Phi} (2\Phi_{s\alpha} R_s i_{s\alpha} + 2\Phi_{s\beta} R_s i_{s\beta} - 2\Phi_{s\alpha} u_{s\alpha} - 2\Phi_{s\beta} u_{s\beta} + K_{\Phi} e_{\Phi}) - K_T e_T^2 - K_{\Phi} e_{\Phi}^2 \end{aligned} \quad (4.75)$$

Par un choix adéquat d'une fonction de gradient sélectionnée V_2 , assurant la stabilité asymptotique, la loi de contrôle est facilement déduite en égalisant les équations (3.74) et

(3.75):

$$\begin{aligned}
u_{s\alpha} = & \left[\frac{1}{\Phi_{s\beta}(i_{s\beta} - \frac{\Phi_{s\beta}}{L}) + \Phi_{s\alpha}(i_{s\alpha} - \frac{\Phi_{s\alpha}}{L})} \right] \frac{2\Phi_{s\beta}(f - K_w \cdot J)}{3 \cdot J \cdot p^2} [p(T_e - T_L) - f \cdot w] \\
& - \Phi_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \left[\frac{R_s}{L} i_{s\beta} + \frac{1}{L} E_\beta \right] + \Phi_{s\beta}^2 \left[\frac{-R_s}{L} i_{s\alpha} + \frac{1}{L} E_\alpha \right] \\
& + (i_{s\alpha} - \frac{\Phi_\alpha}{L}) \left[\Phi_{s\alpha} R_s i_{s\alpha} + \Phi_{s\beta} R_s i_{s\beta} + \frac{1}{2} K_{\Phi e \Phi} \right] + \frac{2\Phi_{s\beta}}{3 \cdot p} K_{TeT}
\end{aligned} \tag{4.76}$$

$$\begin{aligned}
u_{s\beta} = & \left[\frac{1}{\Phi_{s\alpha}(i_{s\alpha} - \frac{\Phi_{s\alpha}}{L}) + \Phi_{s\beta}(i_{s\beta} - \frac{\Phi_{s\beta}}{L})} \right] \frac{2\Phi_{s\alpha}(f - K_w \cdot J)}{3 \cdot J \cdot p^2} [p(T_e - T_L) - f \cdot w] \\
& - \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta} \left[\frac{R_s}{L} i_{s\alpha} + \frac{1}{L} E_\alpha \right] + \Phi_{s\alpha}^2 \left[\frac{-R_s}{L} i_{s\beta} + \frac{1}{L} E_\beta \right] \\
& + (i_{s\beta} - \frac{\Phi_\beta}{L}) \left[\Phi_{s\beta} R_s i_{s\beta} + \Phi_{s\alpha} R_s i_{s\alpha} + \frac{1}{2} K_{\Phi e \Phi} \right] + \frac{2\Phi_{s\alpha}}{3 \cdot p} K_{TeT}
\end{aligned} \tag{4.77}$$

4.7 Conclusion

Dans le présent chapitre, une description explicite des approches de commande a été représentée, qui permettent un smart partage de puissance du système hybride. En fait, ses algorithmes de contrôle pourront une fois implémentés de gérer les quantités de puissances fournies par chaque source, ainsi qu'un pilotage adéquat de la partie traction du véhicule électrique.

RESULTATS ET DISCUSSION

Sommaire

	Page
5.1 Introduction	85
5.2 Présentation de la maquette expérimentale réalisée	85
5.2.1 Carte dSPACE dS1104	86
5.2.2 Liaison Semikron-dSPACE	87
5.2.3 Capteurs	88
5.3 Validation expérimentale	88
5.3.1 Superviseur basé sur la logique floue	88
5.3.2 Superviseur LPV	94
5.4 Étude comparative	97
5.5 Conclusion	99

5.1 Introduction

L'objectif de ce quatrième chapitre est de valider expérimentalement les algorithmes de contrôle développés dans cette thèse. Ils sont associés aux stratégies de gestion de l'énergie du système hybride ainsi que la partie motorisation du véhicule. Cette validation est basée sur l'association d'un système de stockage hybride (batterie/SC) avec une MSAP couplé avec une machine à courant continu utilisé comme émulateur de la partie traction du VE. Trois différents convertisseurs ont été utilisés pour valider ces lois de contrôle, où ces derniers ont été implémentés sur un système de temps réel de type dSPACE. Finalement, les algorithmes proposés sont comparés en termes de performances.

5.2 Présentation de la maquette expérimentale réalisée

La maquette des essais expérimentaux illustrée dans la figure 5.1 est construite dans le laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB). Les essais sont menées sur un système à échelle réduit pour valider en temps réel les algorithmes de contrôle développés dans cette thèse, où tous les données sont présentées dans l'annexe. Elle se compose principalement de:

- Deux batteries RITAR (12V, 100Ah) AGM connectées au bus continu via un convertisseur Buck-Boost biphasé entrelacé. Ce dernier est composé de deux modules IGBT SKM50GBGB123 commutés à une fréquence de 15 kHz.
- Deux modules de SC de la firme Maxwell (58F, 16V) reliés au bus continu par un convertisseur conventionnel Buck-Boost.
- Une machine synchrone didactique de 300 W couplé avec une machine à courant continu émulant la partie traction. Ce groupe motopulseur est alimenté par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux qui est lié aux bornes du bus continu.
- Les algorithmes de contrôle sont implémentés avec deux cartes dSPACE 1104 d'instruments Texas, avec un DSP TMS32F240, et en utilisant le package MATLAB-Simulink.

1-13: Ordinateur pour la supervision (control desk), 2-12: Carte dSPACE 1104, 3-4: Batteries, SCs, 5: Capteurs de courant et de tension, 6: Inductances, 7-8: Convertisseur Buck-Boost Buck-Boost entrelacé, 9: Charge résistive, 10: MSAP-MCC, 11: Onduleur de tension.

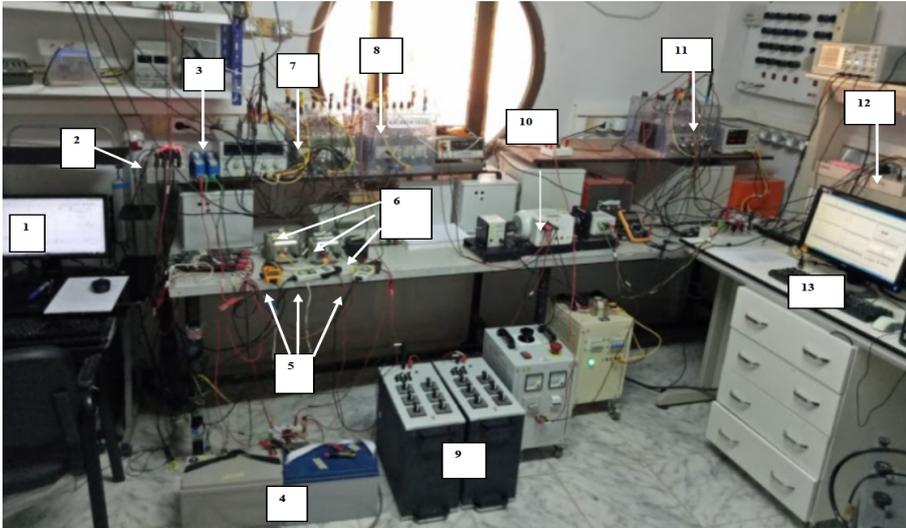


Figure 5.1: Maquette expérimentale.

5.2.1 Carte dSPACE dS1104

Le processeur principal du DS1104 est le MPC8240 avec un noyau PowerPC 603e de 250 MHz. Il dispose d'une mémoire de 32 Mo de type DRAM synchrone (SDRAM) et d'un flash de démarrage de 8 Mo pour les applications. Il est caractérisé par 8 convertisseurs analogique-numérique (ADC) (4 en 16 bits, 4 en 12 bits), 8 convertisseurs numérique-analogique (DACs) avec 16 bits qui peuvent fournir une tension analogique entre 10V et +10V, une liaison série de type RS232 et RS 245, 2 encodeurs incrémentaux, 20 entrées/sorties numériques, un DSP esclave (TMS320F240) et 3 timers 32 bits indépendants. L'architecture de la DS1104 est présentée sur la figure 5.2.

L'algorithme de contrôle est mis en œuvre avec une carte dSPACE 1104 de Texas Instrument avec un DSP TMS320F240 à 20 MHz d'horloge. La sortie des capteurs de mesure des signaux sont envoyés aux convertisseurs analogique-numérique de la DS1104. Le système de commande développé est compilé sous Matlab-Simulink, et un interfaçage graphique (Control Desk) permet de visualiser en temps réel l'évolution de toutes les grandeurs, ainsi que la variation en temps réel des différents gains de commande.

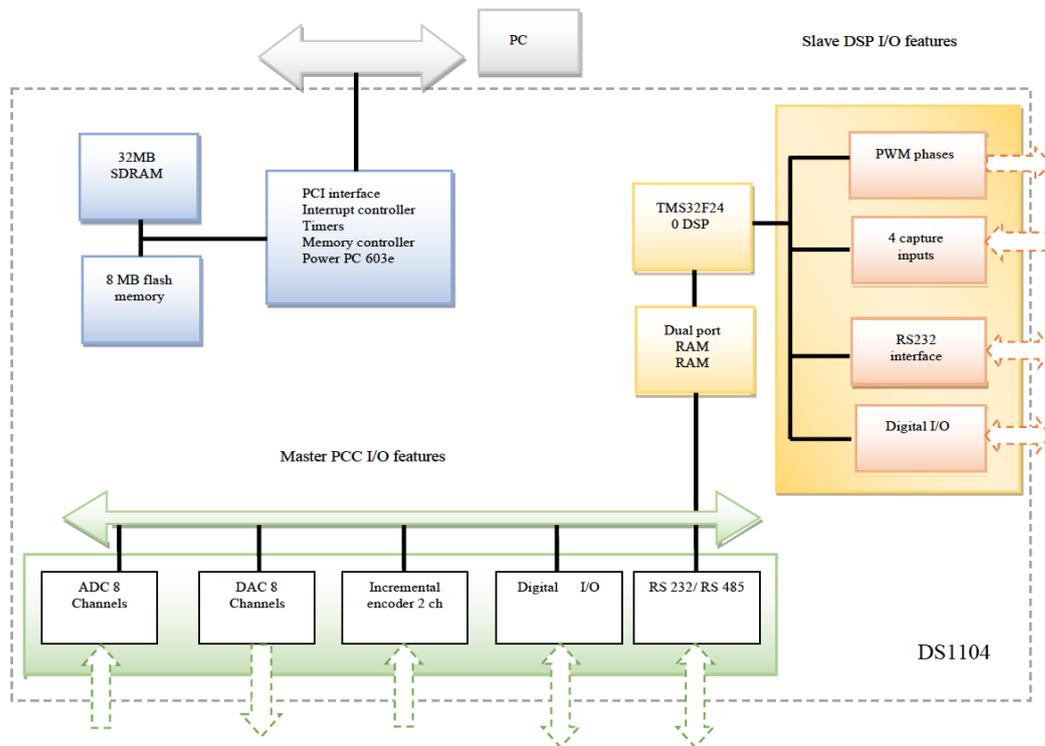


Figure 5.2: Carte dSPACE dS1104.

5.2.2 Liaison Semikron-dSPACE

La connexion entre la carte dSPACE et les convertisseurs de puissance est réalisée par une carte d'interface qui adapte les niveaux des signaux de commande. Les différents courants et tensions sont mesurés respectivement par les capteurs à effet Hall LA25NP et LV25P. L'acquisition des grandeurs du système est obtenue via le logiciel Control Desk qui permet de sauvegarder facilement les résultats obtenus au format MATLAB.

Le circuit de commande d'un IGBT reçoit en entrée des signaux logiques d'ouverture et de fermeture de niveau de tension (0/15V). D'autre part les signaux des ports dSPACE disposent des signaux au format TTL (0/5V). Pour permettre le verrouillage des interrupteurs de l'onduleur, une carte d'interfaçage a été utilisée permettant d'adapter ces signaux aux niveaux logiques du driver SKHI22. Pour cela, un circuit de portes NAND a été utilisé (74LS00) qui garantit une faible influence parasite entre ces éléments. Ce circuit est cascadié par un étage d'élévation de niveau de tension en exploitant le circuit 74LS17, constitué de six inverseurs à collecteur ouvert.

5.2.3 Capteurs

Les courants sont mesurés par des capteurs de courant de référence LEM LA25-NP de l'entreprise LEM. De façon analogue, les tensions sont mesurées par des capteurs de tension de référence LV-25P de l'entreprise LANCLOIS. Ce sont en fait des capteurs à effet hall, basés sur la mesure des champs magnétiques issus des courants électriques. Les signaux de mesure sont filtrés en utilisant un filtre passe bas de 4 ème ordre de type shypychev. Avant que les signaux de mesure soient utilisées dans les algorithmes de controle, ils sont ajustés en gain afin d'adapter la plage de la tension d'entrée du convertisseur analogique-numérique. Ces gains seront pris en compte dans le programme (RTI).

5.3 Validation expérimentale

5.3.1 Superviseur basé sur la logique floue

Dans le présent travail, un profil de vitesse de référence est illustré dans les figures (5.3). Il est choisi comme entrée principale du système, émulant un cycle de roulage urbain à échelle réduit. La courbe de vitesse se compose de trois modes différents: un mode d'accélération, entre [0-2s],[5-6s],[10.3- 12.3s],[10.3- 12.3s], un mode à vitesse constante, entre [2-3.3s],[6-8.3s] et[12.3-14.3s], et un mode de décélération entre [3.3-3.8s],[8.3-8.8s] et[14.3-17.5s]. Le but de choisir ce profil de vitesse variable est d'évaluer clairement les performances des algorithmes développés.

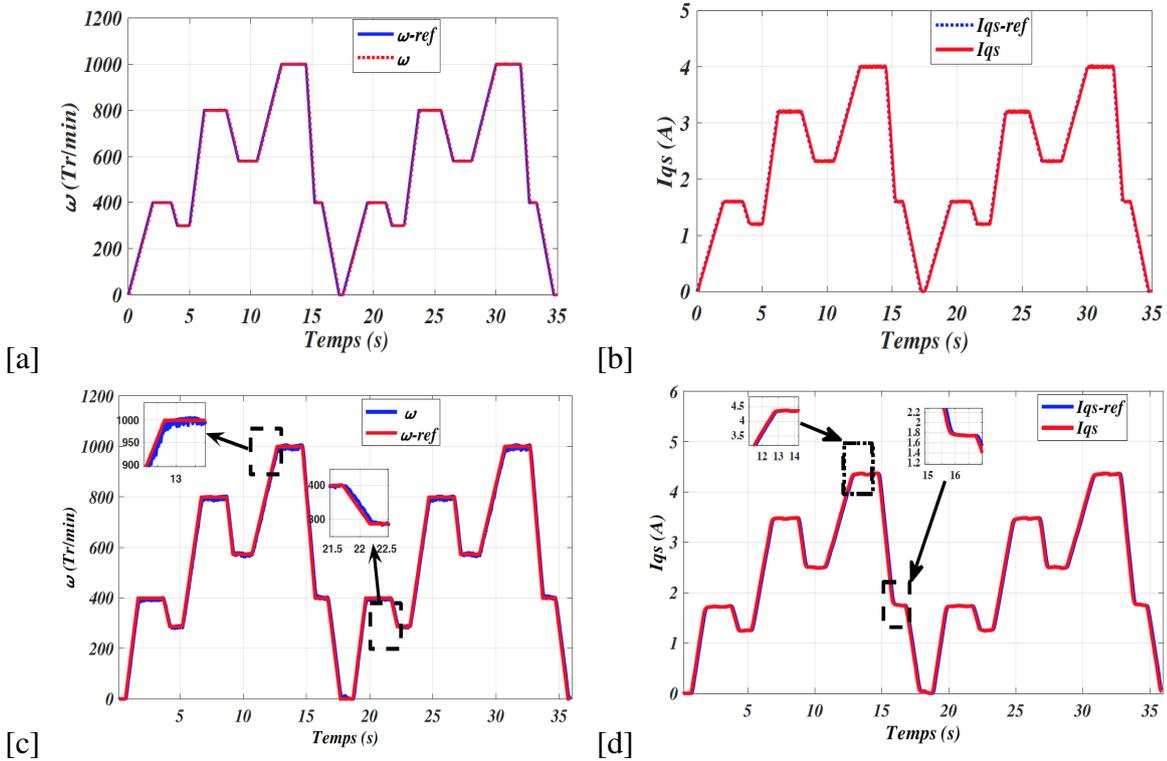


Figure 5.3: **Simulation:** a) Vitesse du moteur, b) Courant en quadrature statorique, **Expérimentation:**c) Vitesse du moteur, d) Courant en quadrature statorique.

Les résultats expérimentaux montrent clairement que la vitesse du moteur suit parfaitement sa référence, avec un dépassement et une erreur statique pratiquement nuls. Cependant, on observe un excellent suivi même dans les régimes dynamiques à $t=5s$ et $t=10s$ de 300 à 800 tr/min et de 580 à 1000 tr/min dans les cas d'accélération rapide, ainsi que des décélérations, à ($t=14 s, t=16 s$). Le couple électromagnétique est représenté par son courant statorique en quadrature I_{qs} , ce dernier est l'image du courant de charge demandé par la partie traction.

