République Algérienne Démocratique et Populaire *Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*



UNIVERSITE 8 MAI 1945 DE GUELMA Faculté de Sciences et Technologie Département d'Electrotechnique et Automatique

Thèse présentée par :

GHADBANE Houssam Eddine

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat 3^{éme} Cycle

Filière: Electrotechnique

Spécialité: Commande Electrique

Intitulé de la thèse :

Gestion d'énergie dans un véhicule électrique à base d'une machine synchrone à réluctance variable

Présentée devant le jury composé de :

Mr. KACHI Miloud	Professeur (U.8.M. Guelma)	Président
Mr. BARKAT Said	Professeur (U.M.B. M'sila)	Directeur de thèse
Mr. HOUARI Azeddine	Professeur (U.N. Nantes, France)	Co-directeur de thèse
Mr. MOUSSAOUI Abdelkrim	Professeur (U.8.M. Guelma)	Examinateur
Mr.MENDACI Sofiane	Professor (U.8.M. Guelma)	Examinateur
Mr. DJERIOUI Ali	Professeur (U.M.B. M'sila)	Examinateur
Mr.HEGAZY Rezk	Professeur (U.P.S,Arabie Saoudite)	Invité

Soutenue publiquement le : 22/04/2025

Remerciement

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à monsieur **BARKAT Said**, Professeur à l'Université Mohamed BOUDIAF de M'sila pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie particulièrement d'avoir proposé ce thème de recherche ainsi qu'aux moyens et les facilités. Je tiens à vous remercier pour tous vos efforts durant toute ces années.

Je suis extrêmement reconnaissant à monsieur **HOUARI Azeddine**, Professeur à l'Université de Nantes, co-directeur de cette thèse, pour ses encouragements qui m'ont vraiment poussé, pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire de recherche IREENA. Je tiens à adresser mes remerciements les plus sincères à monsieur **HEGAZY Rezk**, Professeur à l'Université Prince Sattam bin Abdulaziz University de Wadi Alddawasir, Arabie saoudite. Ses compétences scientifiques, ses conseils précieux, ses encouragements, et ses qualités humaines ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

J'ai été profondément honoré que monsieur **KACHI Miloud**, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma, a accepté la présidence du jury de ma thèse.

Je tiens également à remercier monsieur **MOUSSAOUI Abdelkrim**, Professeur à l'Université **8** Mai **1945** de Guelma, pour m'avoir fait l'honneur de participer dans le jury d'évaluation de cette thèse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à monsieur **MENDACI Sofiane**, Professeur à l'Université **8** Mai **1945** de Guelma, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de travaux présentés dans cette thèse.

Je remercie également monsieur **DJERIOUI Ali**, Professeur à l'Université Mohamed BOUDIAF de M'sila, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur pour l'évaluation des travaux présentés dans cette thèse.

الملخص:

تتناول هذه الأطروحة إدارة الطاقة المثلى في مركبة كهربائية تعتمد على ماكنة التردد المتزامن ذو الممانعة المتغيرة. يتألف نظام الطاقة أساسًا من بطارية ومكثف فائق القدرة متصلين بالتوازي مع ناقل التيار المستمر عن طريق محولات ثنائية الاتجاه للتيار المستمر. الأهداف الرئيسية لأنظمة إدارة الطاقة المقترحة هي ضمان استقرار ناقل التيار المستمر، وتقليل تموجات وتجاوز الجهد لناقل التيار المستمر، مع الامتثال لديناميكيات مصادر الطاقة المعترحة هي ضمان استقرار ناقل التيار المستمر، وتقليل تموجات وتجاوز الجهد لناقل التيار المستمر، مع الامتثال من تقليل التوافقيات مصادر الطاقة المعنية، وتلبية الطلب على قدرة ماكنة التردد المتزامن ذو الممانعة المتغيرة. بالإضافة إلى ذلك، تتمكن هذه الأنظمة من تقليل التوافقيات الناتجة عن نظام الدفع، مما يقلل من تموجات تيار البطارية وبالتالي يعزز عمرها الافتراضي. لتحقيق هذه الأهداف، تم اعتماد التحكم بواسطة التسطيح التفاضلي وطريقة الانز لاق الالتكاملي ذو الرتبة الكسرية المرتبطة بخوارزميات التحسين الميتاهورستية المخافة مثل خوارزمية تحسين سرب الجسيمات (PSO)، وخوارزمية بحث النسر الأصلع (BES)، وخوارزمية قدديل المخافة يُقترح عملية تقدير أمثل لمعلمات البطارية بهدف تحسين أداء أنظمة إدارة الطاقة على المويل. والحيرة من الخامة المحددة من خلال عمليات المعلية إورارية بعدف النسر الأصلع وعلى الويل. والحيرة إدارة الطاقة المحددة من خلال عمليات المعلمات والماته والا إدارة و التكاملي ذو الرتبة الكسرية المدينية وارزمية قنديل البحر (SA

الكلمات المفتاحية : المركبة الكهربائية؛ ماكنة التردد المتزامن ذو الممانعة المتغيرة؛ إدارة الطاقة؛ خوارزميات التحسين الميتاهوريستيكية؛ التحكم بواسطة التسطيح التفاضلي؛ التحكم بالوضع المنزلق الانتقالي ذو النظام الكسري؛ المعالج في الحلقة؛ الأجهزة في الحلقة.

Abstract:

This thesis deals with an optimal energy management of an electric vehicle based on a synchronous reluctance machine (SynRM). The adopted power system fundamentally consists of a battery and supercapacitor connected in parallel to the DC-bus using bidirectional DC-DC converters. The main objectives of the proposed energy management systems (EMS) are to ensure DC-bus stabilization, reduce ripples and overshoots of the DC-bus voltage, respect the dynamics of the involved energy sources, and meet the power demand of the SynRM. Additionally, these systems are capable of minimizing harmonics induced by the drive system, thereby reducing battery current ripples, which improves its lifespan. To achieve these objectives, differential flatness control and fractional-order integral sliding mode control associated with different metaheuristic optimization algorithms such as Particle Swarm Optimization (PSO), Bald Eagle Search (BES), and Salp Swarm Algorithm (SSA) have been adopted. Furthermore, in order to further improve the long-term performance of the selected EMS, an optimal process for estimating battery parameters is proposed. Finally, the selected EMS have been validated both by a Processor-in-Loop (PIL) and Hardware-in-Loop (HIL) where the obtained results are quite satisfactory.

<u>Key words:</u> Electric vehicle; Synchronous Reluctance Machine; energy management; Differential flatness control; Fractional-Order integral sliding mode control; Metaheuristic optimization algorithms; Processor-in-the-loop (PIL); Hardwar in the Loop (HIL).

<u>Résumé :</u>

Cette thèse traite de la gestion optimale d'énergie dans un véhicule électrique à base d'une machine à reluctance synchrone (MSRV). Le système d'alimentation adopté est composé fondamentalement d'une batterie et un supercondensateur connectés en parallèle au bus DC à l'aide de convertisseurs bidirectionnels DC-DC. Les objectifs principaux des systèmes de gestion d'énergie proposés sont : garantir la stabilisation du bus DC, réduire les ondulations ainsi que les dépassements de la tension du bus DC, de respecter la dynamique des sources d'énergie impliquées et de satisfaire la demande en puissance de la machine MSRV. De plus, ces systèmes sont capables de minimiser les harmoniques induites par le système l'entraînement, réduisant ainsi les ondulations du courant de la batterie, ce qui améliore la durée de vie de la batterie. Pour atteindre ces objectifs, les commandes par platitude différentielle et par mode de glissement intégral d'ordre fractionnaire associées à différents algorithmes d'optimisation métaheuristiques tels que l'optimisation par essaim de particules (PSO), l'algorithme de recherche de l'aigle chauve (BES) et l'algorithme d'Essaim de Salp (SSA) ont été adoptées. En outre, dans un but d'améliorer davantage les performances des systèmes de gestion d'énergie sélectionnés ont été validés à la fois par processeur en boucle (PIL) et par matériel en boucle (HIL) où les résultats obtenus sont assez satisfaisants.

<u>Mots clés :</u> Véhicule électrique ; Machine synchrone à reluctance variable ; Stratégies de gestion d'énergie ; Commande par platitude différentielle ; Commande par mode de glissement intégral d'ordre fractionnaire ; Algorithmes d'optimisation métaheuristiques ; Processeur en boucle (PIL) ; Matériel en boucle (HIL).