On remarque un découplage idéal entre le couple et le flux statorique, où le courant direct I_{ds} (voir figure 5.4) est maintenu égal à zéro quelles que soient les variations de vitesse, alors que la composante en quadrature suit l'évolution de la vitesse. Autrement dit, la philosophie du control vectoriel est bien respectée. De plus, on constate que le contrôleur ST introduit pour les courants s'avèrent d'une robustesse remarquable, où l'évolution des composantes de courant statorique direct et en quadrature I_{ds}, I_{qs} suivent parfaitement leur référence dans le temps. Il faut aussi souligner que l'utilisation de l'approche SVM réduit considérablement le phénomène du chattering, où les courants statoriques présentent des formes sinusoïdaux. La figure 5.5 montre les courbes du courant statorique sur le côté moteur, ainsi que leur zoom. Une remarque, est que la valeur crête du courant suit de manière proportionnelle l'évolution du

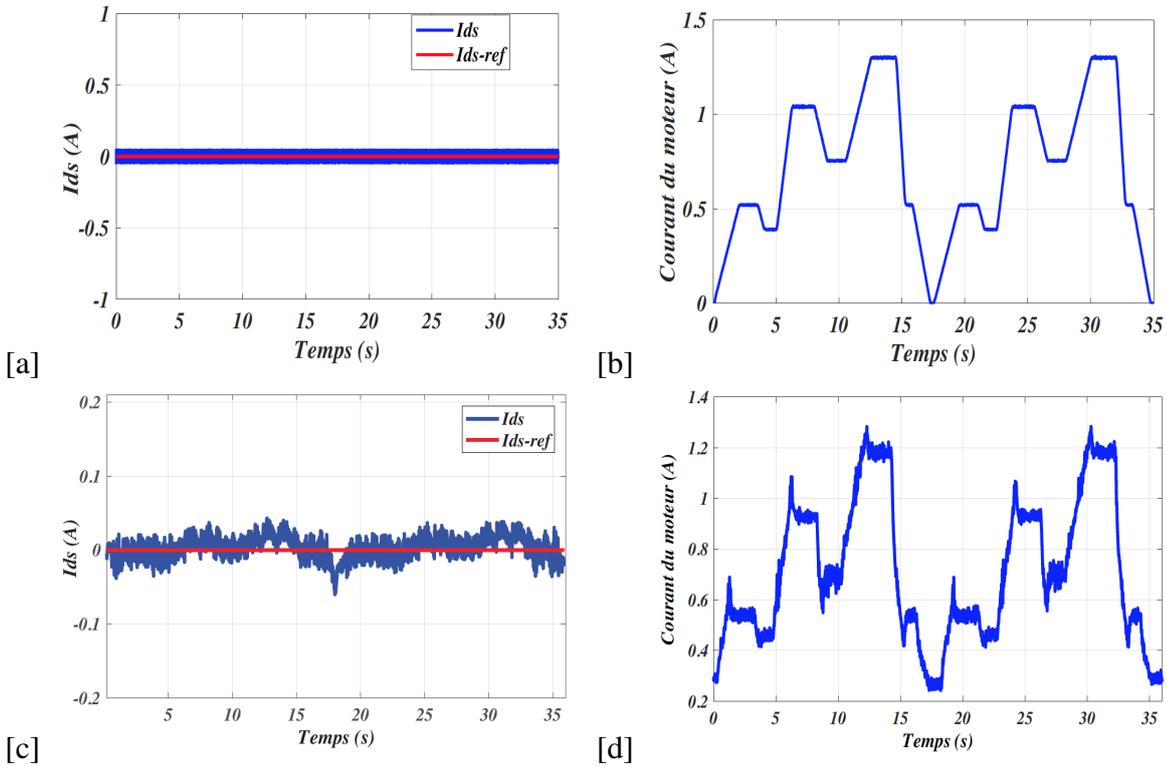


Figure 5.4: **Simulation:** a) Courant en direct statorique, b) Courant du moteur, **Expérimentation:**c) Courant en direct statorique, d) Courant du moteur .

courant moteur, aussi bien sa fréquence, elle dépend directement de la vitesse de rotation du moteur. Enfin, les courants statoriques présentent une forme d’onde sinusoïdale parfaite avec un faible facteur de distorsion harmonique totale (THD) (6,59 %). Dans le but d’évaluer les

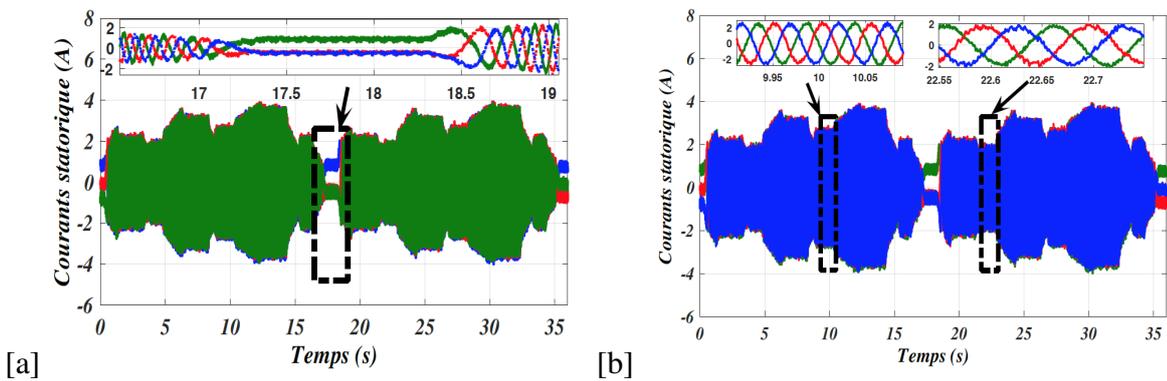


Figure 5.5: Courants Statoriques: a) Simulation, b) Expérimentation.

performances du superviseur de l’énergie flou, le courant du moteur coté bus continu représente la première entrée de l’algorithme de gestion de l’énergie, émulant de la charge à tout régime.

En analysant la forme, il se compose de nombreux fronts ascendants et descendants qui sont l'image du profil de vitesse choisi.

Dans un premier temps, on se concentrera sur la réponse transitoire du système, lorsque le courant moteur augmente brusquement à ($t = 6,3$ s, $12,3$ s), le SC réagit immédiatement pour couvrir cet accélération et fournit la demande de puissance transitoire dans un temps court voir (figure 5.6). Tandis que la batterie, et via une règle floue bien choisie, fournit lentement une puissance pour ajuster la tension de le SC à sa valeur de référence (25V).

Tant que le SC continue à fournir de la puissance au moteur pendant son accélération, sa tension chute significativement surtout dans le cas d'une augmentation de vitesse aigue. Ceci doit être remédié par un bon choix des règles floues afin que la batterie puisse fournir la puissance adéquate qui recharge le SC à sa tension de référence (voir figures 5.6 et 5.7).

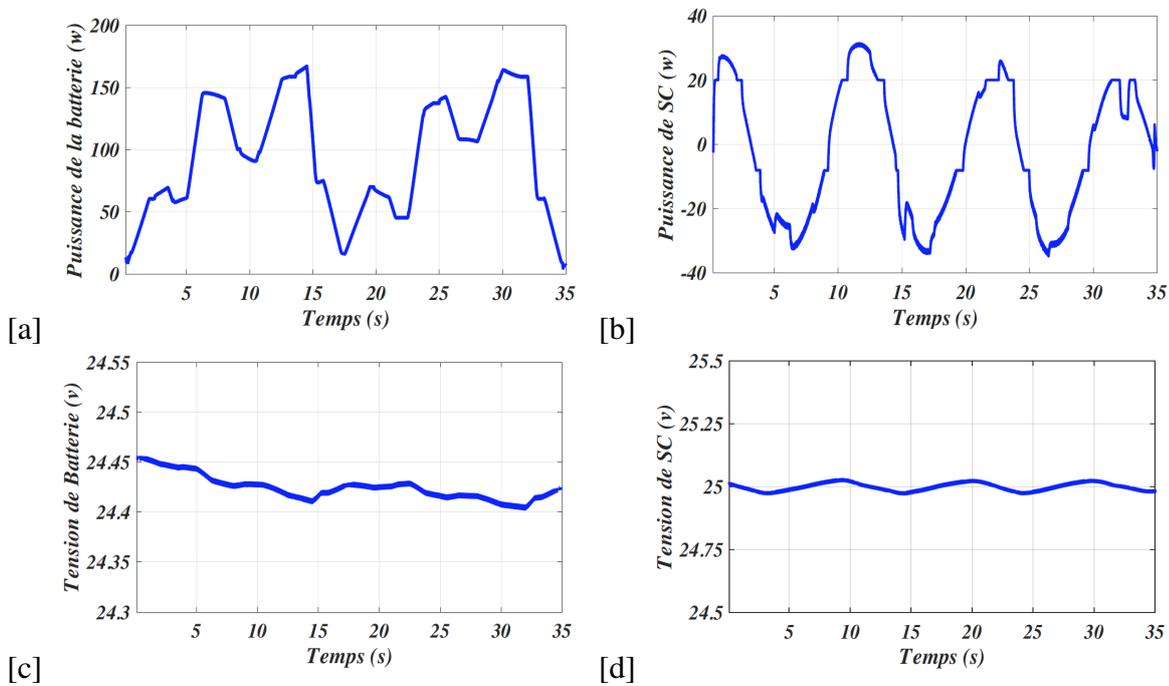


Figure 5.6: **Simulation:** **a)** Puissance de la Batterie, **b)** Puissance de la SC, **c)** Tension de batterie, **d)** Tension de la SC.

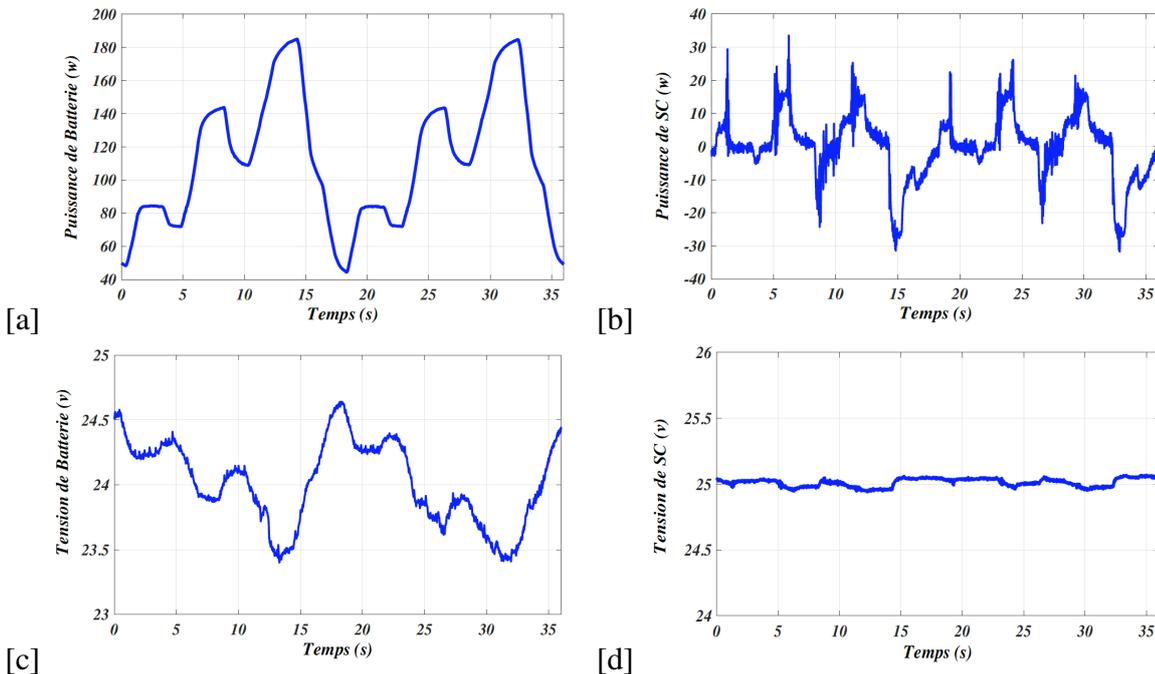


Figure 5.7: **Expérimentation:** **a)** Puissance de la Batterie, **b)** Puissance de la SC, **c)** Tension de batterie, **d)** Tension de la SC.

Contrairement à ce scénario, où l'on constate une décélération respectivement à $t=14s$, et $t=16s$, le SC se recharge par une puissance négative récupéré lors du freinage. Le SC continua à se recharger avec une puissance négative jusqu'à ce que le moteur accélère une autre fois (mode d'accélération). Dans cet état, si les modules des SCs ne sont pas bien réglés avant qu'un autre mode de fonctionnement ne soit activé, le superviseur floue passe à un autre mode de charge par les batteries. Ces deux modes assurent la régulation de la tension du SC autour de son point de consigne.

Pendant tout le profil de vitesse, une séparation fréquentielle de puissance est effectuée, où le banc des batteries délivre la composante continue de la puissance demandée, alors que les modules des SCs couvre les courants transitoires.

La troisième performance du superviseur consiste dans la bonne régulation de la tension de bus continu à sa valeur de référence (75 V) malgré les variations du courant moteur (accélération/décélération) voir (figure (5.8)). La régulation de bus continu permet un écoulement total de la puissance du système hybride vers le moteur. Ces résultats prouvent l'efficacité de la régulation de tension de bus continu et celle du SC sans utiliser aucuns contrôleurs supplémentaires, mais seulement par un choix rigoureux des fonctions d'appartenances fournies au superviseur floue. Enfin, la figure (5.9) présente les état de charge des deux sources concernées. On observe clairement que l'état de charge du SC est maintenu constant autour d'un point

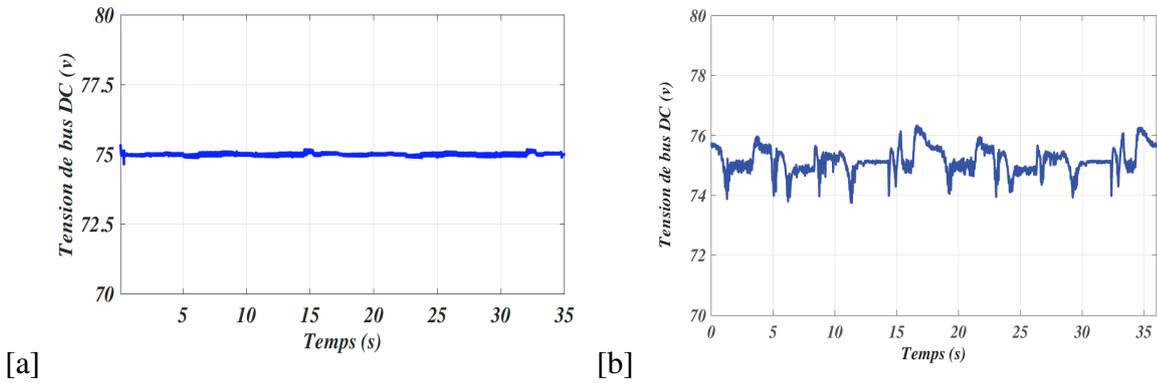


Figure 5.8: Tension de bus DC: **a)** Simulation, **b)** Expérimentation.

optimal (70%), grâce à la régulation de tension de cette dernière, tandis que l'état de charge de la batterie diminue légèrement autour de 79%.