Sommaire

Sommaire	I
Listes des figures	VII
Liste des tableaux	XV
Liste des abréviations	XVI
Liste des symboles	XVII

Chapitre I : État de l'art sur les véhicules électriques et sur leurs stratégies de gestion d'énergie

I.1 Introduction	7
I.2 Histoire des véhicules électriques	7
I.3 Structures des véhicules	8
I.3.1 Structure des véhicules conventionnels	8
I.3.2 Structure des véhicules électriques	8
I.3.3 Structure des Véhicules Électriques Hybrides (VEHs)	9
I.3.3.1 VEH en série	10
I.3.3.2 VEH parallèle	10
I.3.3.3 Véhicule électrique hybride en série-parallèle	11
I.3.3.4 Véhicule électrique hybride complexe	12
I.4 Description générale de la chaîne de traction des VEs	13
I.4.1 Sources d'énergie	13
I.4.1.1 Batteries	13
I.4.1.1.1 Batteries au lithium-ion (Li-ion)	14
I.4.1.1.2 Batteries au plomb-acide (Pb-acide)	14
I.4.1.1.3 Batteries au sodium-zèbre (Na-NiCl2)	14
I.4.1.1.4 Batteries au nickel-métal hydrure (NiMH)	15
I.4.1.1.5 Batteries au nickel-cadmium (NiCd)	15
I.4.1.2 Piles à combustible	16

I.4.1.3 Supercondensateurs	17
I.4.2 Contrôleur	18
I.4.3 Convertisseur de puissance	18
I.4.4 Machines électriques	19
I.4.4.1 Machines à courant continu	20
I.4.4.2 Machines asynchrones	21
I.4.4.3 Machines synchrones à aimants permanents	21
I.4.4.4 Machines à réluctance variable	21
I.4.4.5 Machines synchrone à réluctance variable	22
I.4.4.6 Comparaison des machines synchrone à réluctance variable (MSRV), (MAS) et synchrone à aimants permanents (MSAP)	asynchrone 22
I.4.5 Transmission mécanique	22
I.4.6 Chargeur	22
I.5 Configurations de système de stockage d'énergie hybride (SSEH)	23
I.5.1 Parallèle passif	24
I.5.2 Topologie hybride semi-active	25
I.5.3 Hybride entièrement actif	27
L5.4 Configuration reconfigurable en série	
I.6 Système de gestion d'énergie (EMS) appliquées aux VEs alimentés par SSEH .	27
I.6.1 Stratégies basées sur des règles	
I.6.1.1 Stratégies basées sur des règles déterministes	
I.6.1.1.1 Stratégie de thermostat	
I.6.1.1.2 Stratégie de suiveur de puissance contrôle	
I.6.1.1.3 Stratégie de machine à états	
I.6.1.1.4 Stratégie de découplage fréquentielle	
I.6.1.2 Stratégies basées sur des règles floues	
I.6.2 Stratégies basées sur l'optimisation globale	
I.6.3 Stratégies basées sur l'optimisation en temps réel	
I.6.4 Autres approches	
L7 Comparaison des différentes stratégies de gestion de l'énergie	
I.8 Conclusion	

Chapitre II : Modélisation du véhicule électrique

II.1 Introduction
II.2 Configuration et modélisation du système électrique
II.2.1 Modélisation de la batterie36
II.2.2 Modèle du supercondensateur
II.2.3 Modélisation des convertisseurs DC-DC
II.2.3.1 Modèle du convertisseur DC-DC bidirectionnelle fonctionnant en mode boost 40
II.2.3.2 Modèle du convertisseur DC-DC bidirectionnelle fonctionnant en mode buck41
II.2.3.3 Dimensionnement de l'inductance
II.2.2.4 Dimensionnement de la capacité de la sortie
II.2.4 Dynamique du véhicule45
II.2.4.1 Charge de la route et force de traction
II.2.4.2 Évaluations du moteur et transmission46
II.2.5 Modélisation de l'autonomie des véhicules électriques47
II.2.5.1 Définition et normes des cycles de conduite
II.2.6 Modèle de la MSRV50
II.2.6.1 Modèle de machine dans le référentiel a-b-c
II.2.6.2 Modèle de machine dans le référentiel d-q52
II.3 Conclusion

Chapitre III : Identification des paramètres de la batterie Li-ion

ini introduction	т
III.2 Identification de la batterie Li-ion	4
III.2.1 Méthode d'extraction basée sur la courbe caractéristique de décharge5	5
III.2.2 Méthode d'extraction basée sur des stratégies d'optimisation5	5
III.3 Algorithmes d'optimisation	6
III.3.1 Algorithme d'optimisation Bonobo auto-adaptatif (SaBO)5	6
III.3.1.1 Apprentissage basé sur la répulsion5	7
III.3.1.2 Stratégies de Reproduction5	7

III.3.1.2.1 Accouplement Promiscue	57
III.3.1.2.2 Accouplement Restrictif :	57
III.3.1.2.3 Accouplement Extra-Groupe	58
III.3.1.2.4 Accouplement Consortship	58
III.3.2 Algorithme d'optimisation RIME	60
III.3.2.1 Initialisation du groupe de rimes	60
III.3.2.2 Stratégie de recherche de rime douce	60
III.3.2.3 Mécanisme de ponctuation de rime dure	61
III.3.3 Algorithme d'optimisation NGO	61
III.3.3.1 Modélisation mathématique de l'algorithme NGO	61
III.3.3.1.1 Phase (1) : reconnaissance et attaque de la proie (exploration)	62
III.3.3.1.1 Phase 2 : poursuite et opération d'évasion (exploitation)	62
III.3.4 Algorithme d'optimisation Zebra	63
III.3.4.1 Initialisation	63
III.3.4.2 Première phase- comportementale de recherche de nourriture	64
III.3.4.3 Deuxième phase - techniques de défense contre les prédateurs	64
III.3.5 Algorithme d'optimisation Osprey	65
III.3.5.1 Population initiale	65
III.3.5.1 Phase d'exploration	66
III.3.5.1 Phase d'exploitation	67
III.3.6 Algorithme d'optimisation AOA	67
III.3.7 Algorithme d'optimisation Dandelion	68
III.3.8 Procédures de l'Optimiseur de Catastrophe de Tchernobyl (CDO)	69
III.4 Résultats et discussions	71
III.5 Conclusion	76

Chapitre IV : Système de gestion d'énergie basé sur la platitude différentielle optimale

IV.1 Introdu	uction	77
IV.2 Ge	estion d'énergie basé sur platitude différentielle conventionnel	78
IV.2.1 T	héorie de la platitude différentielle	78

IV.	2.2 Modélisation du système de puissance	79
IV.	2.3 Platitude différentielle du système électrique	80
IV.	2.4 Contrôle de la tension du bus DC	81
IV.	2.5 Contrôle de la tension du supercondensateur	82
IV.	2.6 Contrôle de courant	82
IV.3 C	Gestion d'énergie basé sur platitude différentielle optimale	84
IV.	3.1 Optimisation des paramètres de génération de trajectoire	84
IV.	3.2 Optimiseur par Algorithme d'Essaim de Salp	86
IV.4 F	Résultats de simulation et discussion	87
IV.5	Description de la technique d'implémentation PIL et étapes de réalisation	92
IV.	5.1 Résultats de la co-simulation	94
IV.6	Description de la technique d'implémentation HIL et étapes de réalisation	96
IV.	6.1 Système OPAL RT	96
IV.	6.2 Architecture logicielle (RT-Lab)	97
IV.	6.3 Architecture matérielle (OP4510)	98
IV.	6.4 Transformation d'un modèle Simulink en une simulation en temps réel	99
IV.	6.5 Regroupement du modèle	99
	IV.6.5.1 Sous-système Console	100
	IV.6.5.2 Sous-système Maître	101
	IV.6.5.2 Sous-système Esclave	101
IV.	6.6 Communication entre les sous-systèmes	101
IV.	6.7 Résultats de simulation en temps réel	103
IV.7	Conclusion	107

Chapitre V : Système de gestion d'énergie basé sur des régulateurs par mode de glissement intégral fractionnaire optimaux

V.1 Introduction	
V.2 Structure du contrôleur proposé	
V.2.1 Conception FO-ISMC de BBC	
V.2.1.1 Explications sur les dérivées et intégrales fractionnaires	
V.2.1.2 Contrôle de tension du bus DC basé sur FO-ISMC	110

V.2.1.3	Contrôle de courants de batterie/supercondensateur basé sur	FO-ISMC111
V.2.1.4	Preuve de stabilité	112
	V.2.1.4.1 Preuve de stabilité de la boucle de tension	113
	V.2.1.4.2 Preuve de stabilité de la boucle de courant :	114
V.2.2 Appro	che de commande par mode de glissement intégral (ISMC) po	our la MSRV 115
V.2.2.1	Contrôle de vitesse basé sur l'ISMC	115
	V.2.2.1.1 Choix de la surface de glissement	115
	V.2.2.1.2 Détermination de la loi de contrôle	115
V.2.2.2	Contrôle par mode de glissement intégral des courants direct e	et en quadrature
		116
	V.2.2.2.1 Choix de la surface de glissement	
	V.2.2.2.2 Détermination de la loi de contrôle	
V.3 EMS propo	sé basé sur des régulateurs par mode de glissant intégral fract	ionnaire 116
V.2.2.1	Principe de l'algorithme d'optimisation de recherche de l'aigle	chauve117
V.4 Résultats	s de simulation	120
V.5 Partie de la	co-simulation	
V.5.1 Descrip	ption de la technique d'implémentation PIL	125
V.5.2 Résult	ats de la co-simulation	126
V.6 Simulation	en temps réel du véhicule électrique	129
V.6.1 Config	uration expérimentale HIL	129
V.6.2 Résult	ats de simulation en temps réel	130
V.7 Conclusion		134
Conclusion gén	érale	
Annexe		
Références		