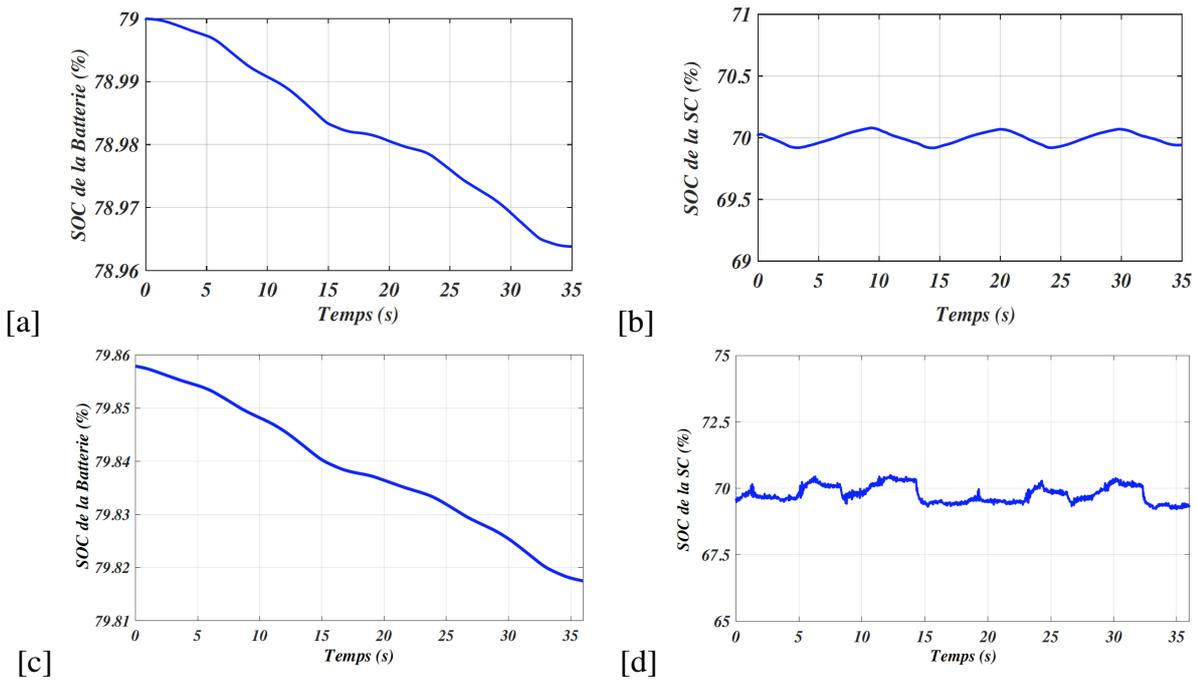
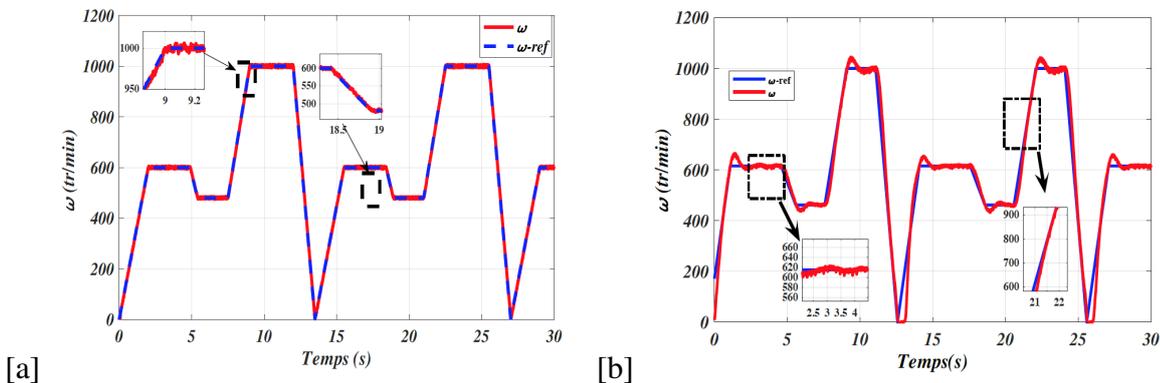


Figure 5.9: Etat de charge de la batterie: **a)** Simulation, **b)** Expérimentation, **Etat de charge de la SC: c)** Simulation, **d)** Expérimentation.

5.3.2 Superviseur LPV

Pour permettre une lecture plus facile des résultats expérimentaux obtenus, un profil de vitesse variable a été appliqué (voir figure 5.10), contenant des accélérations répétitives pendant la fenêtre temporelle [0-2.5s],[7.5-9s], puis des vitesses constantes entre[2.5-5s],[5.5-7.5s],[9-12s] et enfin plusieurs ralentissements entre[5-5.5s],[12-14 s] (voir figure 5.10). L'évaluation de la technique de contrôle inspirée de la commande robuste proposée est présentée sous forme des résultats de simulations et d'expérimentation.



Au cours du profil de vitesse, on peut extraire les remarques suivantes: Pendant le premier intervalle, où le VE accélère de 0 à 600 tr/min, la vitesse du moteur suit correctement la vitesse de référence pendant l'état transitoire. Une fois que la vitesse de référence atteint le mode constant, un petit dépassement sur la période de temps est remarqué, Ceci peut s'expliquer par le choix des gains de contrôle du Back-Stepping K_w , K_T et K_Φ , donnés dans le chapitre précédent. Il est important de vérifier qu'après une série de tests, ces gains sont adoptés et ils seront donnés en annexe.

Il est bien de noter ici que tout gains positifs assurent la convergence, alors que l'augmentation de ses valeurs améliorent la rapidité. Pendant les périodes restantes, où on a prévu un mode de fonctionnement à décélération constante et rapide, on en déduit les mêmes remarques, ce qui prouve par conséquent l'efficacité de la technique de régulation retenue.

En analysant la forme du profil de vitesse, il se compose de nombreuse variations de vitesse (accélération, vitesse constante et décélération). Dans un premier temps, on se concentrera sur la réponse transitoire du système. Il est possible d'évaluer le perfectionnement de la stratégie de gestion de l'énergie de ce système hybride sous l'égide du superviseur LPV proposé en traçant la tension de bus continu et de la tension du SC dans la figure 5.11.

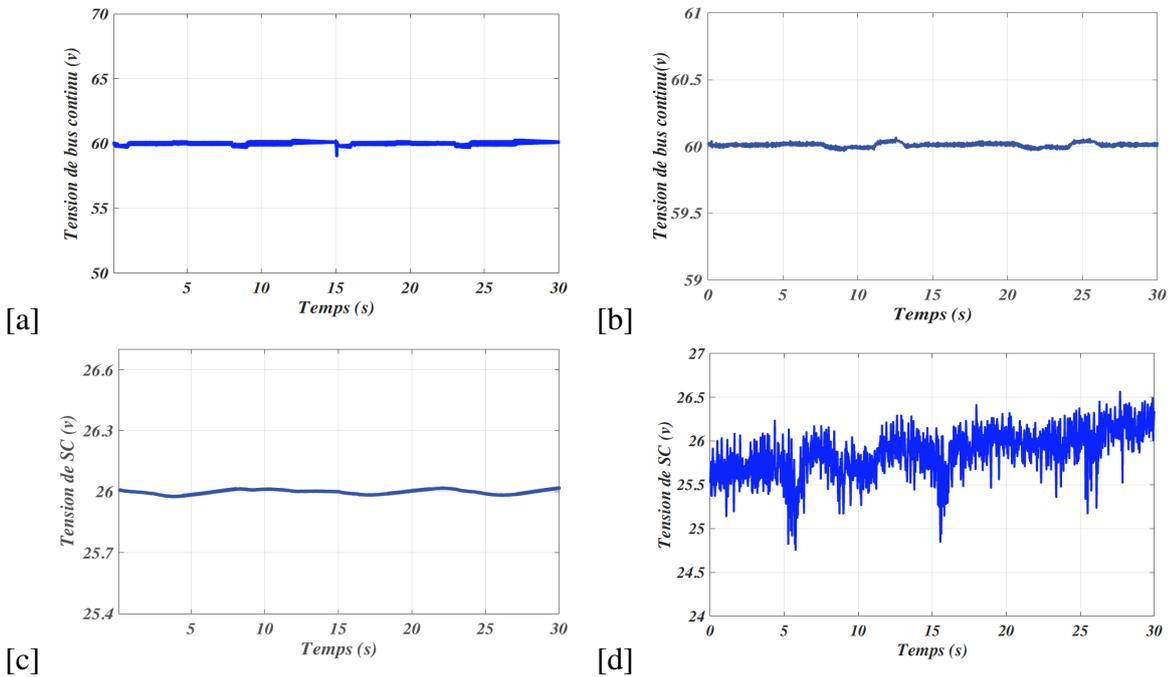


Figure 5.11: Tension de Bus DC **a)** Simulation, **b)** Expérimentation. Tension de la SC **c)** Simulation, **d)** Expérimentation.

On pourra conclure qu'il est capable de réguler à la fois la tension du bus continu, la tension du SC et d'effectuer à la fois la répartition de l'énergie entre les deux sources sollicitées. Comme on peut le voir, le superviseur LPV a réussi, grâce à ces fonctions de pondération adéquates, à maintenir les tensions de bus continu et la tension du SC autour de leurs valeurs de consigne, qui sont 60V et 26V respectivement et ça sans utiliser aucun contrôleurs supplémentaires.

Le choix des fonctions de pondération doit être lié à la dynamique des sources. La tension de bus continu est assurée la plupart du temps par la batterie et c'est la raison pour laquelle elle est plus lente par rapport à la régulation de la tension du SC, avec une fréquence de coupure inférieure à 100 fois par rapport à celle du SC.

Pendant que le moteur accélère à ($t = 0$ s et 7 s), le SC réagit immédiatement et fournit la demande de l'énergie transitoire en peu de temps, tandis que la batterie fournit lentement le courant moyen pour ajuster la tension du SC à sa valeur de référence (26V). Contrairement à ce scénario, où l'on constate une décélération à $t = 22$ s et $t = 25$ s, la tension du SC se recharge par un courant négatif lors du processus de freinage.

Si la tension du SC est supérieure à sa référence $V_{SC,ref}$, le superviseur LPV passe à un autre mode, pour permettre à la batterie de fournir la composante continu du courant de charge, alors que les modules SCs fournissent des courants transitoires positifs jusqu'à ce qu'ils soient déchargés à la tension de référence imposée.

Pendant les instants [0s, 7s et 20s, la batterie fournit le courant moteur nécessaire et régule la tension du SC entre-temps, ce qui correspond au premier mode de fonctionnement. Ces trois modes assurent la régulation de sa tension.

Pendant les instants [5s, 12s, et 25s], où le moteur demande un faible courant à cause de la faible vitesse du moteur, le courant de la batterie est réduit à la valeur (2.5 A). Dans ce cas, le SC n'est pas chargé par les batteries et il est rechargée seulement par le courant de décélération. Pendant la dernière période du profil [7.5s-10s], le courant de la batterie reste faible, tandis que les SCs fournissent un courant positif. Le système passe alors au dernier mode. Dans ce cas, le courant demandé par les SCs reste positif jusqu'à ce que sa tension chute sous la tension de référence pour revenir au mode 1.

Le courant de la source principale I_{Bat} est divisé en deux phases afin de protéger le convertisseur en cas de forte demande du moteur, ces deux courants sont parfaitement similaires et ils sont inverses à la tension de la batterie, on peut visualiser que la batterie fonctionne dans une région de tension optimale (24 v), ce qui prolonge sa durée de vie (voir figure 5.13).

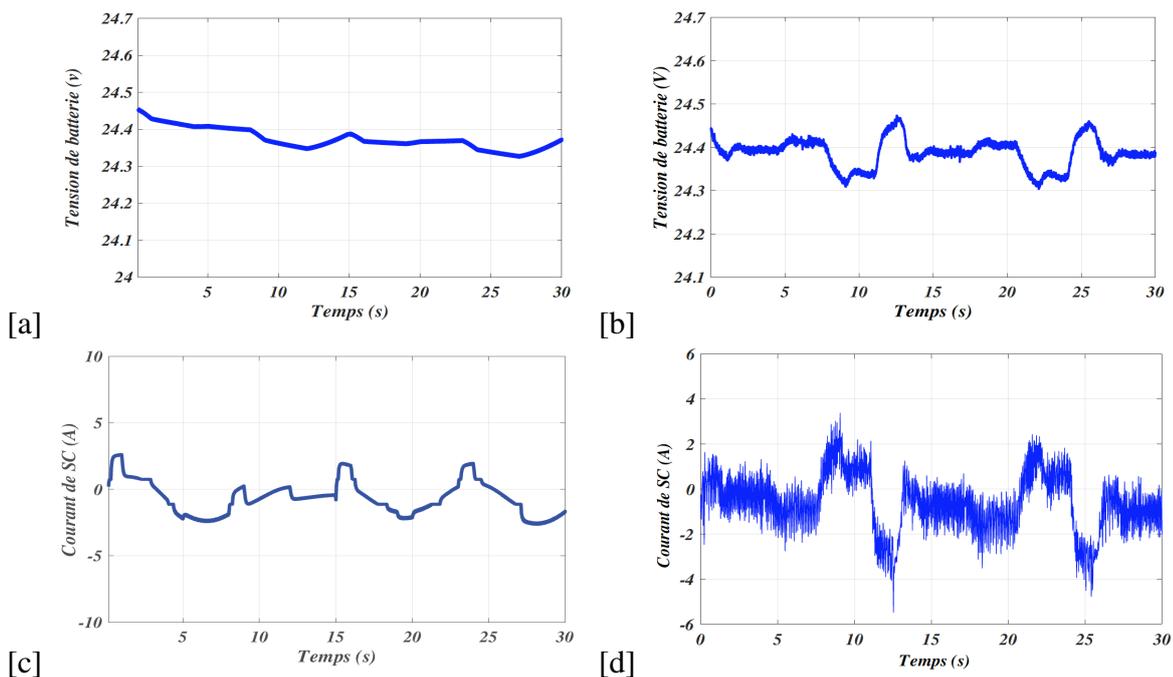


Figure 5.12: Tension de la Batterie **a)** Simulation, **b)** Expérimentation. Courant de la SC **c)** Simulation, **d)** Expérimentation.

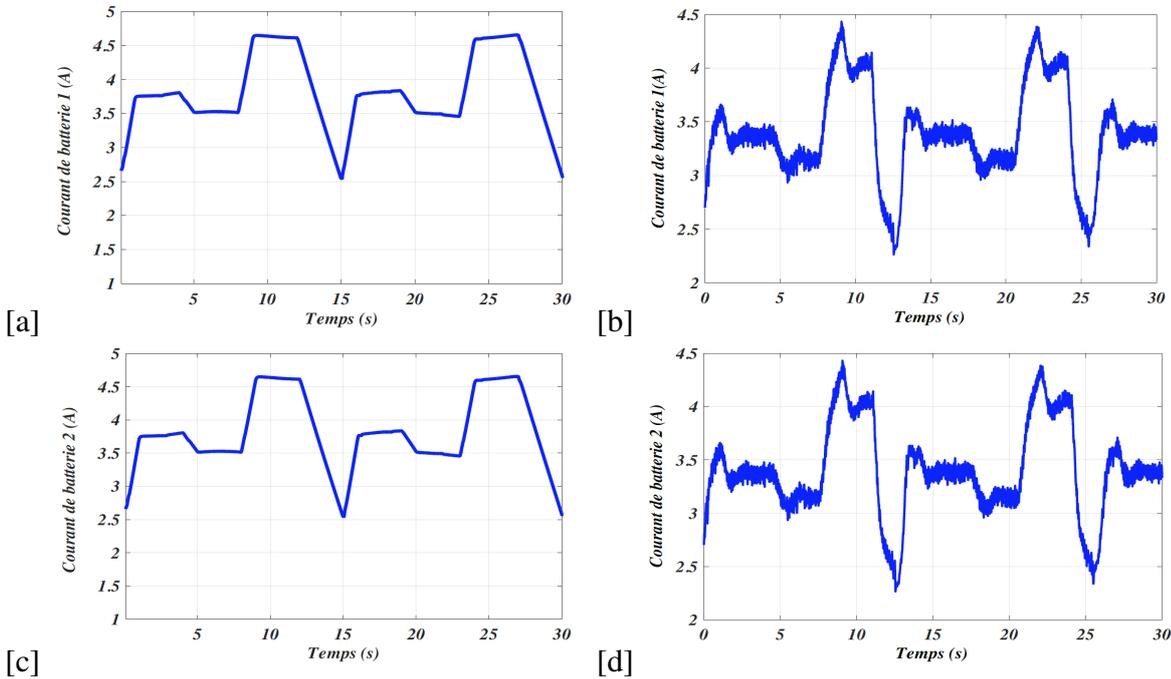


Figure 5.13: Courant de la Batterie (Ph1) **a)** Simulation, **b)** Expérimentation. Courant de la Batterie (Ph2) **c)** Simulation, **d)** Expérimentation.

5.4 Étude comparative

Les SGE sont principalement basés sur la répartition de la puissance tout en respectant les propriétés dynamiques de chaque source. Cependant, avec le développement de la théorie de contrôle et de l'intelligence artificielle, les scientifiques doivent s'adapter à cette évolution en impliquant ces deux aspects dans les VE. Par conséquent, une compréhension précise des modes de fonctionnement des sources facilite le choix d'un algorithme approprié et évite la complexité du système. Dans cette sous-section, une étude comparative sera réalisée, incluant certains critères mentionnés dans les deux techniques proposés précédemment. La comparaison porte sur la robustesse du superviseur, la vitesse de suivi, le partage de l'énergie, la complexité de la mise en œuvre et les capteurs nécessaires.

Afin de tester la vitesse de suivi de ces deux algorithmes, deux critères principaux sont calculés :

- Le "hit count", qui correspond au nombre de fois où la tension de bus continu continu a été calculée pour atteindre sa valeur de référence.
- L'erreur intégrale absolue IAE, calculée comme la surface absolue pour suivre la valeur de référence du bus continu.

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt$$

Par conséquent, les deux méthodes énumérées dans le tableau 5.1 ont été testées en utilisant un profil de vitesse similaire. Pour évaluer les compétences de chaque méthode en régime permanent, les indices de performance suivants sont définis:

- L'ondulation (rip) de la tension V_{DC} teste la souplesse autour de sa tension de référence. Elle est calculée comme le rapport de la différence entre les pics de tension les plus élevés et les plus bas, rapporté à sa tension moyenne.

$$rip(\%) = \frac{(V_{DCmax} - V_{DCmin})}{V_{DCref}} \quad (5.1)$$

- La précision de suivi, évaluée comme le rapport entre la tension V_{DCmoy} calculée par chaque algorithme en régime permanent et sa valeur de la tension de référence.

$$\mu(\%) = \frac{V_{DCmoy}}{V_{DCref}} \quad (5.2)$$

Pour illustrer les résultats obtenus, le tableau 5.1 identifie quelques indicateurs de performance calculés pour les superviseurs LPV et logique floue.

Table 5.1: Comparaison des algorithmes proposés.

Technique	LPV	Fuzzy
<i>IAE</i>	0.079	1.726
Hit-Count	15	35
Précision de suivi	98.37%	63.07%
Ondulation de tension (rip)	0.02%	2.86%
<i>max_{acc}</i>	99.96%	70.04%
<i>min_{acc}</i>	96.78%	56.11%

Le succès du suivi a été défini à 98,37%, ce qui est supérieur au superviseur floue. Par conséquent, la précision du suivi doit également être prise en compte dans l'évaluation des performances du superviseur. La précision moyenne est obtenue au cours de 10 tests du processus de suivi pour chaque méthode. De même, la précision maximale *max_{acc}* et la précision minimale *min_{acc}* se réfèrent respectivement aux valeurs maximale et minimale pour 10 résultats de test. Outre, la vitesse de suivi est également essentielle pour l'étude comparative visant à tester la souplesse des différentes variables en régime permanent. L'avantage du superviseur LPV est qu'il permet, grâce au calcul hors ligne des gains, au bon choix des fonctions de pondération des performances et à l'utilisation de l'approche par boucles, de

réduire le temps de réponse, alors que le superviseur en logique floue et ses blocs d'inférences, de fuzzification et de défuzzification prendront un temps de calcul supplémentaire.

Table 5.2: : Indicateurs de performance des algorithmes proposés.

Technique	LPV	Fuzzy
Robustesse	Oui	Non
Hit-Count	Faible	Puissant
Vitesse de suivi	Rapide	Moyen
Complexité de l'algorithme	Oui	Non
Temps d'échantillonnage	$T_s = 150\mu s$	$T_s = 100\mu s$
Partage de puissance	Lisse	Modéré
Capteurs requis	Tension et courant	Tension et courant
Dépendance au modèle	Oui	Non

Comme il a été souligné dans les tableaux 5.1 et 5.2, les faibles valeurs des indices de performance IAE et le Hit-count montrent clairement une réponse dynamique rapide de l'algorithme LPV proposé, où l'algorithme est calculé en seulement 15 itérations pour atteindre la valeur de référence. Les résultats de la technique LPV montrent que la tension de bus continu suit parfaitement sa valeur de référence en quelques millisecondes, et avec un dépassement acceptable par rapport à la logique floue. Ainsi, afin de choisir le temps d'échantillonnage approprié. Si le temps d'échantillonnage est plus rapide que le temps de stabilisation du système, la valeur de la tension et du courant échantillonnés par l'algorithme ne donne pas des bonnes indications. Cependant, le temps de stabilisation d'un convertisseur de faible puissance est plus court; par conséquent, le temps de poursuite sera également le même.

5.5 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons présenté la maquette expérimentale réalisé dans le laboratoire LGEB, afin de souligner les performance des deux superviseurs de l'énergie proposés. Deux profiles de vitesse à échelle réduite ont été considéré pour pouvoir extraire une série d'allures des puissances fournies par chaque source de stockage du système hybride. Les premiers tests que nous avons entamées durant cette thèse sont la gestion de l'énergie du système de stockage hybride. Ce banc nous a permis de tester la validité des algorithmes de gestion de l'énergie développé par deux techniques différentes (la logique floue et le LPV). Le succès de cette étape nous a conduit à intégrer la partie traction du véhicule pour s'approcher de l'aspect d'un vrai VE, ceci en utilisant une MSAP couplé avec une machine à courant continu comme charge. Cette étape d'émulation du véhicule avec ses trois modes (accélération,

décélération, vitesse constante), a été réalisé en contrôlant la vitesse et le couple du moteur par deux techniques aussi (ST/BS). Les essais effectués ont donnés des résultats très satisfaisants.

VÉHICULE HYBRIDE À PILE À COMBUSTIBLE

Sommaire

	Page
6.1 Introduction	102
6.2 Architecture du véhicule électrique à PàC	103
6.3 Modèle de la pile à combustible	105
6.4 Modèle de dégradation de la batterie	108
6.5 MPC basé sur une SGE soucieuse à la dégradation	110
6.6 Résultats de simulation et analyse	112
6.7 Conclusion	120

6.1 Introduction

Les stratégies de gestion de l'énergie dans les véhicules électrique à PàC sont une technologie prometteuse pour améliorer une gestion optimale de l'énergie. La plupart des travaux actuels sur ce sujet sont principalement axés sur l'optimisation de la consommation d'hydrogène dans l'objectif d'améliorer l'autonomie de ces véhicules. Le deuxième verrou technologique des véhicules électrique à PàC concerne la fiabilité, est quant à lui beaucoup moins traitée dans la littérature [123]. Ainsi, ce chapitre vise à proposer une stratégie de gestion de l'énergie basée sur le contrôle MPC, en tenant en compte l'état de santé des sources embarquées. Le superviseur prédictif a été appliqué pour différents cycles de conduite et différents états de dégradation. Par rapport à la plupart des systèmes de gestion de l'énergie basés sur l'optimisation, le travail proposé ne nécessite aucune information sur le profil de vitesse, ce qui permet de l'utiliser pour le contrôle en temps réel dans les VE. L'évaluation de cette technique de contrôle proposée est effectuée sur l'un des véhicule MobyPost, disponibles au laboratoire FCLAB (figure 6.1).



Figure 6.1: Véhicule hybride à pile combustible FCHEV «MobyPost»

La durée de vie des sources de l'énergie dans un véhicule électrique à PàC est très sensible à leur fonctionnement, savoir comment coordonner les deux unités de l'énergie afin de réduire le coût total du carburant, ainsi que prolonger la durée de vie des sources présente un grand défi.

Cependant, les coûts associés au système hybride représentent un pourcentage significatif du coût total du véhicule. Selon le type de sources hybrides, ce coût peut atteindre deux tiers du prix total du véhicule [124]. Dans ce cas, il semble raisonnable d'inclure l'aspect santé dans la stratégie de gestion de l'énergie. Pour relever ces défis, une stratégie de gestion de l'énergie soucieuse à la santé des sources est proposée dans ce chapitre afin de garantir une performance économique optimale.

6.2 Architecture du véhicule électrique à PàC

L'architecture du véhicule MobyPost est une architecture semi-active, elle est représentée sur la figure 6.2. La PàC à membrane échangeuse de protons Pile à Combustible à Membrane d'échange de protons (PEMFC) est la source principale de l'énergie qui fournit la puissance en régime permanent, elle est alimentée par un réservoir d'hydrogène intégré, et elle est connectée à un convertisseur unidirectionnel DC/DC qui alimente en permanence une batterie. Cette dernière, étant la seule source de stockage d'énergie, est directement connectée au bus continu du véhicule pour maintenir sa tension constante. Le bus continu est connecté à deux onduleurs contrôlant les deux moteurs à roue assurant la propulsion du véhicule.

Pour la supervision et la gestion de l'énergie du système, une unité de contrôle électronique (ECU) est utilisée de telle sorte qu'elle communique avec tous les contrôleurs dédiés aux différents composants du système. Comme on peut le voir sur la figure 6.2, cela se fait via un réseau CAN bus.

Le but de l'ajout de la batterie comme source de l'énergie auxiliaire est d'une part, assurer la réversibilité en courant de la source hybride. D'autre part, elle permet de protéger la PàC contre les piques de puissance et d'améliorer l'ensemble des performances du véhicule comme la consommation d'hydrogène, le rendement et la réponse dynamique. Dans ce type d'architecture, la plupart des travaux récents laissent l'état de charge de la batterie fluctuer librement ce qui peut nuire à sa durée de vie et affecter les performances lorsque le SOC est trop bas. Dans ce chapitre le maintien du SOC de la batterie entre deux bornes $SOC_{int} = SOC_{fin}$ est l'un des points importants.

La puissance demandée par le véhicule pour répondre aux exigences de vitesse peut être calculée à l'aide d'un modèle dynamique du véhicule (voir chapitre 3). Cette puissance est fournie dans cette architecture par la batterie qui est elle-même alimentée par la pile à

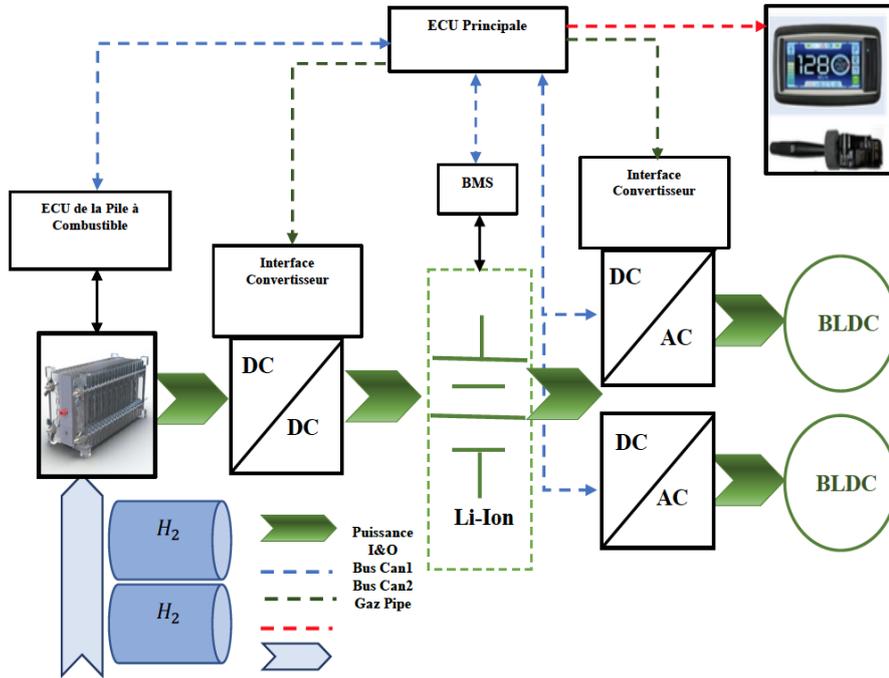


Figure 6.2: Schéma synoptique de la chaîne de traction du véhicule Mobypost.

combustible. Cette puissance est donnée dans les équations suivantes:

$$P_{dem}(w) = \frac{P_{cycle}}{\eta_{DC/AC} \cdot \eta_{mot}} \tag{6.1}$$

$$P_{dem}(w) = P_{FC} \cdot \eta_{FC} + P_{Batt} \tag{6.2}$$

où P_{dem} est la puissance demandée, $\eta_{DC/AC}$ est le rendement de l'onduleur (DC/AC) connecté au moteur, η_{moteur} est le rendement du moteur, η_{FC} est le rendement du convertisseur unidirectionnel DC/DC connecté à la pile à combustible. Tous les paramètres des éléments du FCHEV sont indiqués dans le tableau 6.1:

Table 6.1: Paramètres du véhicule Mobypost.

Paramètre	Valeur
Masse totale du véhicule (kg)	530
Coefficient de résistance due roulement	0.02
Coefficient de trainee aérodynamique	0.8
Surface frontale du véhicule (m^2)	2.56
Force gravitationnelle (m/s^2)	9.8
Densité de l'air (Kg/m^3)	1.25

6.3 Modèle de la pile à combustible

La tension d'une seule cellule de la PàC est très faible (entre 0,4 et 1V), qui est loin d'être suffisante pour alimenter le véhicule. C'est pourquoi les PEMFC sont construites dans un empilement afin de fournir une puissance permanente avec une tension capable de fonctionner à un courant raisonnable [125]. La tension d'un empilement dit stack peut être calculée par une simple multiplication du nombre de cellules et de la tension d'une seule cellule selon l'équation suivante:

$$V_{fc} = N_{cell} \cdot V_{cell} \quad (6.3)$$

Où V_{fc} la tension de la pile à combustible, N_{cell} le nombre de cellule dans la pile, V_{cell} la tension d'une cellule unique. Le processus électrochimique au sein de la PàC est associé à de nombreuses pertes, ces pertes sont les pertes d'activation, les pertes ohmiques et les pertes de concentration. La tension produite par la PàC est calculée en soustrayant ces pertes à la tension thermodynamique réversible E_{rev} [126]. La tension de sortie peut être exprimée comme suit:

$$V_{cell} = V_{rev} - V_{irrev} \quad (6.4)$$

$$V_{cell} = V_{act} - V_{ohm} - V_{con} \quad (6.5)$$

où V_{rev} est le potentiel thermodynamique réversible et il est également la performance maximale qui peut être obtenue d'une PàC, V_{act} les pertes d'activation dues à l'activation de l'anode et de la cathode, V_{ohm} les pertes ohmiques liées à la conduction des protons à travers l'électrolyte solide et des électrons à travers les résistances électroniques internes, V_{con} les pertes de concentration dues à la concentration ou au transport de masse des gaz en réaction [127]. Le potentiel thermodynamique réversible V_{rev} est la tension qui serait obtenue si toute l'énergie de la réaction électrochimique était convertie en électricité sans aucune perte. Il peut être calculé dans l'équation suivante [128].

$$V_{rev} = E_0 + \frac{R \cdot T}{n \cdot F} \cdot \ln \frac{\prod_i |a_{reactants}|}{\prod_j |a_{produits}|} \quad (6.6)$$

Où i et j sont les nombres d'espèces de réactifs et de produits; $a_{reactant}$ et $a_{product}$ sont le réactif et la pression partielle du produit [atm], R est la constante universelle des gaz, F est la constante de Faraday, n est le nombre d'électrons transférés pour chaque molécule du

combustible participant à la réaction et T est la température [K]. Le processus électrochimique au sein des PàC est associé à de nombreuses pertes, comme le montrent dans la figure 6.3. Les causes des pertes sont les pertes d'activation, les pertes ohmiques et la concentration pertes.

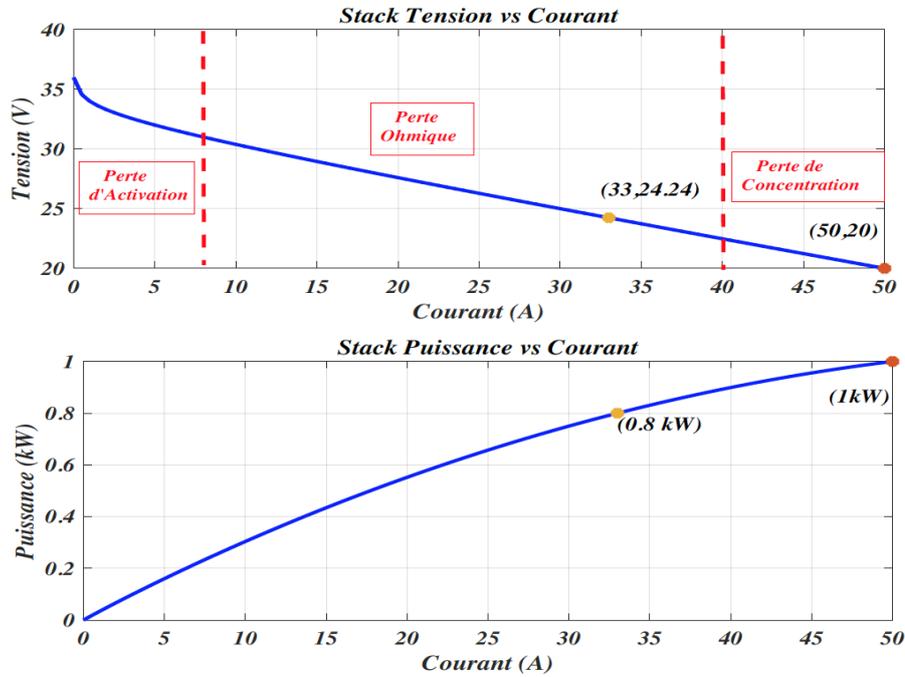


Figure 6.3: Représentation de la courbe de polarisation .

Les pertes d'activation V_{act} sont dues à la faible vitesse des réactions qui ont lieu à la surface des électrodes. Une partie de la tension générée est perdue dans le pilotage de la réaction chimique qui transfère les électrons vers ou depuis l'électrode. Cette chute de tension est fortement non linéaire. Cependant, la réaction d'oxydation de l'hydrogène à l'anode est très rapide alors que la réaction de réduction de l'oxygène à la cathode est beaucoup plus lente que l'oxydation de l'hydrogène. Ainsi, la chute de tension résultant des pertes d'activation est dominée par les conditions de réaction à la cathode. Les pertes d'activation dynamiques V_{act} peuvent être décrites dans l'équation (6.7).

$$\frac{dV_{act}}{dt} = \frac{I_{FC}}{C_{dl}} \left(1 - \frac{V_{act}}{\eta_{act}}\right) \tag{6.7}$$

où C_{dl} est la capacité à double couche de la PàC. Les pertes d'activation statique des cellules η_{act} peuvent être calculées sur la base de l'équation suivante:

$$\eta_{act} = \frac{R.T}{n\alpha.F} \ln\left(\frac{I_{FC}}{I_0}\right) \tag{6.8}$$

Les pertes ohmiques V_{ohm} dues à la résistance électrique des électrodes, et la résistance au flux d'ions dans l'électrolyte sont les plus simples à modéliser. Cette chute de tension est proportionnelle à la densité de courant et elle est linéaire. Les pertes ohmiques peuvent être obtenues par l'équation (6.9).

$$V_{ohm} = I_{FC} \cdot R_{fc} \quad (6.9)$$

Où R_{fc} est la résistance interne en ohm. Les pertes de concentration V_{con} sont liées au changement de concentration des réactifs à la surface des électrodes. Les pertes de concentration peuvent être définies dans l'équation (10):

$$V_{con} = -B \cdot \ln\left(1 - \frac{I_{FC}}{I_{max}}\right) \quad (6.10)$$

Où B est la constante empirique, I_{max} est le courant maximale de la pile à combustible.



Figure 6.4: La pile à combustible AIRCELL1000 ACS.