Liste des figures

Introduction générale

Figure (1) : Architecture du système de puissance du véhicule électrique adopté	04
Figure (2) : Architecture des principales parties de cette thèse	05

Chapitre I : État de l'art sur les véhicules électriques et sur leurs stratégies de gestion d'énergie

Figure (I.1) : Structure du véhicule conventionnel
Figure (I.2) : Configuration du VEB09
Figure (I.3) : Structure du VEPC
Figure (I.4) : Structure d'un VEHs en série10
Figure (I.5) : Structure d'un véhicule électrique hybride en parallèle11
Figure (I.6) : Structure d'un véhicule électrique hybride en série-parallèle12
Figure (I.7) : Structure d'un VEHs complexe12
Figure (I.8) : Chaine de traction d'un VE
Figure (I.9) : Caractéristiques souhaitées des moteurs électriques pour les véhicules électriques (VEs)
Figure (I.10) : Comparaison de la MSRV et machine asynchrone au niveau a) des pertes ; b) de la taille
Figure (I.11) : Classification des systèmes de stockage d'énergie hybrides (SSEH)24
Figure (I.12) : Topologies des systèmes de stockage d'énergie hybrides ; (a) parallèle passif, (b) hybride actif batterie-SC, (c) SC-batterie actif, d) topologie hybride batterie-SC avec diode, (e) topologie hybride batterie-SC avec diode, (f) hybride actif parallèle, (g) reconfigurable en série
Figure (I.13) : Classification des stratégies de gestion d'énergie pour les véhicules électriques
Figure (I.14) : Classification des stratégies basées sur l'optimisation globale en fonction des approches de résolution de problèmes
Figure (I.15) : Stratégies basées sur l'optimisation pour les FCHEV : de l'offline à l'online 33

Chapitre II : Modélisation du véhicule électrique

Figure (II.1) : Modélisation du véhicule électrique
Figure (II.2) : Modèle de la batterie Li-ion
Figure (II.3) : : Modèle du supercondensateur
Figure (II.4) : Topologie en parallèle batterie/SC
Figure (II.5) : Phase de charge et de décharge de l'inductance en mode élévateurs (boost)41
Figure (II.6) : Phase de charge et de décharge de l'inductance en mode abaisseur (Buck)42
Figure (II.7) : Formes d'ondes du courant et de la tension dans le convertisseur bidirectionnel : (a) mode élévateurs (Boost), (b) mode abaisseurs (Buck)
Figure (II.8) : Formes d'ondes du courant et de la tension du convertisseur bidirectionnel 44
Figure (II.9) : Forces agissant sur un véhicule se déplaçant en montée
Figure (II.10) : : Mécanisme d'un engrenage
Figure (II.11) : (a):Cycle de conduite UDDS, (b):Cycle de conduite ECE-1548
Figure (II.13) : (a):Puissance demandée et l'accélération pour le cycle de conduite ECE-15 ,(b): Puissance demandée et l'accélération pour le cycle de conduite UDDS
Figure (II.14) : Puissance demandée pour différentes pentes

Chapitre II : Identification des paramètres de la batterie Li-ion

Figure (III.1) : Courbe caractéristique de décharge typique	55
Figure (III.2) : Schéma de l'approche d'identification suggérée	56
Figure (III.3) : Organigramme de l'algorithme SaBO	59
Figure (III.4) : Évolution de la fonction objective	72
Figure (III.5) : Évolution de la moyenne de la fonction objective	73
Figure (III.6) : Classement ANOVA	74
Figure (III.7) : Test de Tukey	74
Figure (III.8) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle ECE-15	75
Figure (III.9) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle NEDC	75
Figure (III.10) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle UDDS	76
Figure (III.11) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle WLTP	76

Chapitre IV : Système de gestion d'énergie basé sur la platitude différentielle optimale

Figure (IV.1) : Structure du VE proposé
Figure (IV.2) : Schéma de gestion d'énergie proposée basée sur la platitude différentielle optimale
Figure (IV.3) : EMS basé sur SSA-PLAT
Figure (IV.4) : Organigramme du SSA
Figure (IV.5) : Tension du bus DC pour différentes techniques de gestion
Figure (IV.6) : : État de charge de la batterie (%)
Figure (IV.7) : Courant de la batterie pour différentes techniques de gestion
Figure (IV.8) : Spectre harmonique du courant de la batterie: a) pour la stratégie de platitude différentielle SSA ; b) pour la stratégie de platitude différentielle PSO ; c) pour la stratégie de platitude différentielle classique
Figure (IV.9) : Courbes de puissance de la charge, de la batterie et du SC91
Figure (IV.10) : Tension du supercondensateur. Pour différentes stratégies de gestion92
Figure (IV.11) : Co-simulation de la stratégie de gestion proposée : a) Schéma de la co- simulation PIL, b) Plateforme
Figure (IV.12) : Version à temps réduit du cycle de conduite urbaine ECE-1594
Figure (IV.13) : Simulation PIL de la tension du bus DC pour différentes stratégies de gestion
Figure (IV.14) : Simulation PIL du courant de la batterie pour différentes stratégies de gestion
Figure (IV.15) : Simulation PIL des puissances de charge, de batterie et de supercondensateur
Figure (IV.16) : Simulation PIL de la tension du supercondensateur pour différentes stratégies de gestion
Figure (IV.17) : Fenêtre RT-Lab97
Figure (IV.18) : Options du panneau de droite
Figure (IV.19) : Options du panneau de gauche
Figure (IV.20) : Photo du simulateur OP451099
Figure (IV.21) : Architecture du système OP4510
Figure (IV.22) : Sous-systèmes maître et console100
Figure (IV.23) : Sous-système Console

Figure (IV.24) : Sous-système Maître	101
Figure (IV.25): Bloc OpComm	102
Figure (IV.26) : Schéma de la plateforme HIL	102
Figure (IV.27) : : HIL simulation de la tension du bus DC pour la stratégie de plat différentielle SSA	:itude 103
Figure (IV.28) : Simulation HIL de la tension du bus DC pour la stratégie de plat différentielle classique.	itude 104
Figure (IV.29) : Simulation HIL du courant de la batterie : a) pour la stratégie de plat différentielle classique ; b) pour la stratégie de platitude différentielle SSA	itude 105
Figure (IV.30): Simulation HIL des puissances de charge, de la batterie e supercondensateur	t du 106

Chapitre V : Système de gestion d'énergie basé sur des régulateurs de mode de glissement intégral fractionnaire optimaux

Figure (V.1) : Schémas du VE proposé109
Figure (V.2) : Schéma de contrôle des convertisseurs DC-DC
Figure (V.3) : Schémas des Contrôleurs par mode de glissement intégral (ISMC) de MSRV115
Figure (V.4) : Schémas d'EMS basé sur de régulateurs FO-ISMC117
Figure (V.5) : Organigramme de l'algorithme d'optimisation BES119
Figure (V.6) : Simulation de la vitesse linéaire du véhicule électrique
Figure (V.7) : Simulation du couple de charge du véhicule électrique (TL) et du couple mesuré du MSRV (Te)
Figure (V.8) : Simulation des forces de traction du véhicule électrique
Figure (V.9) : Simulation de de la tension du bus DC
Figure (V.10) : Simulation de l'état de charge de la batterie (%)124
Figure (V.11): Formes d'ondes de puissance de la charge, de la batterie et du supercondensateur
Figure (V.12) : Schéma de la stratégie de co-simulation PIL
Figure (V.13) : Co-simulation de la vitesse linéaire du véhicule électrique126
Figure (V.14) : Co-simulation du couple de charge du véhicule électrique (TL) et du couple mesuré du moteur synchrone à reluctance (Te)
Figure (V.15) : Co-simulation des forces de traction du VE

Figure (V.16) : Co-simulation de la tension du bus DC
Figure (V.17) : : Co-simulation de l'état de charge de la batterie (%)
Figure (V.18) : Co-simulation des formes d'onde de puissance de la charge, de la batterie et du supercondensateur 129
Figure (V.19) : Implémentation matérielle du système de gestion à base de la commande BES- FO-ISMC
Figure (V.20) : Schéma de la plateforme HIL
Figure (V.21) : Simulation en temps réel de la vitesse linéaire du véhicule électrique131
Figure (V.22) : Simulation en temps réel : a) Couple de charge du véhicule électrique (TL) et couple mesuré du moteur synchrone à reluctance (Te) ; b) Zoom
Figure (V.23) : Simulation en temps réel de la tension du bus DC132
Figure (V.24) : Simulation en temps réel : a) Formes d'onde de puissance de la charge, de la batterie et du supercondensateur ; b) Zoom

Annexe

Figure (A.1) : Schéma de simulation de la gestion d'énergie basée sur la platitude différentiell
optimale d'un véhicule dans l'environnement Simpower System
Figure (A.2) : Schéma de la platitude différentielle basée sur SSA en utilisant « Embedde
Matlab Function »
Figure (A.3) : Schéma de la commande vectorielle du MSRV en utilisant « Embedded Matla
Function »

Liste des tableaux

Chapitre I : État de l'art sur les véhicules électriques et sur leurs stratégies de gestion d'énergie

Tableau (I.1) : Comparaison des types de batteries pour véhicules électriques	15
Tableau (I.2) : Principaux types de piles à combustible	16
Tableau (I.3) : Les avantages et inconvénients pour les trois type machines	16
Tableau (I.4) : Comparaison de la MAS, MSRV et MSAP 15 kW à 1500 tr/min	16
Tableau (I.5) : Comparaison des algorithmes de contrôle adoptés dans les stratégies de g de l'énergie	;estion 33

Chapitre II : Modélisation du véhicule électrique

Tableau (II.1) : Comparaison des types de batteries	36
Tableau (II.2) : Paramètres de la batterie	37
Tableau (II.3) : Paramètres du supercondensateur.	39
Tableau (II.4) : Paramètres du véhicule électrique.	46
Tableau (II.5) : Paramètres du véhicule électrique.	49
Tableau (II.4) : Paramètres de la MSRV	53

Chapitre III : Identification des paramètres de la batterie Li-ion

Tableau (III.1) : : Paramètres réels de la batterie	71
Tableau (III.2) : Paramètres d'optimisation	71
Tableau (III.3) : Résultats d'identification	71
Tableau (III.4) : Statistiques d'identification	73
Tableau (III.5) : Résultats de l'ANOVA	74

Chapitre IV : Système de gestion d'énergie basé sur la platitude différentielle optimale

Tableau (IV.1) : Paramètres du HPS	87
Tableau (IV.2) : Paramètres des régulateurs	88
Tableau (IV.3) : Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle	88
Tableau (IV.4) : Distorsion harmonique totale du courant de la batterie	91

Chapitre V : Système de gestion d'énergie basé sur des régulateurs de mode de glissement intégral fractionnaire optimaux

Tableau (V.1) : Paramètres d'optimisation.	120
Tableau (V.2) : Paramètres de simulation	121
Tableau (V.3) : Différence de dépassement de tension du bus continu	123
Tableau (V.4) : État de charge de la batterie (%)	125

Liste des Abréviations

- EV : Electric vehicle;
- SC : Supercapacitor;

Bat : Battery;

EMS : Energy management strategy;

HSP : High specific power;

HSE : High specific Energy;

HPS : Hybrid power system;

HES: Hybrid Energy system;

ESS: Energy storage system;

LFS: Load following strategy;

SMC: State machine of control;

GOBS: Global optimization-based strategy;

ECMC: Equivalent consumption minimization strategy;

MPC: Model predictive control;

IFOC : Indirect Field Oriented Control;

ECE-15 : Urban drive cycle;

UDDS : Urban dynamometer driving schedule driving cycle;

ISE : Integral Square Error;

FLAT : Flatness control;

SSA : Slap Swarm optimization Algorithm;

SVM : Space Vector Modulation;

BES : Bald Eagle Search Algorithm;

SaBO : Self-adaptive Bonobo Optimizer;

ZOA : Zebra Optimization Algorithm;

CDO : Chernobyl Disaster Optimizer ;

AOA : Arithmetic Optimization Algorithm;

- RMSE : Root mean square error;
- ISMC : Integral Sliding Mode Controller;
- PI: Proportional Integral;
- FO-PI: Fractional-Order Proportional Integral;
- FO-ISMC : Fractional-Order Integral Sliding Mode Controller ;
- PIL : Processor-in-the-loop;
- HIL : Hardwar-in-the-loop;
- SMC : Sliding mode control;
- NGO : Northern Goshawk Optimization.

Liste des symboles

- V : Vitesse du véhicule ;
- v_{ω} : Vitesse du vent ;
- α : Angle de la pente ;
- m_v : Masse du véhicule ;
- μ: Coefficient de résistance au roulement du pneu ;
- *C*_d : Coefficient de traînée aérodynamique ;
- Γ : Densité de l'air ;
- A_f : Surface frontale du véhicule ;
- *G* : Gravité terrestre ;
- k_m : Facteur d'inertie de rotation ;
- *n* : Rapport de vitesse.
- T_{Lwheel} : Couple moteur sur les roues ;
- *R* : Rayon du pneu ;
- T_L : Couple de charge appliqué sur l'arbre du moteur ;
- Ω : vitesse mécanique du moteur ;
- i_{sd} , i_{sq} : Courants statoriques des axes d-q;
- L_d , L_q : Inductances statoriques d-q;
- v_{sd} , v_{sq} : Tensions statoriques des axes d-q;
- R_s : Résistance du stator ;
- Ψ_{sd} , Ψ_{sq} : Flux statoriques des axes d-q ;
- *p* : Nombre de paires de pôles ;
- ω_m : Vitesse mécanique ;
- *T_{em}* : Couple électromagnétique ;
- *f* : Frottement visqueux ;
- J : Moment d'inertie du rotor ;
- *V*_{dis} : Tension de décharge ;

- *V_{ch}* : Tension de charge ;
- E_0 : Tension constante de la batterie ;
- Q : Capacité de la batterie ;
- K : Constante de polarisation ;
- R_b : Résistance interne de la batterie ;
- *I* : Courant de la batterie ;
- It: Courant filtre;
- A_b : Amplitude de la zone exponentielle ;
- *B* : Inverse de la constante de temps de la zone exponentielle ;
- *C_H* : Capacité de Helmholtz ;
- C_{GC} : Capacité de Gouy-Chapman ;
- N_e : Nombre de couches d'électrodes ;
- ε: Perméabilité du matériau ;
- ε_0 : Perméabilité du vide ;
- *A_i* : Zone d'interface entre les électrodes et l'électrolyte ;
- d : Longueur de la couche de Helmholtz ;
- *R* : Constante des gaz parfaits ;
- *T* : Température absolue ;
- *F* : Constante de Faraday ;
- Q_c : Charge électrique de la cellule ;
- *C* : Concentration molaire ;
- Q_T : Charge électrique totale ;
- R_{SC} : Résistance du module de supercondensateur ;
- i_{SC} : Courant du module de supercondensateur ;
- *N* : Taille de la population ;
- *T_{max}* : Nombre maximal d'itérations ;
- UB : Limite supérieure de l'espace de recherche ;
- *LB* : Limite inférieure de l'espace de recherche ;
- r_{Bat} , r_{SC} : Résistances internes des convertisseurs ;

 L_{bat}, L_{SC} : Inductances des convertisseurs ;

 V_{bus}^{ref} , V_{bus} : Tensions de référence et mesurée du bus DC

 V_{SC}^{ref} , V_{SC} : Tensions de référence et mesurées du supercondensateur

 i_{SC}^{ref} , i_{SC} : Courants de référence et mesuré du supercondensateur

 i_{bat}^{ref} , i_{bat} : Courants de référence et mesuré de la batterie ;

- i_h : Courant harmonique;
- *C*_{bus} : Capacitance du bus DC ;
- $D^{-\beta}$: l'opérateur d'ordre fractionnaire.
- *δbat, δsc* : ordres fractionnaires ;
- $\lambda_{v}, \lambda_{i(bat,sc)}$: constantes positives ;

 $S_{i(bat,SC)}$: Surfaces de glissement intégrales d'ordre fractionnaire ;

- k_{v1} , k_{v2} : Coefficients de la surface de glissement ;
- k_{i1} , k_{i2} , k_{i3} , k_{i4} : coefficients des deux surfaces de glissements des deux régulateurs ;
- L_V : Fonction de Lyapunov ;
- u_{eq} : Commande équivalente ;
- u_{dis} : Commande discontinue.

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, les véhicules électriques (VEs) ont acquis un intérêt croissant en raison de l'augmentation des niveaux de bruit, des gaz polluants ainsi que de la consommation de carburant [1]. Ainsi, le VE a été l'une des solutions fortement suggérées par les centres de recherche et les fabricants de véhicules comme alternative aux véhicules conventionnels, principalement dans les villes [2]. En fait, la commission européenne a publié une proposition qui rendrait essentiellement illégale la vente de voitures à essence et diesel dans l'union européenne à partir de 2035 [3]. Dans ce cadre, la décarbonisation des transports est principalement reconnue comme l'une des solutions efficaces pour réduire considérablement les émissions nocives.

Dans ce contexte, plusieurs constructeurs d'automobiles ont déclaré ouvertement leur engagement envers un avenir basé sur des véhicules électriques, s'attendant à ce que le marché des VEs soit sur le point de connaître une expansion rapide. Par exemple, la société Volvo a déclaré que les voitures à moteur à combustion interne n'ont pas d'avenir à long terme. Volvo est fermement engagée à devenir un fabricant de véhicules entièrement électriques, la transition devra se faire d'ici 2030 [4]. D'ici 2035, General Motors prévoit d'éliminer complètement les émissions de gaz d'échappement des nouvelles voitures légères [5]. Après une année au cours de laquelle les ventes de véhicules électriques de Volkswagen ont quadruplé, l'entreprise a remarqué que 2020 représentait un tournant dans l'état d'esprit des clients [6].