La PàC H-3000 adopté dans le véhicule est présentée dans la figure 6.4 La consommation d'hydrogène est la quantité d'hydrogène qui est effectivement consommée dans sa réaction et peut être calculée comme suit [129]:

$$\dot{m}_{h_2} = \frac{M_{h_2}}{N_{cell}} \cdot n \cdot F \cdot I_{stack} \cdot \lambda \quad (6.11)$$

Où \dot{m}_{h_2} est le débit massique d'hydrogène (g/s), N_{cell} est le nombre de cellules, M_{h_2} est la masse molaire d'hydrogène (g/mol), n est la surface active de chaque cellule, F est la constante de Faraday et λ est le rapport d'excès d'hydrogène. Les paramètres de la PàC sont énumérés dans le tableau (6.2).

Table 6.2: Caractéristiques de la pile à combustible.

Paramètre	Valeur
Puissance maximal (Kw)	1
Puissance nominale (Kw)	0.8
Nombre de cellules	40
Zone active (cm ²)	60
Tension à vide (v)	36
Courant nominal (A)	45
Plage de température de fonctionnement (°C)	0-35
Plage de tension (v)	20-36V

6.4 Modèle de dégradation de la batterie

Dans la littérature, plusieurs modèles ont été présentés [130], [131] pour décrire la dégradation des batteries lithium-ion. Le modèle le plus significatif pour évaluer la perte de capacité des batteries lithium-ion a été présenté et validé expérimentalement dans [132]. Ce modèle adopte une forme exponentielle comme suit:

$$Q_{loss} = B(c).exp\left(\frac{-E_a(c)}{R.T}\right).A(c)^z \quad (6.12)$$

où Q_{loss} est le pourcentage (%) de perte de capacité de la batterie, c est la capacité en (Ah), B est le facteur exponentiel, T est la température absolue en K , et R est la constante du gaz ($8.31 J/mol.K$). Les autres paramètres du modèle de perte de capacité ont été obtenus expérimentalement à partir d'un large ensemble de données de test. E_a est la loi de l'énergie d'activation en (J/mol) qui peut être calculée par:

$$E_a(c) = 31700 - 370c \quad (6.13)$$

$$z = 0.55 \quad (6.14)$$

Une baisse de capacité jusqu'au 20% de la capacité nominale est considérée comme la capacité de fin de vie des batteries, de sorte que le total des Ah sur l'ensemble de A est

$$A = \left(\frac{20}{B(c)exp\left(\frac{-E_a(c)}{R.T}\right)}\right)^{\frac{1}{z}} \quad (6.15)$$

En supposant une capacité symétrique pendant les processus de charge et de décharge, la charge est cyclique jusqu'à ce que la fin de vie de la batterie puisse être déterminée:

$$N = \frac{3600.A_{tot}}{Q_{cell}} \quad (6.16)$$

où Q_{cell} indique la capacité nominale de la batterie en As. Le modèle de l'état de santé (SOH) peut être calculé à partir de l'expression ci-dessous:

$$SOH(t) = 1 - \frac{\int_0^t |I_{Batt}(\tau)| d\tau}{2.N.Q_{cell}} \quad (6.17)$$

où I_{Batt} est le courant de charge de la batterie. Il est à noter que la valeur initiale du SOH est supposée être 1. Le taux de variation du SOH peut être dérivé de

$$SOH(k+1) = SOH(k) - \frac{|I_{Batt}(\tau)| dt}{2.N.Q_{cell}} \quad (6.18)$$

Dans le cas où les conditions réelles ne correspondent pas à celles données par le constructeur actuel, plusieurs méthodes ont été proposées pour les véhicules hybrides afin d'estimer la durée de vie des batteries [133] [134]. Elles sont basées sur le concept de la quantité de charge Ah, qui suppose qu'il y a une quantité de charge accumulée qui peut circuler dans la batterie (en situation de charge ou de décharge) avant qu'elle n'atteigne sa fin de vie (*EOL*).

Table 6.3: Principaux paramètres électrique de la batterie.

Paramètre	Valeur
Tension nominale (v)	48
Capacité nominale (Ah)	110
Résistance interne (ohm)	0.02
Courant de charge maximal (A)	80
Courant de décharge maximal (A)	300
SOC maximal (%)	0.85
SOC minimal (%)	0.25
SOC initial (%)	0.7

6.5 MPC basé sur une SGE soucieuse à la dégradation

Le schéma de control est présenté dans la figure 6.5, en raison des caractéristiques de sortie douce de la pile à combustible, le problème des mauvaises performances dynamiques peut être causé lorsqu'il pilote le véhicule seul. Par conséquent, l'équipement de stockage d'énergie est généralement ajouté au véhicule comme source d'énergie auxiliaire pour former un système hybride avec la PàC. Dans ce véhicule, un PEMFC est utilisé comme source de l'énergie principale, tandis que la batterie au lithium est utilisée comme source d'énergie auxiliaire. Puisque le bloc batterie Li-ion est directement connecté au bus continu, cette dernière est égale à la tension aux bornes de la batterie.

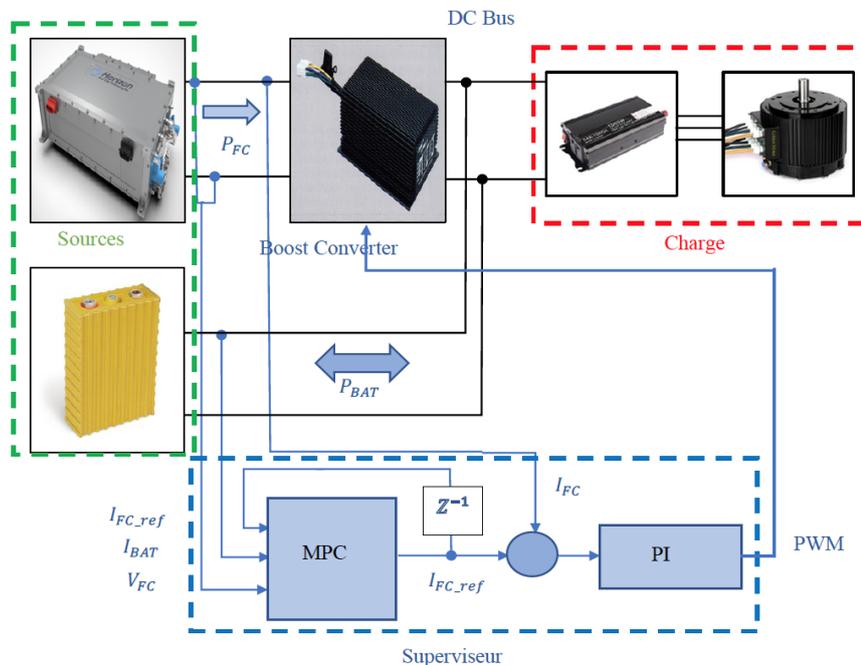


Figure 6.5: Schéma de contrôle MPC avec prise en compte de la dégradation de la batterie.

Pour réduire la difficulté de contrôle et améliorer la stabilité du système, ce chapitre utilise une topologie semi-active, où la PàC est connecté au bus continu via un convertisseur DC/DC unidirectionnel qui est utilisé non seulement pour faire correspondre la tension de sortie de la pile à la tension du bus continu, mais aussi pour contrôler indirectement la puissance de sortie de la PàC.

Dans un tel système, la puissance moyenne est donnée par la PàC pour permettre à cette dernière d'avoir une puissance adéquate en fonction de sa dynamique lente, tandis que la limite supérieure de la puissance est fixée au bloc de batteries afin de récupérer l'énergie cinétique lors de la phase de freinage et de garantir l'accélération rapide afin d'améliorer

l'efficacité énergétique. Le superviseur prédictif soucieux de la santé doit ajuster la dynamique de puissance en fonction du courant de référence de la PEMFC et maintient le SOC de la batterie à sa valeur initiale.

Il a été prouvé dans [135] que l'opération ON/OFF a un impact négatif prédominant sur la vie de la PàC. Pour tenir compte de cet effet, nous préférons donc que la pile à combustible reste active pendant toute la période de la mission du véhicule.

Comme l'énergie demandée est fournie par la PàC et la batterie, le superviseur prédictif utilisé pour cette étude est conçu pour répondre à plusieurs objectifs:

- minimiser la consommation de carburant,
- maintenir le SOC de la batterie lithium-ion au même niveau que la valeur initiale,
- préserver l'état de santé des deux sources.

L'idée principale des stratégies de gestion de l'énergie dans les véhicules électriques est de gérer instantanément le flux de l'énergie provenant des sources. Pour la PàC, les réactifs auront du mal à maintenir le rythme des quantités utilisées lors de la conduite à des courants élevés, en raison de la réponse chimique du système d'alimentation en réactifs, C'est pourquoi le courant maximum de la PàC doit être limité à 50 A.

La fonction objective est de trouver le meilleur compromis entre la réduction de la dégradation de la PàC et celle de la batterie. La principale façon de maximiser la durée de vie de la PàC est d'éviter un fonctionnement à faible puissance et une variation importante de la gamme dynamique. En faisant ça, la meilleure façon de protéger la batterie est d'éviter une décharge profonde. La fonction objective s'écrit donc comme suit:

$$\begin{aligned}
 j = \alpha_1 \sum_{i=0}^{T-1} \zeta_{H_2} \cdot P_{fc}(i) dt + \alpha_2 \sum_{i=0}^{T-1} m_{h_2} dt + \alpha_3 \sum_{i=0}^{T-1} (SOC_{Batt}(i) - SOC_{int}(i)) dt \\
 + \alpha_4 \sum_{i=0}^{T-1} (SOH_{Batt}(i) - SOH_{Batt}(i + T)) dt
 \end{aligned} \tag{6.19}$$

T étant l'intervalle de l'horizon de prédiction/contrôle, ζ_{H_2} le prix de l'hydrogène par Joule, P_{fc} est la puissance de la pile à combustible, m_{h_2} est la consommation d'hydrogène, SOC_{Batt} et SOH_{Batt} sont respectivement l'état de charge et l'état de santé de la batterie. Il faut noter que le choix de la taille d'horizon appropriée est une étape primordiale qui doit impliquer un compromis entre l'optimalité et l'efficacité de calcul. Au fur et à mesure que la taille de l'horizon devient plus importante, le coût total de fonctionnement diminue, tandis

que la charge du calcul augmente. Les contraintes à satisfaire dans le problème d'optimisation pour résoudre ce processus sur l'horizon de prédiction/contrôle à la période (i) peuvent être mathématiquement formulées comme suit:

$$I_{Batt-min} \leq I_{Batt}(i) \leq I_{Batt-max} \quad (6.20)$$

$$SOC_{min} \leq SOC(i) \leq SOC_{max} \quad (6.21)$$

$$SOH_{min} \leq SOH(i) \leq SOH_{max} \quad (6.22)$$

$$P_{fc-min} \leq P_{fc}(i) \leq P_{fc-max} \quad (6.23)$$

Où la sortie du superviseur prédictif est le courant de référence de la pile à combustible.

6.6 Résultats de simulation et analyse

Un profil de vitesse est une série de données représentant la vitesse d'un véhicule en fonction du temps. Les profils de vitesse sont produits par différents pays et organisations pour évaluer les performances des véhicules de diverses manières, comme par exemple la consommation de carburant et les émissions polluantes [136].

Le profil de puissance ainsi que le profil de vitesse peuvent être déterminés par le modèle de véhicule construit et le cycle de conduite choisi. Comme la forte fluctuation de puissance de la PEMFC pourrait sérieusement affecter sa durée de vie [137]. Par conséquent, la pile de la PEMFC doit fournir une puissance de sortie constante. Les trois profils de vitesse adoptés sont le cycle WLTP, le programme de conduite du dynamomètre urbain (UDDS) et le nouveau cycle de conduite européen (NEDC), afin d'analyser la performance de la stratégie de gestion de l'énergie basée sur le superviseur prédictif. Tous les profils de vitesse, cependant, se déroulent sur une piste plate.

WLTP (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure) correspond à une série de tests qui sert à calculer la consommation et les rejets d'un véhicule, et aussi à autoriser son arrivée sur le marché. Mise en place par le Forum Mondial pour l'harmonisation des

réglementations sur les véhicules . La figure 6.6 et 6.7 représente les profils de vitesse et les profils de puissances respectivement Le **NEDC** nouveau cycle européen de conduite (New European Driving Cycle (NEDC) en anglais), est un cycle de conduite automobile conçu pour imiter de façon reproductible les conditions rencontrées sur les routes européennes. Il est constitué d'accélération, de décélération et de paliers à vitesse constante sur une durée déterminée.

UDDS signifie Urban Dynamometer Driving Schedule fait référence à un test sur dynamomètre mandaté par l'Agence de protection de l'environnement des États-Unis sur l'économie de carburant qui représente les conditions de conduite en ville et qui est utilisé pour les tests de véhicules légers. Il contient une vitesse plus élevée, une accélération plus importante et plus. Le tableau 6.4 comprend un résumé des paramètres sélectionnés pour les cycles de conduite WLTP, NEDC et UDDS. La figure 6.8 montre les profils de puissance de ces cycles de missions.

Table 6.4: Comparaison des profils de vitesse.

Profils	WLTP	NEDC	UDDS
Temps (s)	1022	1184	1369
Distance (km)	8.09	9.65	11.26
Vitesse maximale (Km/h)	63.44	119.09	90.12
Vitesse moyenne (Km/h)	28.6	32.18	30.57
Accélération maximale (m/s^2)	0.8	1.06	1.48
Décélération maximale (m/s^2)	-1	-1.38	-1.48
Temps mort (s)	203	298	259
Nombre d'arrêt	5	13	17

Les résultats de la simulation sont présentés afin d'évaluer l'efficacité de la stratégie de gestion de l'énergie soucieuse à la santé proposée. Les simulations sont effectuées pour 3 profils de vitesse. Afin de tester la stratégie de gestion de l'énergie proposée, ce chapitre vise à la comparer avec d'autres méthodes e mentionnées dans la littérature, notamment la méthode de filtrage [138]. Cela permettra de vérifier les avantages de l'algorithme proposé par rapport aux techniques existantes.

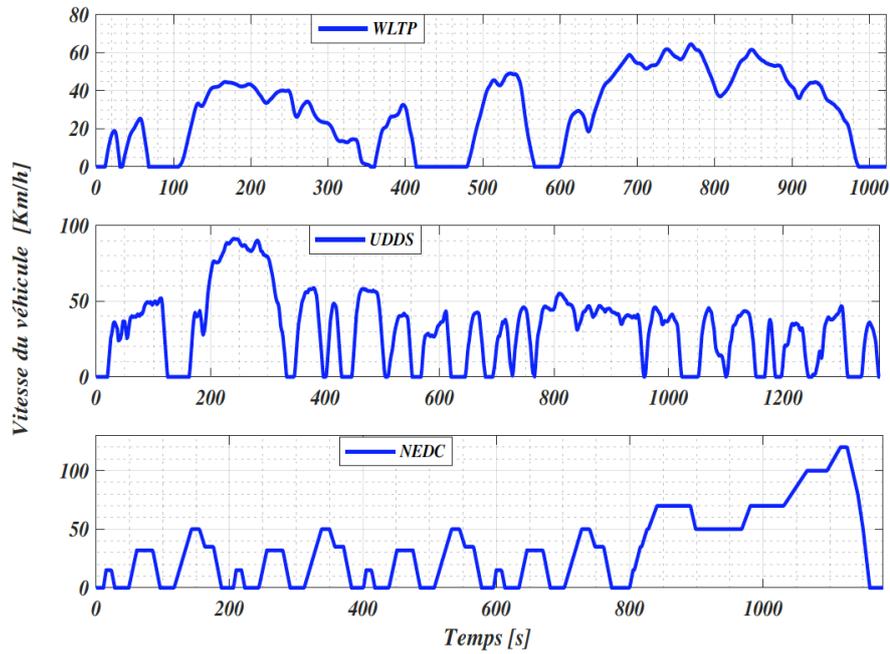


Figure 6.6: Profils de vitesse.

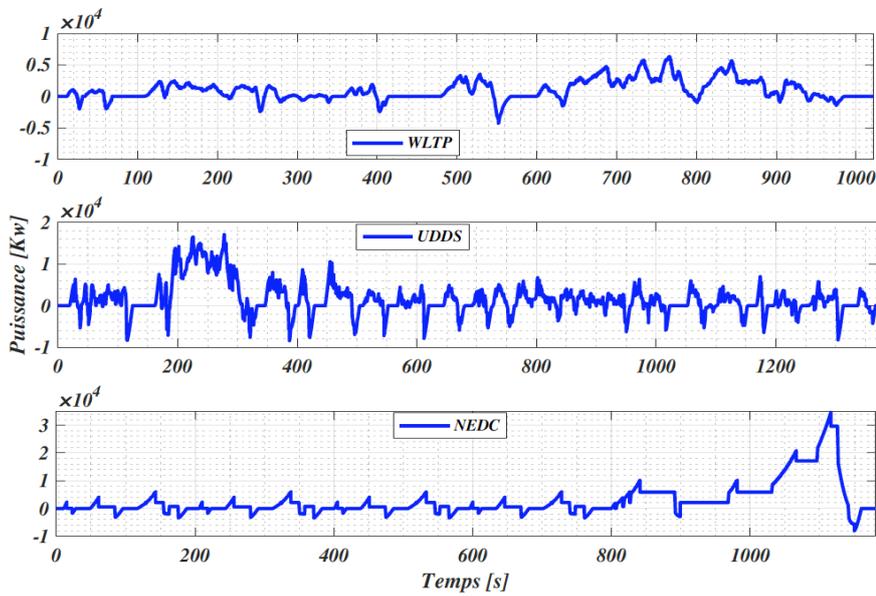


Figure 6.7: Profils de puissance.

Deux simulations sont réalisées dans l'environnement MATLAB/Simulink. En raison des limites de la mémoire, la simulation du processus de dégradation est accélérée de 10 fois sur la base de la tendance de dégradation obtenue. La première est basé sur la séparation fréquentielle

ou les sollicitations hautes fréquences sont assurées par la batterie, en revanche, la PEMFC fournit les basses fréquence sans tenir en compte la dégradation des deux source d'énergie. La deuxième simulation met en œuvre la gestion de l'énergie du système hybride en respectant la dégradation du système de stockage. Selon les contraintes décrites ci-dessus, le superviseur prédictif a été affiné.

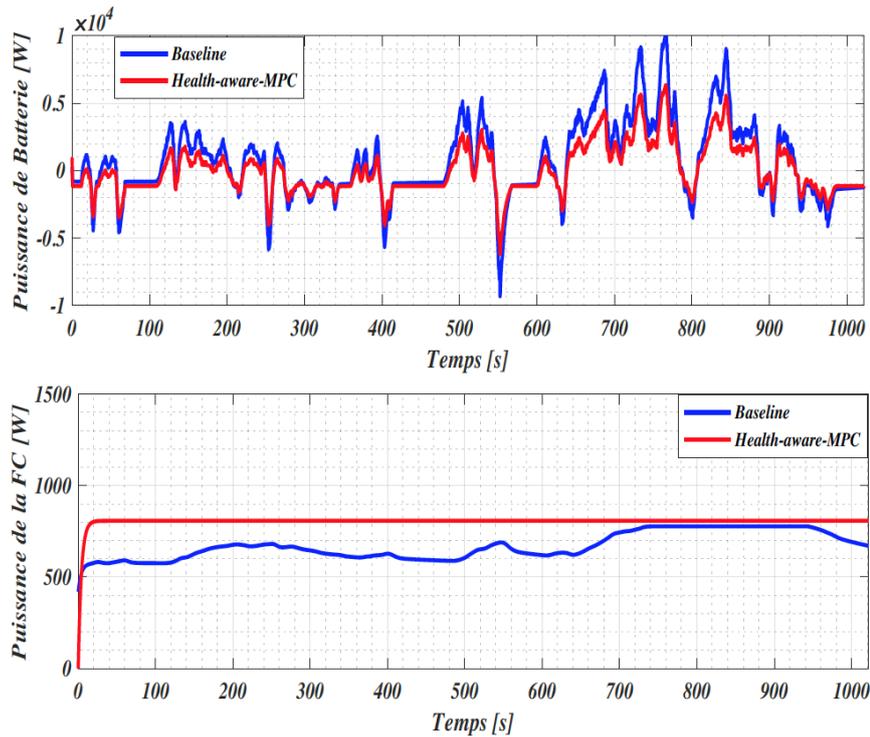


Figure 6.8: Puissance instantané selon le profil WLTP

La répartition de la puissance entre la PEMFC et la batterie est illustrée dans les figures 6.8, 6.9 et 6.10. Il est clair que pour le superviseur prédictif, la PEMFC fonctionne à sa puissance nominale pour atténuer sa dégradation, à l'aide des variations de puissance de la batterie. De ces figures, il ressort que la PEMFC est utilisé pour fournir la partie permanente de la puissance requise de manière stable, par rapport à la batterie, qui est principalement responsable de l'absorption et de la fourniture de transitions rapides.

On peut voir aussi que les puissances de la PEMFC sont efficacement lissée par la batterie pendant tout le cycle de conduite, dans ce cas, les valeurs négatives de la puissance des batteries signifient que l'énergie de freinage récupérée peut recharger cette dernière. Il ressort également de cette figure que la stratégie proposée est capable de limiter le fonctionnement de la PEMFC à la puissance nominale où le rendement maximal est atteint, soit environ 50 A, la plupart du temps.

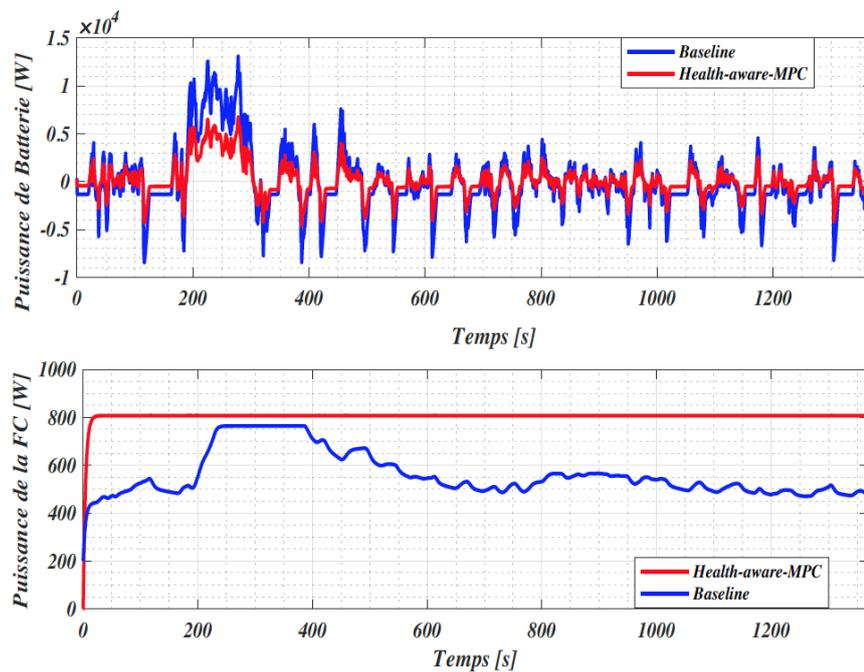


Figure 6.9: Puissance instantané selon le profil UDDS

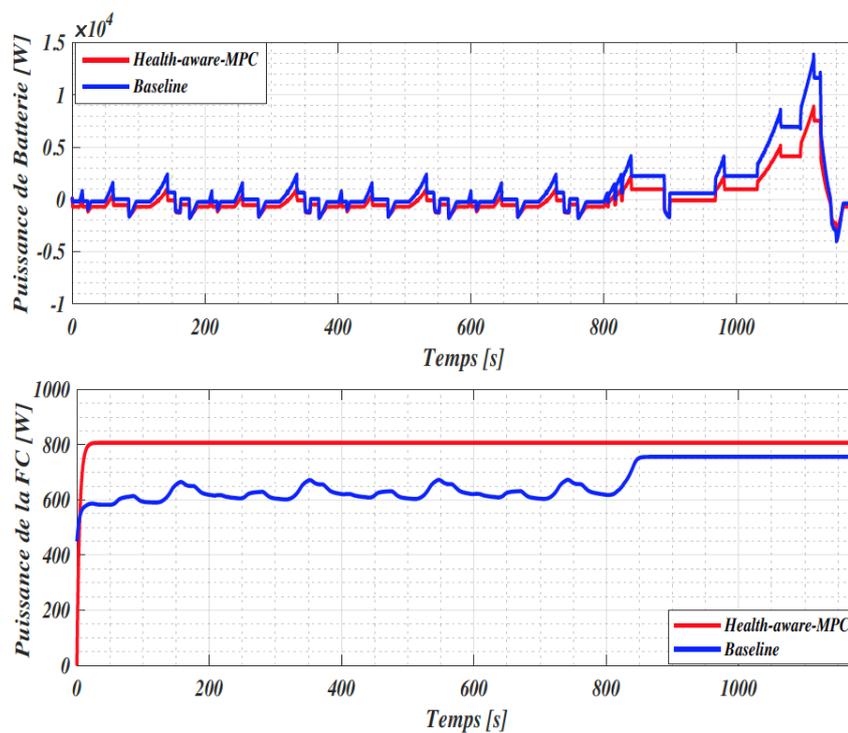


Figure 6.10: Puissance instantané selon le profil NEDC

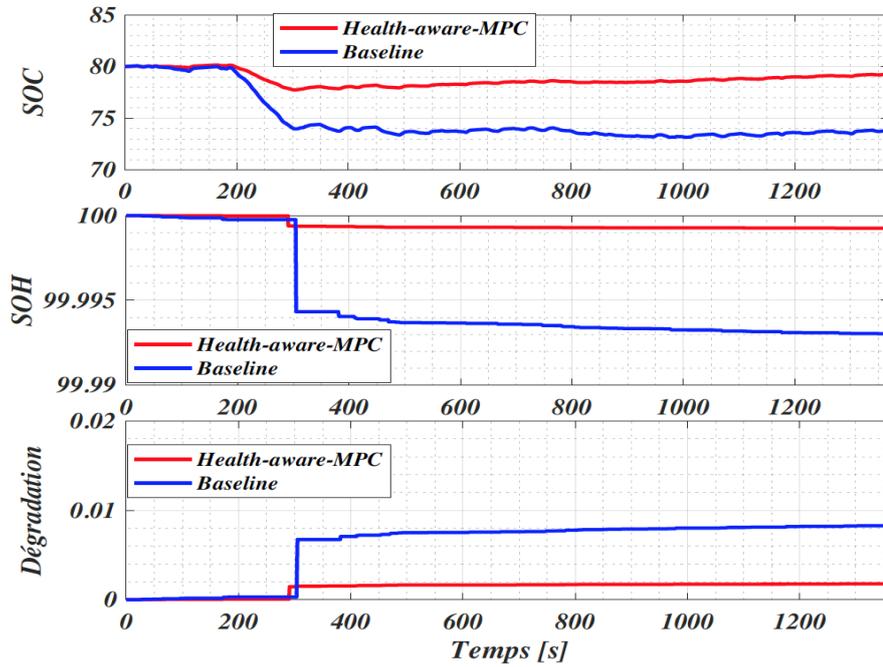


Figure 6.11: Le SOC et le SOH selon le profile WLTP

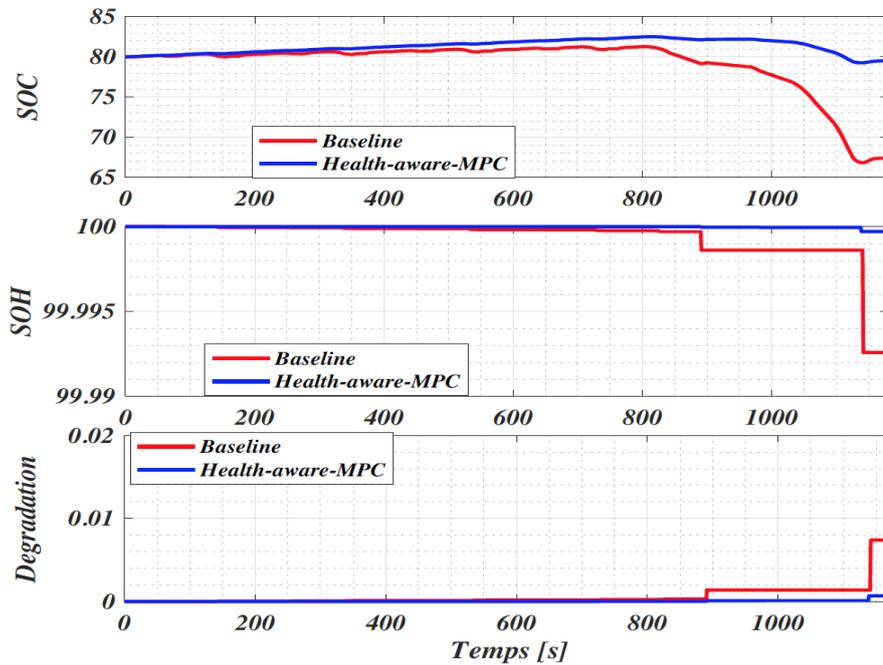


Figure 6.12: Le SOC et le SOH selon le profile UDDS

Les figures 6.11, 6.12 et 6.13 montrent les courbes des états de charges des batteries ainsi si que les états de santé selon les deux stratégies, dans lesquelles le SOC baisse au cours du

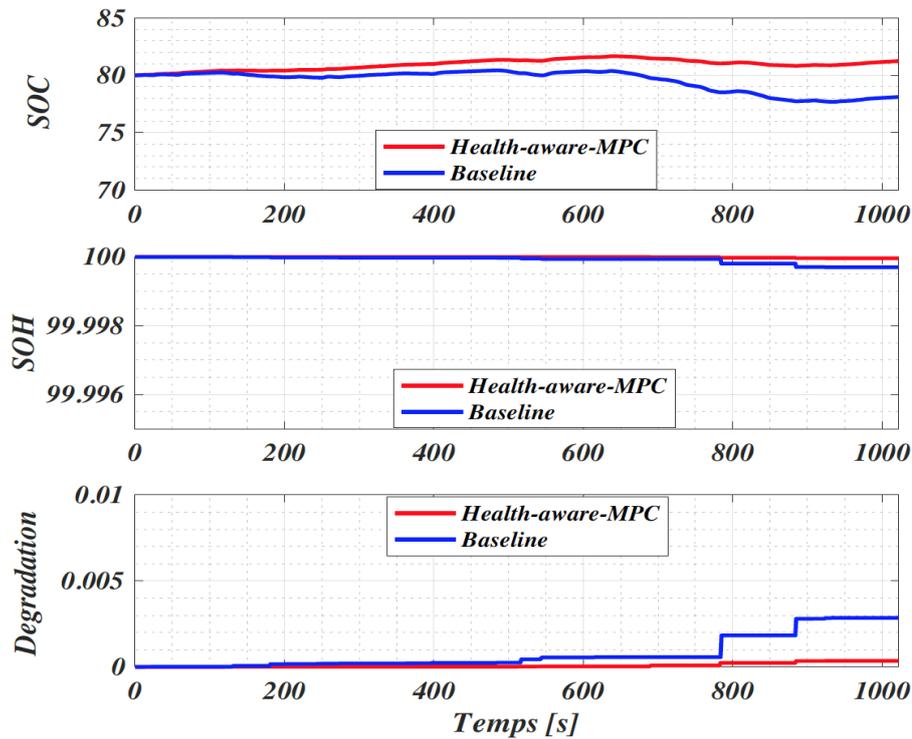


Figure 6.13: Le SOC et le SOH selon le profile NEDC

profil selon la technique basique (Baseline), tandis que il converge vers son état initial pour la technique proposée (Health Aware MPC) La technique de séparation fréquentielle ne tient pas compte de la capacité de maintenance du SOC, ce qui entraîne une baisse de ce dernier SOC, par contre ; étant donné que le SOC est inclus dans les objectifs du superviseur prédictif, il peut revenir à son état initial.

On peut constater que le superviseur prédictif proposé fonctionne bien pour assurer le maintien de l'état de charge de la batterie avec une baisse légère du SOH inférieure à 0,005%. Par ailleurs, la stratégie de gestion de l'énergie basique utilise la PàC avec trop d'agressivité, de sorte qu'elle a atteint sa fin de vie beaucoup plus tôt que dans le cas du superviseur prédictif soucieux de la santé. En traçant le graphique de la dégradation de la batterie à (Figure 6.14), on peut voir que ce système de gestion de l'énergie soucieux de la santé a réduit la dégradation de la batterie et a prolongé sa durée de vie d'environ 40 %. Par conséquent, on peut conclure qu'il est nécessaire de prendre en compte la santé du système dans la gestion de son énergie. Il faut signaler également que lorsque les sources atteignent un niveau de dégradation élevé, le superviseur prédictif doit réajuster le courant de référence de la pile à combustible de manière adéquate pour éviter toute dégradation supplémentaire. Le système de gestion de l'énergie soucieux de la santé montre de meilleures performances en matière d'économie de carburant

que le système de gestion basique. On peut observer une réduction d’une moyenne de 20% de la consommation de carburant pour les trois cycles. Dans la suite de la discussion ci-dessus, on examine l’impact du cout sur les deux techniques de gestion de l’énergie, en considérant que le prix de l’hydrogène est de 3.57€/g. Les consommations globales d’hydrogène après la

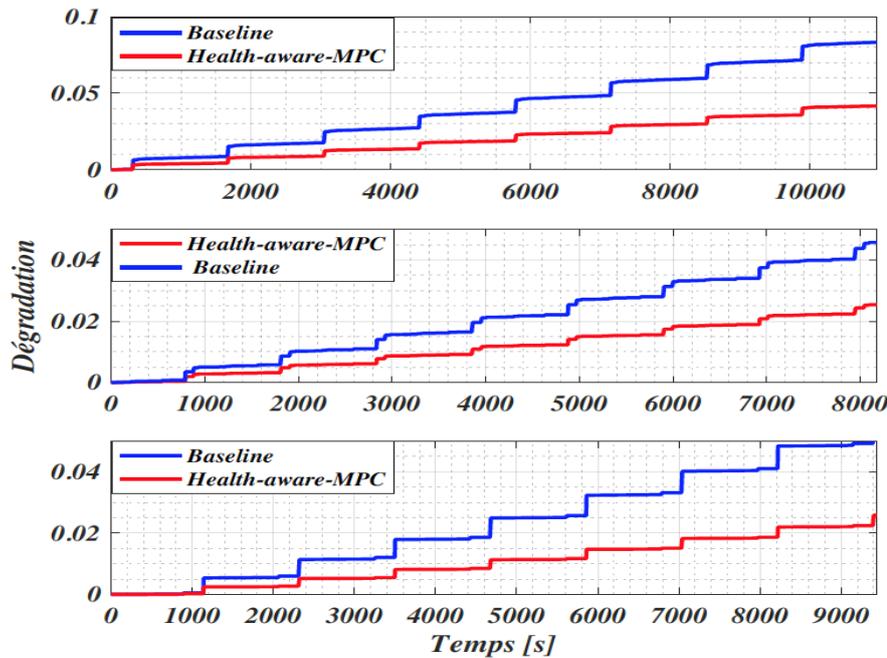


Figure 6.14: Comparaison des dégradations.

répétition des cycles 8 fois pour les deux stratégies sont indiquées dans le tableau 6.5; elles, sont respectivement de 1.36Kg, 2.07Kg et 1.78Kg pour la stratégie basique et 1.09 Kg, 1.56 Kg et 1.34 Kg pour la stratégie soucieuse de la santé. Le surplus de la consommation de l’hydrogène est estimée de 20% à 25%, en raison de la variation de puissance de la pile à combustible dans la technique basique.