Le principal inconvénient des VEs est le problème de stockage d'énergie. Beaucoup de recherches ont été menées pour étendre l'autonomie de conduite électrique, améliorer l'efficacité, réduire le coût et rendre les VEs compétitifs avec les véhicules conventionnels déjà disponibles sur le marché [7]. En fait, les batteries, les supercondensateurs (SCs), les piles à combustible (FC) et les volants d'inertie à grande vitesse sont des sources d'énergie capable d'offrir de meilleures performances pour les VEs [8]. Actuellement, les progrès réalisés dans la technologie des volants d'inertie ne sont pas à la hauteur des avancées dans les VEs. Les piles à combustible se caractérisent par leur densité énergétique élevée et leurs nature énergétique propre. Cependant, elles ont un faible temps de réponse aux demandes de puissance instantanée, en raison du faible temps de réponse du système de distribution d'air. De plus, elles sont coûteuses et n'acceptent pas l'énergie régénérative lors du freinage ou lors de la descente en pente des VEs [9]. D'autre part, les SCs offrent plusieurs avantages par rapport aux condensateurs électrolytiques, notamment leur efficacité énergétique élevée et leur durabilité plus longue [10]. D'un autre côté, les batteries sont habituellement les principaux dispositifs de stockage d'énergie dans les moyens de transport [11]. Malgré leur densité énergétique relativement élevée, les batteries ont une faible densité de puissance selon

le type de batterie. De plus, ils ont un cycle de vie relativement court et une faible dynamique. A la lumière de ce qui précède, nous concluons que les sources d'énergie disponibles ont tendance à offrir une puissance spécifique élevée (HSP) au détriment d'une énergie spécifique élevée (HSE) et vice versa, alors que ces deux qualités ne peuvent être délivrées simultanément et d'une manière efficace par un seul type de source d'énergie. Pour un véhicule électrique, l'HSE permet une autonomie de conduite prolongée, tandis que l'HSP est nécessaire pour une accélération rapide et pour l'escalade [10]. Afin d'exploiter simultanément les avantages du HSE et HSP, il est donc nécessaire de faire recours à un système hybride de puissance (HPS) formé de différentes sources gérées par une stratégie efficace de gestion du flux d'énergie. Pour le véhicule électrique, le système de stockage composé de supercondensateurs et batteries est largement utilisé en raison du comportement dynamique des SCs et de leur longue durée de vie, ce qui peut aider à éviter la surcharge des batteries [12].

Le partage de puissance entre un supercondensateur et une batterie présente l'avantage de pouvoir combiner les avantages des deux sources, avec une énergie spécifique élevée pour la première et une puissance spécifique élevée pour la seconde. Cette hybridation permet d'améliorer les performances du système de stockage d'énergie embarqué en termes de temps de recharge, de masse et de coûts [12]–[15] Le principal défi consiste à fournir une stratégie de gestion d'énergie (EMS) appropriée capable d'améliorer les performances du HPS et prolonge la durée de vie de la batterie tout en tenant compte de différentes contraintes.

Afin d'atteindre cet objectif, plusieurs EMSs ont été proposées dans la littérature académique. Globalement, ces EMSs peuvent être catégorisées en techniques d'optimisation, basées sur des règles et d'apprentissage, comme mentionné dans [16], [17]. Les approches axées sur l'optimisation utilisent des outils dérivés des théories d'optimisation pour résoudre le problème de gestion d'énergie, visant une répartition optimale de la charge électrique à travers le système de stockage batterie-supercondensateur pour maximiser la durée de vie des composants. Les méthodes axées sur l'optimisation peuvent être classées comme hors ligne ou en ligne (en temps réel). L'EMS basé sur les méthodes d'optimisation hors ligne implique de déterminer la meilleure solution de gestion pour une condition prédéfinie, comme un profil de vitesse. Il existe deux méthodes susceptibles d'accomplir cette tâche: les méthodes directes comprennent une gestion optimal discipliné; les méthodes indirectes impliquent des approches telles que le calcul des variations [16], le principe du maximum de Pontryagin's [18], le principe du minimum de Pontryagin's [19], la programmation dynamique stochastique [20], et la programmation dynamique [21]. L'application en ligne de l'optimisation consiste à déterminer la distribution d'énergie la plus efficace dans un système hybride en utilisant des données spécifiées. La fonction de coût prend en compte l'état actuel du système, les coûts opérationnels et les émissions. La commande prédictive à base de modèle [22], la stratégie de minimisation de la consommation équivalente [23], et la stratégie de maximisation de l'énergie externe relèvent de cette catégorie [24] . Fondées sur l'intelligence artificielle, les techniques basées sur l'apprentissage, en particulier l'apprentissage par renforcement [25], et l'apprentissage profond [26], ont fait preuve d'efficacité dans divers domaines, ce qui a conduit à leur mise en œuvre généralisée dans la gestion d'énergie [27], [28]. Cependant, l'indisponibilité des bases de données requises pour former les modèles pose un défi réel. Les stratégies basées sur des règles sont des stratégies de gestion basées sur une séquence de situations SI-ALORS. Ce type de stratégies de gestion peut être classifié en deux types : les

stratégies déterministes, telles que la stratégie à base de machines d'état [29], et les stratégies intelligentes, telles que l'EMS basée sur la logique floue [30], [31]. Le handicape fondamental de ces stratégies est leur développement nécessite l'expérience du concepteur, qui n'est pas toujours disponible. Ils souffrent également de problèmes liés aux transitions abruptes entre différents modes de fonctionnement qui présentent un véritable défi pour les contrôleurs conventionnels pour maintenir la qualité de puissance désirée et la stabilité du système. Une stratégie de gestion basée sur un contrôleur proportionnel-intégral linéaire a été rapportée dans [16], [27]. Les auteurs dans [32] ont proposé une stratégie de contrôle de tension basée sur un PI pour le bus continu commun des VEs hybrides. Cependant, la conception du régulateur PI basée sur la linéarisation autour d'un point de fonctionnement présente des problèmes de robustesse. La stratégie de gestion basée sur la platitude a été largement utilisée pour gérer le flux d'énergie dans un système d'alimentation à plusieurs sources [33], [34]. Cette stratégie peut offrir d'excellentes performances, mais la définition des paramètres de la trajectoire est difficile ; la définition des sorties plates et la dépendance du modèle de référence diminuent ces performances en cas de changements de paramètres essentiels. Le contrôle par mode glissant d'ordre fractionnaire a été largement appliqué pour réguler le flux d'énergie dans les systèmes d'alimentation à plusieurs sources [35], [36].

Cependant, une gestion optimale d'énergie embarquée provenant des sources de stockage hybrides est essentielle pour gérer efficacement les échanges d'énergie entre les deux sources présentes à bord du véhicule [34]. C'est dans ce contexte que ce sujet a été proposé, dans le but de suggérer de nouvelles stratégies de gestion d'énergie permettant un échange de puissance plus approprié entre la machine d'entrainement et les deux sources dans un véhicule urbain. L'idée principale est d'améliorer les performances du véhicule et d'étendre la durée de vie des éléments de stockage en utilisant l'énergie récupérée lors des phases de freinage.

Sujet :

Dans cette étude, des systèmes de gestion d'énergie à base de commandes non linéaires optimales pour un micro-réseau d'un véhicule électrique composé d'un système hybride batterie-supercondensateur est proposé. Les systèmes de stockage sont couplés en parallèle au bus DC à l'aide de convertisseurs DC-DC bidirectionnels, et alimentent une machine synchrone à reluctance variable (MSRV) via un onduleur de tension, comme le montre la Figure 1.



Figure 1 : Architecture du système de puissance du véhicule électrique adopté

Objectifs de la thèse

L'objectif général de cette étude est de développer des stratégies de gestion d'énergie optimales qui répondent aux besoins du VE en tenant compte des variations de la puissance de la machine de traction. Cet objectif peut être détaillé comme suit :

- Améliorer l'efficacité du système de traction.
- Satisfaire la puissance de la MSRV.
- Assurer la stabilité et améliorer la qualité d'énergie.
- Stabiliser la tension du bus DC ;

• Assurer une utilisation correcte des flux d'énergie entre la batterie et le SC tout en respectant les limites en termes du SoC ;

• Minimiser les ondulations du courant de la batterie générées à la fois par la MSRV et par l'onduleur PWM ;

• Combinaison des stratégies d'optimisation et de commande non linéaires pour obtenir de meilleures performances.

• Protéger le système de stockage de batterie contre les surcharges et décharges profondes.

• Identification des paramètres de la batterie afin de préserver l'efficacité des systèmes de gestion proposés.

La Figure 2 présente les principales parties de cette thèse.