Table 6.5: Comparaison des performances.

Cycles	Consommation d’hydrogène (kg/8 cycles)			Cout (3.57 €/kg)		
	Basique	MPC	Amélioration	Basique	MPC	Bénéfice
WLTP	1.36	1.09	20.01%	4.85	3.89	0.96
UDDS	2.07	1.56	24.51%	7.38	5.56	1.82
WLTP	1.78	1.34	25%	6.35	4.78	1.57

La baisse de prix d’hydrogène est de 26%, 50% et 43% pour WLTP, UDDS et NEDC respectivement. Les résultats de la technique de gestion de l’énergie proposée pour les trois cycles de missions, montrent que les coûts d’hydrogène sont significativement réduites.

Ces résultats ont bien montré que, sans tenir compte de la dégradation, le superviseur basique perd son optimalité, de plus la dégradation du système a entraîné une plus grande dynamique de puissance de la batterie ce qui aboutit à une diminution du SOC plus importante.

Par conséquent, on peut considérer la solution MPC basé sur une SGE soucieuse à la dégradation, comme une solution optimale pour les véhicules hybrides à pile à combustible FCHEV.

6.7 Conclusion

Ce chapitre conçoit une stratégie de gestion de l'énergie dans un véhicule électrique à PàC, en tenant en compte de la dégradation des sources. Dans cette stratégie, les coûts totaux du fonctionnement du véhicule, y compris le coût de l'hydrogène et les coûts de dégradation de la PàC et des batteries, sont minimisées. Cette méthode est une idée alternative pour développer des stratégies de gestion énergétique optimale à coût réduit pour les véhicules électrique PàC.

Les résultats de simulation numérique ont mis en évidence que la méthode proposée peut potentiellement améliorer jusqu'à 30% de la consommation de carburant par rapport à la méthode basique, et réduire la dégradation du système hybride d'au moins 42,6%, ce qui prolonge la durée de vie du système hybride.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Contents

	Page
7.1 Conclusion	122
7.2 Perspectives	123

7.1 Conclusion

L'électrification de l'automobile est due au développement immense de l'électronique de puissance ainsi que à l'évolution des techniques de contrôle dans les systèmes hybrides.

Ce travail de thèse de doctorat contribue à la commande d'un système multi-sources dédié au VE. Il a pour objectif la modélisation, le dimensionnement et la gestion de l'énergie du système hybride composé d'une batterie comme source principale et des SCs comme source auxiliaire dans la première partie. Le deuxième système est constitué d'une PàC nommé comme source principale et des batteries lithium-ion utilisé comme source d'appoint.

A ce propos, deux architectures ont été étudiées, la première partie considère une configuration parallèle active, ce qui suppose de connecter chaque source au bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur DC-DC. Un convertisseur entrelacé bidirectionnel qui permet un flux de puissance dans les deux sens a été utilisé pour le côté batterie, tandis qu'un convertisseur conventionnel Buck-Boost est utilisé pour le côté des SCs. Cette structure parallèle est la meilleure de point de vue récupération de l'énergie lors du freinage et elle dispose plus de point de liberté par rapport aux autres structures. La deuxième partie considère une configuration semi active dans un véhicule électrique à PàC. Ce véhicule embarque un seul convertisseur Boost pour la PàC afin d'adapter sa tension à la tension de bus continu, tandis que les batteries sont branchées directement au bus.

Les stratégies de gestion de l'énergie proposées sont basées sur plusieurs techniques et ils satisfont à de multiples exigences tels que:

- La régulation de la tension de bus continu: dans la plupart des VEs, la tension de bus continu doit être contrôlée à une valeur de référence souhaitée dans les limites de l'erreur admissible et indépendamment de la variation de charge, ce qui va permettre de convoier toute l'énergie produite à la partie traction.
- Le maintien de l'état de charge de la source auxiliaire à un état d'équilibre. Cet état de charge est choisi entre 70% à 80%, ce qui les rend toujours prêts à fournir ou à absorber des demandes de courant soudaines.
- Une séparation fréquentielle de puissance, où le système hybride doit être géré de manière à satisfaire la puissance instantanée du véhicule tout en respectant la dynamique de chaque source. Ainsi, les sources d'énergie à dynamique lente doivent être protégées contre les changements rapides de puissance afin de prolonger leur durée de vie, tandis que les sources d'énergie à dynamique plus élevés sont utilisées pour fournir/absorber les changements rapides de la demande de puissance.

- Prendre en compte la dégradation des sources embarquées en les faisant fonctionner à des régimes nominaux, ce qui permettra de préserver leur état de santé et d'allonger leur durée de vie.

7.2 Perspectives

En termes de perspectives, ce travail suggère d'autres futures recherches:

- Les modèles de conduite ont une influence considérable sur le coût de l'énergie consommée pendant le cycle de vitesse. L'objectif est donc de développer un gestionnaire de l'énergie qui tienne compte le comportement du conducteur.
- Nous visons également à prendre en compte la température des sources embarquées, en les considérant comme une contrainte à optimiser, ce qui permettra de réguler cette dernière autour d'une valeur nominale afin de prolonger la durée de vie du système hybride.

ANNEXE

- Caractéristiques de la batterie : (fournies par le fabricant):
 - Capacité=100 Ah.
 - Tension maximale: $V=13.5$ V.
 - Tension minimale=8.5 V.
 - Résistance interne: $5\text{ m}\Omega$.
- Caractéristiques des super-condensateurs:
 - Capacité nominale: 58 farads.
 - Tension nominale: 16 V.
 - Tension maximale: $V=17$ V.
 - Tension minimale: $V=11$ V.
 - Résistance interne: $22\text{ m}\Omega$.
- Caractéristiques de la MSAP:
 - Résistance statorique $1.7\ \Omega$.
 - Inductance statorique 43 mh.
 - Coefficient d'amortissement visqueux $0,000054(\text{Nm rad/s})$
 - Puissance nominale: 250 watts.
 - Le nombre de paires de pôles : 2.
 - L'inertie du moteur $0,0008\ (\text{Kg m}^2)$
- Les éléments passifs:
 - $C_{DC} = 2200\ \mu\text{F}$
 - $L_{SC} = 3\text{mH}, 20\text{A}$.
 - $L_{Batt} = 10\text{mH}, 10\text{A}$.

LISTE DES SYMBOLES

V_{Batt}	—	Tension de la batterie (V).
I_{Batt}	—	Courant de la batterie (A).
R_{Batt}	—	Résistance interne de la batterie (Ω).
SOC	—	État de charge (%).
Q	—	Quantité de courant (Ah).
V_{SC}	—	Tension des super-condensateurs (V).
V_{SC-ref}	—	Tension de référence du super-condensateur (V).
ESR	—	Résistance en série équivalente (Ω).
C_{SC}	—	Capacité des SCs (F).
I_{SC}	—	Courant des SCs (A).
I_{load}	—	Courant de charge (A).
V_{DC}	—	Tension de bus DC (V).
V_{DC-ref}	—	Tension de référence de bus DC (V).
C_{DC}	—	Capacité de bus DC (F).
R_{DC}	—	Résistance de bus DC (Ω).
α_{Batt}	—	Rapport cyclique de la Batterie.
α_{SC}	—	Rapport cyclique des SCs.
$V_{s\alpha,\beta}$	—	Tensions statoriques $\alpha - \beta$ (V).
$I_{s\alpha,\beta}$	—	Courants statoriques $\alpha - \beta$ (A).
$\phi_{s\alpha,\beta}$	—	Flux statoriques $\alpha - \beta$ (Wb).
$E_{s\alpha,\beta}$	—	Stator $\alpha - \beta$ frame back EMFs (V).

LISTE DES SYMBOLES

L	— Inductance statorique (H).
R_s	— Résistance statorique (Ω).
T_e	— Couple Electromagnetique (Nm).
T_L	— Couple de charge (Nm).
f	— Coefficient d'amortissement visqueux (N m rad ⁻¹ s).
p	— Nombre de paire pole.
Ω	— Vitesse mécanique synchrone (rad s ⁻¹).
w	— Vitesse électrique synchrone (rad s ⁻¹).
W_{eVDC}, W_{eVSC}	— Fonctions de Pondération de performances.
W_{uIBatt}, W_{uISC}	— Fonctions de pondération de contrôle.
$K(\rho)$	— Contrôleur de rétroaction.
y	— Sorties mesurées.
u	— Entrées de controls.
w	— Entrées exogènes.
z	— Sorties contrôlées.

BIBLIOGRAPHY

- [1] Y. Yang, E. G. Okonkwo, G. Huang, S. Xu, W. Sun, and Y. He, “On the sustainability of lithium ion battery industry—a review and perspective,” *Energy Storage Materials*, 2020.
- [2] S. F. Tie and C. W. Tan, “A review of energy sources and energy management system in electric vehicles,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 20, pp. 82 – 102, 2013.
- [3] W. Waag, C. Fleischer, and D. U. Sauer, “Critical review of the methods for monitoring of lithium-ion batteries in electric and hybrid vehicles,” *Journal of Power Sources*, vol. 258, pp. 321–339, 2014.
- [4] C. C. Chan, A. Bouscayrol, and K. Chen, “Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: Architectures and modeling,” *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 59, no. 2, pp. 589–598, 2009.
- [5] M. M. Sabri, K. Danapalasingam, and M. Rahmat, “A review on hybrid electric vehicles architecture and energy management strategies,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 53, pp. 1433 – 1442, 2016.
- [6] A. Dehghani-Sani, E. Tharumalingam, M. Dusseault, and R. Fraser, “Study of energy storage systems and environmental challenges of batteries,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 104, pp. 192 – 208, 2019.
- [7] M. J. M. Davis, M. A. Fedelino, and M. R. Ossowski, *Fiscal policy formulation and implementation in oil-producing countries*. International Monetary Fund, 2003.
- [8] A. Mahmoudzadeh Andwari, A. Pesiridis, S. Rajoo, R. Martinez-Botas, and V. Esfahanian, “A review of battery electric vehicle technology and readiness levels,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, pp. 414 – 430, 2017.
- [9] N. Shaukat, B. Khan, S. Ali, C. Mehmood, J. Khan, U. Farid, M. Majid, S. Anwar, M. Jawad, and Z. Ullah, “A survey on electric vehicle transportation within smart grid system,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 1329 – 1349, 2018.
- [10] Z.-Q. Zhu and D. Howe, “Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746–765, 2007.
- [11] Y. Huang, H. Wang, A. Khajepour, B. Li, J. Ji, K. Zhao, and C. Hu, “A review of power management strategies and component sizing methods for hybrid vehicles,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 96, pp. 132 – 144, 2018.

- [12] M. Hannan, M. Hoque, A. Mohamed, and A. Ayob, "Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 69, pp. 771 – 789, 2017.
- [13] D. B. Richardson, "Electric vehicles and the electric grid: A review of modeling approaches, impacts, and renewable energy integration," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 247–254, 2013.
- [14] S. G. Wirasingha and A. Emadi, "Classification and review of control strategies for plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 60, no. 1, pp. 111–122, 2010.
- [15] W. Enang and C. Bannister, "Modelling and control of hybrid electric vehicles (a comprehensive review)," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1210 – 1239, 2017.
- [16] T. Nemeth, P. Schröer, M. Kuipers, and D. U. Sauer, "Lithium titanate oxide battery cells for high-power automotive applications – electro-thermal properties, aging behavior and cost considerations," *Journal of Energy Storage*, vol. 31, p. 101656, 2020.
- [17] T. Yoshida and K. Kojima, "Toyota mirai fuel cell vehicle and progress toward a future hydrogen society," *Electrochemical Society Interface*, vol. 24, no. 2, p. 45, 2015.
- [18] L. Olatomiwa, S. Mekhilef, M. Ismail, and M. Moghavvemi, "Energy management strategies in hybrid renewable energy systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 821 – 835, 2016.
- [19] M. Etezadi-Amoli, K. Choma, and J. Stefani, "Rapid-charge electric-vehicle stations," *IEEE transactions on power delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1883–1887, 2010.
- [20] R. N. A. R. Seman, M. A. Azam, and A. A. Mohamad, "Systematic gap analysis of carbon nanotube-based lithium-ion batteries and electrochemical capacitors," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 75, pp. 644 – 659, 2017.
- [21] A. M. Andwari, A. Pesiridis, S. Rajoo, R. Martinez-Botas, and V. Esfahanian, "A review of battery electric vehicle technology and readiness levels," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, pp. 414–430, 2017.
- [22] Z. P. Cano, D. Banham, S. Ye, A. Hintennach, J. Lu, M. Fowler, and Z. Chen, "Batteries and fuel cells for emerging electric vehicle markets," *Nature Energy*, vol. 3, no. 4, pp. 279–289, 2018.
- [23] J. Benedek, T.-T. Sebestyén, and B. Bartók, "Evaluation of renewable energy sources in peripheral areas and renewable energy-based rural development," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 516–535, 2018.
- [24] Z. Zhou, M. Benbouzid, J. Frédéric Charpentier, F. Scuiller, and T. Tang, "A review of energy storage technologies for marine current energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 18, pp. 390 – 400, 2013.
- [25] Z. Chen, L. Ma, P. Liu, and Z. Li, "Electric vehicle development in china: A charging behavior and power sector supply balance analysis," *Chemical Engineering Research and Design*, vol. 131, pp. 671–685, 2018.

- [26] H. Fathabadi, "Plug-in hybrid electric vehicles: replacing internal combustion engine with clean and renewable energy based auxiliary power sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9611–9618, 2018.
- [27] H. Choi, "Technology-push and demand-pull factors in emerging sectors: evidence from the electric vehicle market," *Industry and Innovation*, vol. 25, no. 7, pp. 655–674, 2018.
- [28] J. Cao and A. Emadi, "A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, 2011.
- [29] S. M. Lukic, S. G. Wirasingha, F. Rodriguez, J. Cao, and A. Emadi, "Power management of an ultra-capacitor/battery hybrid energy storage system in an hev," in *2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–6, IEEE, 2006.
- [30] F. Naseri, E. Farjah, and T. Ghanbari, "An efficient regenerative braking system based on battery/supercapacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with bldc motor," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 3724–3738, 2016.
- [31] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2012.
- [32] M. Hossain, N. Rahim, and J. a/l Selvaraj, "Recent progress and development on power dc-dc converter topology, control, design and applications: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 205 – 230, 2018.
- [33] A. Ravey, *Design and control strategy of powertrain in hybrid electric vehicles*. Theses, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Dec. 2012.
- [34] K. Jyotheeswara Reddy and S. Natarajan, "Energy sources and multi-input dc-dc converters used in hybrid electric vehicle applications – a review," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 43, no. 36, pp. 17387 – 17408, 2018.
- [35] G. Zhang, Z. Li, B. Zhang, and W. A. Halang, "Power electronics converters: Past, present and future," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 2028–2044, 2018.
- [36] S. F. Tie and C. W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 20, pp. 82–102, 2013.
- [37] K. J. Reddy and S. Natarajan, "Energy sources and multi-input dc-dc converters used in hybrid electric vehicle applications—a review," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 43, no. 36, pp. 17387–17408, 2018.
- [38] M. B. Camara, B. Dakyo, and H. Gualous, "Polynomial control method of dc/dc converters for dc-bus voltage and currents management—battery and supercapacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1455–1467, 2011.

- [39] X. Lü, Y. Qu, Y. Wang, C. Qin, and G. Liu, "A comprehensive review on hybrid power system for pemfc-hev: Issues and strategies," *Energy Conversion and Management*, vol. 171, pp. 1273 – 1291, 2018.
- [40] H. Yin, W. Zhou, M. Li, C. Ma, and C. Zhao, "An adaptive fuzzy logic-based energy management strategy on battery/ultracapacitor hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 300–311, 2016.
- [41] H. Alloui, K. Marouani, M. Becherif, M. N. Sid, and M. H. Benbouzid, "A control strategy scheme for fuel cell-vehicle based on frequency separation," in *2014 First International Conference on Green Energy ICGE 2014*, pp. 170–175, IEEE, 2014.
- [42] Q. Li, W. Chen, Y. Li, S. Liu, and J. Huang, "Energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid vehicle based on fuzzy logic," *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 514 – 525, 2012.
- [43] A. Fadel and B. Zhou, "An experimental and analytical comparison study of power management methodologies of fuel cell–battery hybrid vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 6, pp. 3271 – 3279, 2011.
- [44] I. Lachhab and L. Krichen, "An improved energy management strategy for fc/uc hybrid electric vehicles propelled by motor-wheels," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 39, no. 1, pp. 571 – 581, 2014.
- [45] J. P. F. Trovão, V. D. N. Santos, C. H. Antunes, P. G. Pereirinha, and H. M. Jorge, "A real-time energy management architecture for multisource electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3223–3233, 2015.
- [46] J. P. F. Trovão, M. Roux, Ménard, and M. R. Dubois, "Energy- and power-split management of dual energy storage system for a three-wheel electric vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 7, pp. 5540–5550, 2017.
- [47] M. Tiar, A. Betka, S. Drid, S. Abdeddaim, M. Sellali, and S. Medjmadj, "Fault-tolerant control of a smart pv-grid hybrid system," *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, no. 13, pp. 2451–2461, 2019.
- [48] P. H. Divshali, B. J. Choi, and H. Liang, "Multi-agent transactive energy management system considering high levels of renewable energy source and electric vehicles," *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 11, no. 15, pp. 3713–3721, 2017.
- [49] N. Sulaiman, M. Hannan, A. Mohamed, E. Majlan, and W. Wan Daud, "A review on energy management system for fuel cell hybrid electric vehicle: Issues and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 802 – 814, 2015.
- [50] J. Shen and A. Khaligh, "Design and real-time controller implementation for a battery-ultracapacitor hybrid energy storage system," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, no. 5, pp. 1910–1918, 2016.
- [51] M. Kandidayeni, A. O. Macias Fernandez, A. Khalatbarisoltani, L. Boulon, S. Kelouwani, and H. Chaoui, "An online energy management strategy for a fuel cell/battery vehicle considering the driving pattern and performance drift impacts," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 12, pp. 11427–11438, 2019.

- [52] M. Ayad, M. Becherif, and A. Henni, "Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 10, pp. 2627 – 2634, 2011. Renewable Energy: Generation Application.
- [53] M. Sellali, A. Betka, and A. Djerdir, "Power management improvement of hybrid energy storage system based on h control," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 167, pp. 478–494, 2020.
- [54] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, and C. Marchand, "Saturation management of a controlled fuel-cell/ultracapacitor hybrid vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4127–4138, 2011.
- [55] A. Florescu, *Optimization of energy flows in an electric vehicle*. Theses, Université de Grenoble, Nov. 2012.
- [56] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, J. Deng, and D. G. Dorrell, "Multiobjective optimal sizing of hybrid energy storage system for electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1027–1035, 2018.
- [57] M. Uzunoglu and M. Alam, "Dynamic modeling, design and simulation of a pem fuel cell/ultra-capacitor hybrid system for vehicular applications," *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 5, pp. 1544 – 1553, 2007.
- [58] R. Dinnawi, D. Fares, R. Chedid, S. Karaki, and R. A. Jabr, "Optimized energy management system for fuel cell hybrid vehicles," in *MELECON 2014 - 2014 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 97–102, 2014.
- [59] F. R. Salmasi, "Control strategies for hybrid electric vehicles: Evolution, classification, comparison, and future trends," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 5, pp. 2393–2404, 2007.
- [60] Chan-Chiao Lin, Huei Peng, J. W. Grizzle, and Jun-Mo Kang, "Power management strategy for a parallel hybrid electric truck," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 11, no. 6, pp. 839–849, 2003.
- [61] P. Pisu and G. Rizzoni, "A comparative study of supervisory control strategies for hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 15, no. 3, pp. 506–518, 2007.
- [62] S. Uebel, N. Murgovski, C. Tempelhahn, and B. Bäker, "Optimal energy management and velocity control of hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 327–337, 2018.
- [63] M. Bensaada and A. Boudghene Stambouli, "A practical design sliding mode controller for dc–dc converter based on control parameters optimization using assigned poles associate to genetic algorithm," *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, vol. 53, pp. 761 – 773, 2013.
- [64] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942–1948 vol.4, 1995.

- [65] H. Li, A. Ravey, A. N'Diaye, and A. Djerdir, "A novel equivalent consumption minimization strategy for hybrid electric vehicle powered by fuel cell, battery and supercapacitor," *Journal of Power Sources*, vol. 395, pp. 262 – 270, 2018.
- [66] A. Sciarretta and L. Guzzella, "Control of hybrid electric vehicles," *IEEE Control Systems*, vol. 27, pp. 60–70, 2007.
- [67] M. Benaouadj, *Contrôle D'une Source Hybride Batteries/Supercondensateurs, Rechargee Par L'énergie Photovoltaïque, Pour Traction Électrique" Vehicule Hybride"*. PhD thesis, University of Eloued , 2012.
- [68] H. Guo, Q. Sun, C. Wang, Q. Wang, and S. Lu, "A systematic design and optimization method of transmission system and power management for a plug-in hybrid electric vehicle," *Energy*, vol. 148, pp. 1006 – 1017, 2018.
- [69] S. Pirouzi, J. Aghaei, T. Niknam, M. Shafie-khah, V. Vahidinasab, and J. P. Catalão, "Two alternative robust optimization models for flexible power management of electric vehicles in distribution networks," *Energy*, vol. 141, pp. 635 – 651, 2017.
- [70] Amin, R. T. Bambang, A. S. Rohman, C. J. Dronkers, R. Ortega, and A. Sasongko, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power sources using model predictive control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 1992–2002, 2014.
- [71] S. Zhang, R. Xiong, and F. Sun, "Model predictive control for power management in a plug-in hybrid electric vehicle with a hybrid energy storage system," *Applied Energy*, vol. 185, pp. 1654 – 1662, 2017. Clean, Efficient and Affordable Energy for a Sustainable Future.
- [72] P. Golchoubian and N. L. Azad, "Real-time nonlinear model predictive control of a battery–supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 11, pp. 9678–9688, 2017.
- [73] M. Ehsani, Y. Gao, S. Longo, and K. Ebrahimi, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*. CRC press, 2018.
- [74] A. Raisemche, *Fault tolerant control of electric vehicle power train*. Theses, Université Paris Sud - Paris XI, Nov. 2014.
- [75] Y. Jiang, W. Xu, C. Mu, and Y. Liu, "Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for pmsm drive system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 251–263, 2018.
- [76] G. Feng, C. Lai, and N. C. Kar, "An analytical solution to optimal stator current design for pmsm torque ripple minimization with minimal machine losses," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7655–7665, 2017.
- [77] R. Errouissi, M. Ouhrouche, W. Chen, and A. M. Trzynadlowski, "Robust cascaded nonlinear predictive control of a permanent magnet synchronous motor with antiwindup compensator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 8, pp. 3078–3088, 2012.

- [78] R. Errouissi, M. Ouhrouche, W. Chen, and A. M. Trzynadlowski, "Robust nonlinear predictive controller for permanent-magnet synchronous motors with an optimized cost function," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2849–2858, 2012.
- [79] O. Béthoux, E. Labouré, G. Remy, and E. Berthelot, "Real-time optimal control of a 3-phase pmsm in 2-phase degraded mode," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 3, pp. 2044–2052, 2017.
- [80] Y. Yan, S. Wang, C. Xia, H. Wang, and T. Shi, "Hybrid control set-model predictive control for field-oriented control of vsi-pmsm," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1622–1633, 2016.
- [81] F.-J. Lin, S.-L. Chiu, and K.-K. Shyu, "Novel sliding mode controller for synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 34, no. 2, pp. 532–542, 1998.
- [82] S. Li, M. Zhou, and X. Yu, "Design and implementation of terminal sliding mode control method for pmsm speed regulation system," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 4, pp. 1879–1891, 2012.
- [83] J. Solsona, M. I. Valla, and C. Muravchik, "Nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor with disturbance torque estimation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 163–168, 2000.
- [84] Y. A.-R. I. Mohamed, "Design and implementation of a robust current-control scheme for a pmsm vector drive with a simple adaptive disturbance observer," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1981–1988, 2007.
- [85] Y. A.-R. I. Mohamed, "A newly designed instantaneous-torque control of direct-drive pmsm servo actuator with improved torque estimation and control characteristics," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2864–2873, 2007.
- [86] Y. Feng, H. Zhao, M. Zhao, and H. Chen, "A feedback linearization control scheme based on direct torque control for permanent magnet synchronous motor," in *2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 87–92, IEEE, 2018.
- [87] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, "Nonlinear svm-dtc for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control," *ISA transactions*, vol. 67, pp. 428–442, 2017.
- [88] H. H. Choi, N. T.-T. Vu, and J.-W. Jung, "Digital implementation of an adaptive speed regulator for a pmsm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 3–8, 2010.
- [89] X. DM *et al.*, "Design of h-infinity feedback controller and ip-position controller of pmsm servo system," 2005.
- [90] P. V. Medagam, T. Yucelen, and F. Pourboghrat, "Adaptive sdre based nonlinear sensorless speed control for pmsm drives," in *2009 American Control Conference*, pp. 3866–3871, IEEE, 2009.
- [91] S. J. Underwood and I. Husain, "Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2435–2443, 2009.

- [92] G. Foo and M. Rahman, "Direct torque and flux control of an ipm synchronous motor drive using a backstepping approach," *IET electric power applications*, vol. 3, no. 5, pp. 413–421, 2009.
- [93] R. Errouissi and M. Ouhrouche, "Robust continuous generalized predictive control of a permanent magnet synchronous motor drive," in *2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*, pp. 1–7, IEEE, 2009.
- [94] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [95] R. Errouissi, A. Al-Durra, S. Muyeen, S. Leng, and F. Blaabjerg, "Offset-free direct power control of dfig under continuous-time model predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2265–2277, 2016.
- [96] A. Nýtén, A. Abouimrane, M. Armand, T. Gustafsson, and J. O. Thomas, "Electrochemical performance of $\text{Li}_2\text{FeSiO}_4$ as a new li-battery cathode material," *Electrochemistry communications*, vol. 7, no. 2, pp. 156–160, 2005.
- [97] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 1, pp. 93–98, 1992.
- [98] Z. Yu, L. Tetard, L. Zhai, and J. Thomas, "Supercapacitor electrode materials: nanostructures from 0 to 3 dimensions," *Energy & Environmental Science*, vol. 8, no. 3, pp. 702–730, 2015.
- [99] G. Wang, L. Zhang, and J. Zhang, "A review of electrode materials for electrochemical supercapacitors," *Chemical Society Reviews*, vol. 41, no. 2, pp. 797–828, 2012.
- [100] J. Larminie, A. Dicks, and M. S. McDonald, *Fuel cell systems explained*, vol. 2. J. Wiley Chichester, UK, 2003.
- [101] R. O'hayre, S.-W. Cha, W. Colella, and F. B. Prinz, *Fuel cell fundamentals*. John Wiley & Sons, 2016.
- [102] B. C. Steele and A. Heinzl, "Materials for fuel-cell technologies," in *Materials For Sustainable Energy: A Collection of Peer-Reviewed Research and Review Articles from Nature Publishing Group*, pp. 224–231, World Scientific, 2011.
- [103] A. Appleby, "Fuel cell handbook," 1988.
- [104] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery balancing methods: A comprehensive review," in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–6, IEEE, 2008.
- [105] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2258–2267, 2008.
- [106] M. Sellali, A. Betka, S. Drid, A. Djerdir, and O. P. Malik, "Hardware implementation of an improved control strategy for battery–supercapacitor hybrid system in electric vehicles," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 10, no. 2, pp. 204–212, 2019.

- [107] W. Nwesaty, *LPV/H contrôle utiliséa conserveir des gestion énergetiquea bord des vehicules electriques*. PhD thesis, Université de Grenoble, 2015 (cit. on pp. 3, 81, 199), 2015.
- [108] P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D. K. Cheng, and X.-C. Liu, "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 787–795, 2000.
- [109] S. ABDEDDAIM, *Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable (photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2013.
- [110] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, J. Deng, and D. G. Dorrell, "Multiobjective optimal sizing of hybrid energy storage system for electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1027–1035, 2017.
- [111] Y.-J. Lee, A. Khaligh, and A. Emadi, "Advanced integrated bidirectional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 58, no. 8, pp. 3970–3980, 2009.
- [112] W. Nwesaty, A. I. Bratcu, and O. Sename, "Power sources coordination through multivariable linear parameter-varying/h control with application to multi-source electric vehicles," *IET Control Theory & Applications*, vol. 10, no. 16, pp. 2049–2059, 2016.
- [113] A. Florescu, A. I. Bratcu, I. Munteanu, A. Rumeau, and S. Bacha, "Lqg optimal control applied to on-board energy management system of all-electric vehicles," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1427–1439, 2014.
- [114] M. Sellali, S. Abdeddaim, A. Betka, A. Djerdir, S. Drid, and M. Tiar, "Fuzzy-super twisting control implementation of battery/super capacitor for electric vehicles," *ISA transactions*, vol. 95, pp. 243–253, 2019.
- [115] M. Sellali, A. Betka, S. Drid, A. Djerdir, L. Allaoui, and M. Tiar, "Novel control implementation for electric vehicles based on fuzzy-back stepping approach," *Energy*, vol. 178, pp. 644–655, 2019.
- [116] H. Hemi, J. Ghouili, and A. Cheriti, "A real time fuzzy logic power management strategy for a fuel cell vehicle," *Energy conversion and Management*, vol. 80, pp. 63–70, 2014.
- [117] E. H. Mamdani, "Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers," *International Journal of Man-Machine Studies*, vol. 8, no. 6, pp. 669–678, 1976.
- [118] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," *International journal of Control*, vol. 76, no. 9-10, pp. 924–941, 2003.
- [119] J.-J. E. Slotine, W. Li, *et al.*, *Applied nonlinear control*, vol. 199. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [120] M. S. Branicky, "Multiple lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 43, no. 4, pp. 475–482, 1998.

- [121] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, 2002.
- [122] Q. L. Lam, *Advanced control of microgrids for frequency and voltage stability: robust control co-design and real-time validation*. PhD thesis, Grenoble Alpes, 2018.
- [123] M. Kandidayeni, A. Macias, L. Boulon, and S. Kelouwani, "Investigating the impact of ageing and thermal management of a fuel cell system on energy management strategies," *Applied Energy*, vol. 274, p. 115293, 2020.
- [124] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 58, no. 8, pp. 3892–3904, 2009.
- [125] C. Spiegel, *PEM fuel cell modeling and simulation using MATLAB*. Elsevier, 2011.
- [126] D. Cheddie and N. Munroe, "Review and comparison of approaches to proton exchange membrane fuel cell modeling," *Journal of Power Sources*, vol. 147, no. 1-2, pp. 72–84, 2005.
- [127] L. Wang, A. Husar, T. Zhou, and H. Liu, "A parametric study of pem fuel cell performances," *International journal of hydrogen energy*, vol. 28, no. 11, pp. 1263–1272, 2003.
- [128] H. Tsuchiya and O. Kobayashi, "Mass production cost of pem fuel cell by learning curve," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 29, no. 10, pp. 985–990, 2004.
- [129] P. M. Muñoz, G. Correa, M. E. Gaudiano, and D. Fernández, "Energy management control design for fuel cell hybrid electric vehicles using neural networks," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 48, pp. 28932–28944, 2017.
- [130] J. Wang, P. Liu, J. Hicks-Garner, E. Sherman, S. Soukiazian, M. Verbrugge, H. Tataria, J. Musser, and P. Finamore, "Cycle-life model for graphite-lifepo4 cells," *Journal of power sources*, vol. 196, no. 8, pp. 3942–3948, 2011.
- [131] S. Ebbesen, P. Elbert, and L. Guzzella, "Battery state-of-health perceptive energy management for hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular technology*, vol. 61, no. 7, pp. 2893–2900, 2012.
- [132] X. Hu, C. Zou, X. Tang, T. Liu, and L. Hu, "Cost-optimal energy management of hybrid electric vehicles using fuel cell/battery health-aware predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 382–392, 2019.
- [133] D. Andre, C. Appel, T. Soczka-Guth, and D. U. Sauer, "Advanced mathematical methods of soc and soh estimation for lithium-ion batteries," *Journal of power sources*, vol. 224, pp. 20–27, 2013.
- [134] Y. Zou, X. Hu, H. Ma, and S. E. Li, "Combined state of charge and state of health estimation over lithium-ion battery cell cycle lifespan for electric vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 273, pp. 793–803, 2015.

- [135] A. Kazim, "Exergy analysis of a pem fuel cell at variable operating conditions," *Energy conversion and management*, vol. 45, no. 11-12, pp. 1949–1961, 2004.
- [136] "Comparative investigation of nox emission characteristics from a euro 6-compliant diesel passenger car over the nedc and wltp at various ambient temperatures," *Applied Energy*, vol. 187, pp. 652 – 662, 2017.
- [137] J. Pavlovic, A. Marotta, and B. Ciuffo, "Co2 emissions and energy demands of vehicles tested under the nedc and the new wltp type approval test procedures," *Applied Energy*, vol. 177, pp. 661–670, 2016.
- [138] S. Mehdi, B. Achour, A. Sabrina, and S. Ouchen, "Implementation of a real-time energy management consisting of a battery and a supercapacitor," in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes (ICEE-B)*, pp. 1–6, IEEE, 2017.