Figure 2 : Architecture des principales parties de cette thèse

Organisation de la thèse

Le manuscrit que nous avons présenté est structuré en cinq chapitres dont les contenus sont succinctement résumés dans ce qui suit :

Le premier chapitre concerne l'état de l'art sur les véhicules électriques ainsi que leurs stratégies de gestion d'énergie. Nous avons débuté par présenter les différentes structures des véhicules électriques suivis par une description générale des divers éléments d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Par la suite, une attention particulière est donnée aux systèmes de gestion d'énergie appliqués aux véhicules électriques alimentés par un système de stockage d'énergie hybride. Dans ce chapitre, ces méthodes sont classifiées, détaillées et comparées en termes d'avantages et d'inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous avons développé un modèle complet et précis de chaque élément de la chaîne de traction. Cela aide à simuler le système de traction et à étudier son comportement dynamique dans différents scénarios. Le point de départ de ce chapitre est la présentation de la configuration du véhicule adopté où la modélisation de chaque composant du système hybride de production d'énergie y compris les convertisseurs de puissance est indispensable. Par la suite, l'étude a été orientée vers la partie dynamique du véhicule qui représente réellement le couple de charge appliqué sur l'arbre moteur via un engrenage. Puis, les normes des cycles de conduites couramment adoptés comme profils de vitesse sont énumérées. À la fin de ce chapitre, la modélisation de la machine synchrone à reluctance variable (MSRV) dans le référentiel synchrone est développée.

Vu que les batteries se dégradent continuellement depuis leur première utilisation, le recours à l'identification de leurs paramètres est nécessaire pour l'évaluation et l'élaboration des systèmes de gestion des véhicules électriques. C'est dans le troisième chapitre que des stratégies d'identification ont été proposées pour identifier l'état actuel des batteries Li-ion. En effet, nous avons judicieusement présenté une méthode d'identification des paramètres d'une batterie via l'utilisation d'un certain nombre d'algorithmes d'optimisation métaheuristiques.

Dans un objectif de bien gérer et de bien contrôler l'alimentation électrique du véhicule en vue d'optimiser son autonomie, sa consommation d'énergie et sa durabilité, nous avons proposé dans le quatrième et cinquième chapitre de nouvelles stratégies d'énergie associées à des commandes non linéaires optimales. La première approche de gestion d'énergie est basée sur la platitude différentielle optimale. L'exploit apporté par cette technique est évalué et comparé par rapport à la platitude différentielle conventionnelle. La deuxième approche de gestion d'énergie est basée sur la commande par mode glissant intégral d'ordre fractionnaire optimal. De même, cette approche a été comparée aux commandes par mode de glissement conventionnelles, PI fractionnel et PI classique. Les approches sont validées via une cosimulation par PIL en utilisant la carte DSP C2000 launchxl-f2837gd et par simulation en temps réel en utilisant le simulateur OP4510. Les résultats obtenus démontrent l'efficacité des approches de gestion d'énergie proposées.

Pour finir, le manuscrit se termine par une conclusion/perspectives dans laquelle nous résumons nos contributions, les conclusions auxquelles nous sommes arrivés ainsi que les nombreuses voies de recherche qui s'ouvrent à l'issue de notre travail.

Chapitre I

État de l'art sur les véhicules électriques et sur leurs stratégies de gestion d'énergie

I.1 Introduction

Les véhicules électriques (VEs) ont été introduits dans l'usage public au milieu du XIXe siècle, même avant l'introduction des véhicules à essence [37]. De retour, les VEs sont maintenant largement connus et de plus en plus disponibles commercialement. Cependant, ils n'ont pas connu autant de succès que les véhicules à moteur à combustion interne (MCI), qui ont généralement une plus grande autonomie et sont faciles à ravitailler en carburant. Les préoccupations actuelles concernant les problèmes environnementaux, y compris le bruit et les émissions d'échappement, ainsi que les récents développements dans la technologie des batteries et des piles à combustible, ont encourager les gens à utiliser davantage les VEs. Il est donc devenu essentiel d'étudier les problèmes technologiques et environnementaux liés à leur utilisation [38]. Dans ce chapitre, nous commencerons par un bref aperçu sur les VEs et de leur histoire ; puis nous présenterons les différentes structures des véhicules et leurs composants essentiels, et les configurations du système de stockage d'énergie hybride. Enfin nous décrirons une étude comparative détaillée sur les systèmes de gestion d'énergie pour les véhicules électriques.

I.2 Histoire des véhicules électriques

En 1834, un mécanicien nommé Tomas Davenport fabriqua le premier VE à Brandon, en Grande-Bretagne. Le VE fonctionnait avec une batterie non rechargeable, ce qui lui permettait de parcourir seulement une courte distance [39]. Plus tard, en 1881, le premier VE français a été présenté à l'exposition internationale de l'électricité à Paris par le physicien français Gustave Trouvé. Quatre ans plus tard, les Allemands Daimler et Benz construisirent la première voiture à essence. Au début du XXe siècle, les VEs ont connu leur âge d'or, car c'était la première fois qu'un VE dépassait la limite de vitesse de 100 km/h, le 29 avril 1899, par le pilote automobile belge Camille Jenatzy, au volant du VE "La Jamais Contente", qui était équipé de deux moteurs pour les roues arrière, avec une puissance totale maximale de 50 kW, alimentée par 80 éléments de batterie Fulmen pesant environ la moitié du poids du véhicule, soit 1.5 tonne. Cependant, au début des années 1930, la fabrication des VEs a été presque entièrement abandonnée et les VEs disparaissaient progressivement du marché en raison de plusieurs raisons, notamment les performances améliorées des véhicules à combustion interne, l'apparition d'essence bon marché et la persistance de limites qui affectaient la capacité des batteries. Par conséquent, l'utilisation des véhicules à essence était si répandue dans la période 1921-1960, contrairement aux VEs qui devenaient de plus en plus rares et n'étaient utilisés que dans des cas spécifiques.

En raison de la pollution de l'air et principalement des chocs pétroliers des années 70 et 80, de nombreux pays ont commencé à s'intéresser aux VEs dans les années 1960-1990. Ainsi, la recherche a repris et les VEs ont commencé à réapparaître progressivement. L'ère moderne des VEs a culminé dans les années 1980-1990 avec la fabrication de certains véhicules tels que l'EV1 de General Motors et la Peugeot 106 Electric fabriquée par le groupe Peugeot Société Anonyme (PSA) [40].

Plusieurs programmes de recherche sur les VEs ont récemment vu le jour pour annoncer l'arrivée imminente de cette technologie, en raison de la hausse des prix du pétrole et de l'émergence de problèmes environnementaux tels que la pollution de l'air dans les zones urbaines, résultant de l'utilisation incontrôlée des voitures à essence classiques. Cependant, les VEs semblent être une solution prometteuse pour la circulation dans les grandes villes, car ce type de véhicules ne génère ni pollution de l'air ni pollution sonore [41].

I.3 Structures des véhicules

Tous les types de véhicules, y compris les véhicules conventionnels, électriques et hybrides électriques , peuvent bénéficier du concept de gestion d'énergie pour améliorer l'efficacité énergétique, réduire les émissions ou prolonger la durée de vie des sources d'énergie, il est donc important d'examiner leur structure pour mieux comprendre comment les stratégies de gestion d'énergie des véhicules font face aux opérations des différentes structures de groupe motopropulseur et des composants [42].

I.3.1 Structure des véhicules conventionnels

La Figure (I.1) illustre la structure du véhicule conventionnel. Un moteur à combustion interne (MCI) fournit la puissance de propulsion du véhicule. La transmission du véhicule conventionnel comprend une boîte de vitesses, des embrayages, un arbre de transmission et un différentiel. La transmission mécanique permet une conversion vitesse-couple pour obtenir la vitesse appropriée des roues avant ou arrière. Une transmission à plusieurs vitesses est nécessaire en raison des limitations du MCI, telles que son incapacité à fonctionner en dessous de 800 tr/min et à fournir un couple élevé pour les opérations à basse vitesse du véhicule, ainsi que son incapacité à maintenir une haute efficacité dans certaines conditions de fonctionnement. De plus, des transmissions automatiques telles que la transmission manuelle automatisée , la transmission à double embrayage et la transmission à variation continue ont été développées pour faciliter le transfert du couple et de la puissance du MCI à l'arbre de transmission final afin d'assurer une meilleure efficacité énergétique et une meilleure conduite [42].



Figure (I.1) : Structure du véhicule conventionnel

1.3.2 Structure des véhicules électriques

Un VE est alimenté par de l'électricité stockée dans un système de stockage d'énergie (SSE) tel que des batteries, des supercondensateurs (SC) ou des volants d'inertie. Les VEs sont également appelés VE purement électriques ou VEB (Véhicules Électriques à Batterie) lorsque le principal moyen de stockage d'énergie est un bloc de batteries. La structure d'un VEB est illustrée dans la Figure (I.2). Le VEB alimenté par une batterie se compose d'une batterie pour le stockage d'énergie, d'un convertisseur DC-DC, d'un onduleur et d'un moteur électrique. La batterie est chargée à l'aide d'un associé chargeur qui peut être à la batterie elle-même ou inséré dans le point de charge. La principale fonction de l'onduleur est le contrôle du flux d'énergie vers et depuis le moteur électrique, afin de contrôler la vitesse du véhicule et sa direction de déplacement. Il convient de noter qu'au cours du processus de freinage, la batterie se recharge grâce à l'énergie régénérative.

Le rôle du convertisseur DC-DC est d'adapter la tension de la batterie à celle du bus DC de l'onduleur, et cette fonction est facultative. Contrairement aux véhicules conventionnels, les VEs, y compris d'autres véhicules avancés, n'ont pas nécessairement besoin de transmission automatique.

D'un autre côté, la distance de déplacement limitée des VEBs sans recharge a été la principale motivation de la recherche pour le développement des VEs à pile à combustible (VEPAC). Les VEs à pile à combustible ont une structure similaire à celle des VEBs, comme indiqué dans la Figure (I.3), à l'exception de la source d'énergie. L'hydrogène est nécessaire et doit être stocké à bord du VEPC. Le VEPC est un véhicule à émissions zéro à long terme. La Honda FCX a été le premier VEPC certifié utilisé aux États-Unis [42].



Figure (I.3) : Structure du VEPAC

1.3.3 Structure des véhicules électriques hybrides

Les véhicules électriques hybrides (VEHs) sont dotés de deux sources d'énergie ou plus. En général, un moteur à combustion interne (MCI) fonctionne en combinaison avec une batterie, un moteur électrique et/ou un générateur électrique dans la plupart des types de VEH connus. Il existe quatre types différents de VEHs selon la disposition des composants du groupe motopropulseur : série, parallèle, série-parallèle et hybride complexe [42].

1.3.3.1 VEH en série

Dans les VEHs en série (Figure (I.4)), la sortie mécanique du MCI est d'abord convertie en électricité grâce à un générateur. Ensuite, l'électricité produite charge soit la batterie, soit peut contourner la batterie pour propulser les roues en utilisant le moteur électrique et une transmission mécanique. En gros, l'objectif d'un VE assisté par MCI est d'augmenter sa distance de conduite pour qu'elle se rapproche de celle d'un véhicule conventionnel. En raison du découplage entre le moteur et les roues motrices, cette structure présente l'avantage de la flexibilité pour placer le groupe générateur-MCI. Malgré l'avantage de la simplicité de sa chaîne cinématique, cette structure nécessite trois dispositifs de propulsion : le MCI, le générateur et le moteur électrique. Par conséquent, l'efficacité des VEHs en série est généralement plus faible. Un autre inconvénient est que ces dispositifs de propulsion doivent être dimensionnés pour la puissance maximale soutenue si le VEH en série est conçu pour gravir une longue montée, ce qui rend les VEHs en série plus coûteux. En revanche, le groupe générateur-MCI correspondant peut adopter une puissance nominale inférieure s'il n'est nécessaire que pour des trajets courts, comme pour le trajet domicile-travail et les courses [43].



Figure (I.4) : Structure d'un VEH en série

1.3.3.2 VEH parallèle

Contrairement aux véhicules hybrides série, les VEHs parallèles (Figure (I.5)) permettent à la fois au MCI et au moteur électrique de distribuer de la puissance en parallèle pour entraîner les roues. Étant donné que le MCI et le moteur électrique sont généralement couplés à l'arbre de transmission des roues via deux embrayages, la puissance de propulsion peut être fournie soit par le MCI, soit par le moteur électrique peut également fonctionner comme un générateur pour charger la batterie grâce au freinage régénératif ou en absorbant de la puissance du

MCI. Cela se produit lorsque la sortie du MCI est supérieure à ce qui est nécessaire pour faire tourner les roues.

De plus, le véhicule électrique hybride en parallèle nécessite uniquement deux dispositifs de propulsion, à savoir le moteur à combustion interne (MCI) et le moteur électrique. Un autre avantage par rapport au cas en série est qu'un moteur à combustion interne et un moteur électrique peuvent être utilisés pour obtenir les mêmes performances jusqu'à ce que la batterie soit épuisée. Même lors de longs trajets, seul le moteur à combustion interne doit être dimensionné pour la puissance maximale continue, tandis que le moteur électrique peut rester à environ la moitié de cette puissance [43].



Figure (I.5) : Structure d'un véhicule électrique hybride en parallèle

I.3.3.3 Véhicule électrique hybride en série-parallèle

La structure du véhicule électrique hybride en série-parallèle est illustrée dans la Figure (I.6). Dans le véhicule hybride électrique en série-parallèle, la structure combine les caractéristiques des véhicules hybrides en série et en parallèle, mais elle implique un lien mécanique supplémentaire par rapport au véhicule hybride en série et également un générateur supplémentaire par rapport au véhicule hybride en parallèle. Malgré les avantages des véhicules hybrides en série et en parallèle, le véhicule électrique hybride en série-parallèle est généralement plus coûteux et complexe. Cependant, avec les progrès constants dans la technologie de contrôle et de fabrication, certains véhicules hybrides modernes préfèrent ce système [43].

Il existe plusieurs options pour concevoir le dispositif de "sélection de mode". La plus simple consiste à utiliser des embrayages pour sélectionner quel arbre est lié au moteur à combustion interne, c'est-à-dire pour lier soit l'arbre de transmission final, soit le générateur électrique au moteur à combustion interne. Une autre option consiste à utiliser un dispositif de répartition de puissance, tel qu'un train planétaire, pour répartir la puissance du moteur à combustion interne entre l'arbre de transmission et le générateur électrique [42].



Figure (I.6) : Structure d'un véhicule électrique hybride en série-parallèle

I.3.3.4 Véhicule électrique hybride complexe

Comme son nom l'indique, ce système utilise une structure complexe qui ne peut être classée dans les trois types mentionnés ci-dessus.



Figure (I.7) : Structure d'un HEV complexe

Comme illustré dans la Figure (I.7), le VEH complexe semble avoir une structure proche de celle du VEH série-parallèle, car le générateur et le moteur électrique sont tous deux des machines électriques. Cependant, la principale différence réside dans le flux d'énergie bidirectionnel impliqué dans le moteur électrique du VEH complexe, et le flux d'énergie unidirectionnel impliqué dans le générateur du VEH série-parallèle. Ce flux d'énergie bidirectionnel permet différents modes de fonctionnement, en particulier le mode de fonctionnement tri-directionnel (en raison du moteur à combustion interne et des deux moteurs électriques), qui ne peut pas être offert par l'hybride série-parallèle. L'inconvénient du VEH complexe est qu'il est très complexe et coûteux. Cependant, certaines nouvelles VEH utilisent cette structure pour la propulsion sur les deux essieux [43].

I.4 Description générale de la chaîne de traction des VEs

La chaîne de traction d'un VE peut être décomposée en éléments décrits dans la Figure (I.8). Elle comprend une batterie qui fournit l'énergie, un moteur électrique qui entraîne les roues, et un régulateur qui gère le flux d'énergie vers le moteur [44].



Figure (I.8) : Chaine de traction d'un VE

I.4.1 Sources d'énergie

À l'heure actuelle et dans un avenir prévisible, les sources d'énergie viables pour les véhicules électriques semblent être les batteries, les piles à combustible (PAC), les supercondensateurs et les volants d'inertie à ultrahaute vitesse.

I.4.1.1 Batteries

De nos jours, les systèmes de stockage les plus efficaces et prometteurs sont constitués de batteries ou de systèmes hybrides (par exemple, batteries associées à des SCs). Une batterie est composée de deux cellules électriques ou plus combinées en série ou en parallèle pour obtenir la tension et la capacité souhaitées. Les cellules convertissent l'énergie chimique en énergie électrique. Les cellules comprennent des électrodes négatives et positives dans un électrolyte. L'électricité continue est générée par la réaction chimique entre les électrodes et l'électrolyte. En ce qui concerne les batteries secondaires ou rechargeables, la réaction chimique peut être inversée en inversant le courant, et la batterie retrouve son état chargé [45][46]. La batterie utilisée dans la traction électrique a une densité d'énergie relativement faible, ce qui peut influencer directement la distance maximale

de conduite entièrement électrique du VE. Les concepteurs des VEs considèrent la batterie comme une « boîte noire » qui présente divers critères de performance, notamment la densité d'énergie, la puissance spécifique, le rendement en ampères-heures, les tensions typiques, le rendement énergétique, les taux de recharge, les températures de fonctionnement, le coût, les taux de décharge spontanée, le nombre de cycles de vie et la disponibilité commerciale [46].

I.4.1.1.1 Batteries au lithium-ion (Li-ion)

Les batteries au lithium-ion se caractérisent par leur densité d'énergie, ce qui permet au véhicule d'avoir une plus grande autonomie en mode électrique seulement. Cependant, elles n'ont généralement pas la puissance spécifique pour fournir ou accepter de fortes pointes de puissance en raison du profil de puissance dynamique d'un véhicule [47]. Les batteries au lithium-ion sont utilisées principalement dans les derniers VEs de nos jours, tels que la Mitsubishi i-MiEV, la Nissan Leaf, la Chevrolet Volt et la Tesla Model S [48].

Le terme "lithium-ion" ne correspond pas à une chimie de batterie spécifique. Certaines des batteries qui diffèrent de ce terme sont la batterie au lithium-ion polymère (LiPo) et la batterie au phosphate de fer et de lithium (LiFePO4). La batterie LiPo a été développée sur la base de la technologie des batteries Li-ion; elle est disponible en différentes tailles pour un emballage optimal. En attendant, la batterie LiFePO4 offre une densité de puissance élevée, plus de cycles de vie et une meilleure sécurité, mais elle présente l'inconvénient d'une densité d'énergie plus faible par rapport à la batterie Li-ion [48].

I.4.1.1.2 Batteries au plomb-acide (Pb-acide)

La batterie au plomb-acide est une technologie bon marché qui a été utilisée aux débuts des véhicules électriques et des véhicules hybrides électriques. Cette technologie présente de bonnes performances en termes de débit, une performance modérée par temps froid et chaud, une indication facile de l'état de charge, et une bonne rétention de charge pour des applications de charge intermittente. Il y a quelques inconvénients apparents des batteries au plomb-acide, tels qu'une faible densité d'énergie, un temps de charge long, un poids élevé, et un entretien minutieux [45], [48]. Cependant, de nos jours, les applications dans les VEs sont limitées aux véhicules industriels tels que les chariots élévateurs et d'autres véhicules lents. La principale raison en est la faible énergie spécifique de 35-40 Wh/kg (Tableau (I.1)). De même, la durée de vie de la batterie est de 3 à 5 ans. Par conséquent, au cours des dix dernières années, les activités de recherche et de développement se sont principalement concentrées sur les applications dans les VEHs [49].

I.4.1.1.3 Batteries au sodium-zèbre (Na-NiCl2)

Les batteries ZEBRA, ou sodium-nickel chloride, ont été introduites pour la première fois dans la fabrication des VEs presque en même temps que les batteries Ni-MH [48]. Certains avantages de ces batteries sont leur densité d'énergie relativement élevée de 90 à 120 Wh/kg (comme indiqué dans le Tableau (I.1)), ainsi que leur insensibilité à la température ambiante. Les batteries ZEBRA sont utilisées dans des VEs européens tels que le Think EV, l'Iveco Electric Daily et les fourgons Modec EV [50]. Cependant, le principal inconvénient des batteries ZEBRA est qu'elles doivent être rechargées lorsqu'elles ne sont pas utilisées pour pouvoir être utilisées en cas de besoin. En cas d'arrêt, le processus de recharge dure toute une journée, puis encore 6 à 8 heures pour une charge

complète. De plus, elle est inefficace, car elle consomme de l'énergie même lorsqu'elle n'est pas utilisé [45].

I.4.1.1.4 Batteries au nickel-métal hydrure (NiMH)

Ces cellules ont une capacité supérieure à celles du nickel-cadmium, une capacité de recharge rapide, une longue durée de vie, et une longue durée de conservation dans n'importe quel état de charge. Les inconvénients de cette technologie sont une efficacité de charge et de décharge médiocre, un coût élevé, un effet mémoire, et de mauvaises performances par temps froid [48].

I.4.1.1.5 Batteries au nickel-cadmium (NiCd)

Elles ont été utilisées au début de l'exploration spatiale. Elles ont un cycle de vie long, une bonne performance en temps froid, et peuvent être complètement déchargées sans dommage. Comme inconvénients, elles présentent un effet mémoire, en plus d'être coûteuses. Un autre inconvénient est que le cadmium est très toxique. Par conséquent, l'utilisation de ces batteries dans les VEs est interdite [48].

En résumé, le Tableau (I.1) présente une comparaison des technologies de batteries disponibles pour les applications de véhicules électriques.

Type de batterie	Densité d'énergie (Wh/kg)	Puissance spécifique (W/kg)	Autodécharge (% par mois)	Cycle de vie
Lead acid (Pb-acid)	35	180	<5	1000
Nickel-cadmium (Ni-Cd)	50-80	200	10	2000
Nickel-metal hydride (Ni-MH)	70-95	200-300	< 20	< 3000
ZEBRA	90–120	155	< 5	> 1200
Lithium-ion (Li-ion)	118–250	200–430	< 5	2000
Lithium-ion polymer (LiPo)	130–225	260–450	< 5	> 1200
Lithium-iron Phosphate (LiFePO4)	120	2000–4500	< 5	> 2000
Lithium-sulfur (Li-S)	350–650	-	8-15	300
Lithium-air (Li-air)	1300-2000	_	< 5	100

Tableau (I.1) : Comparaison des types de batteries pour véhicules électriques [48]
I.4.1.2 Piles à combustible

La technologie des piles à combustible (PC) est récemment devenue l'un des domaines de recherche les plus actifs. Les piles à combustible sont des dispositifs électrochimiques produisant de l'électricité à partir du combustible sur l'anode et de l'oxydant sur la cathode, réagissant dans l'électrolyte. Le type de pile à combustible dont on parle couramment est la pile à combustible à hydrogène, dans laquelle l'énergie est extraite de l'oxydation de l'hydrogène. Contrairement aux batteries, les piles à combustible fournissent plutôt qu'elles n'emmagasinent de l'énergie électrique, et elles continuent à le faire tant que l'approvisionnement en combustible se poursuit.

Les avantages des piles à combustible sont qu'elles convertissent le combustible en électricité de manière efficace, qu'elles produisent peu ou pas d'émissions, qu'elles fonctionnent silencieusement et peuvent récupérer la chaleur perdue, en plus de leur flexibilité en matière de combustible, de leur fiabilité et de leur durabilité [51], [52]. En ce qui concerne leurs inconvénients, le temps de réponse des piles à combustible est relativement plus long par rapport à celui des batteries et des supercondensateurs. De plus, elles sont plus coûteuses [52].

Il existe de nombreux types de piles à combustible, notamment la pile à combustible directe au méthanol (PACDM), la pile à combustible alcaline (PACA), la pile à combustible à membrane d'échange de protons (PACMEP), la pile à combustible à acide phosphorique (PACAP), la pile à combustible à carbonate fondu (PACF) et la pile à combustible à oxyde solide (PACOS), etc. Ces principaux types de piles à combustible sont répertoriés dans le Tableau (I.2).

Type de la pile à combustible	Niveau de puissance (MW)	Densité de puissance (W/cm²)	Température de fonctionnement (°C)	Rendement du système (%)
PACDM	< 0.001	0.04–0.23	90–120	10–20
PACA	< 0.1	0.2–0.3	60–100	62
PACMEP	< 0.5	0.35–0.6	50-120	30–50
PACAP	< 10	0.2–0.25	150-200	40
PACF	< 100	0.1–0.2	600–650	47
PACOS	< 100	0.24–0.3	500-1100	55–60

Fableau (I.2)	: Principaux	types de	piles à	combustible	[51],	[53]
aoreaa (III)	· I Interputation	cypes ac	pneou	connousible		

Parmi eux, la PACMEP est un choix approprié pour les applications automobiles en raison de la nature solide de d'électrolyte, de son fonctionnement à basse température, de son démarrage rapide, de son niveau de puissance adéquat, de sa haute densité de puissance et de son efficacité [50].

Les recherches actuelles sur la technologie des piles à combustible se concentrent sur la réduction de l'utilisation du platine dans la PACMEP, qui nécessite des métaux nobles en tant qu'électro-catalyseur, et sur la réduction de la température de fonctionnement de la PACOS, qui n'a pas besoin de métaux nobles en tant qu'électro-catalyseur [54].

I.4.1.3 Supercondensateurs

Les SCs, également appelés supercondensateurs et condensateurs électriques à double couche (CEDC), sont similaires aux condensateurs électrostatiques ou électrolytiques conventionnels, avec l'avantage de pouvoir stocker ou libérer plus d'énergie en raison de leur grande capacité. La cellule CEDC se compose de deux électrodes en carbone poreux immergées dans un électrolyte. L'application d'une tension aux électrodes fait migrer les ions négatifs de l'électrolyte vers l'électrode positive, et à son tour, les ions positifs migrent vers l'électrode négative. Deux couches de charge sont alors formées (une couche sur chaque électrode), d'où le nom de condensateur à double couche. En raison de la porosité de l'électrode et de la très faible distance séparant les charges, une grande capacité est obtenue [55].

La densité de puissance du SC est significativement plus élevée que celle de la batterie, cela est dû au fait que les charges sont physiquement stockées sur les électrodes. Une faible résistance interne confère au SC une grande efficacité, mais peut entraîner une forte émission de courant en cas de charge à un état de charge (SOC) très bas. Une autre caractéristique du SC est que la tension terminale est directement liée au SOC. Le développement de l'électronique d'interface permet au SC de fonctionner sur toute sa plage de tension variable [51].

La technologie SC est prometteuse pour les véhicules électriques car elle offre une puissance spécifique exceptionnellement élevée et une durée de cycle pratiquement illimitée. Cependant, les SCs nécessitent des améliorations significatives avant d'être utilisées comme unique source d'énergie pour les véhicules électriques - leur énergie spécifique (5 à 6 Wh/kg) doit être considérablement augmentée, et leur coût doit être fortement réduit [54]. Les SCs peuvent être utilisés comme dispositifs de stockage d'énergie auxiliaires pour les véhicules électriques. En conduite urbaine, il existe de nombreuses conditions de conduite stop-and-go, et la puissance totale requise est relativement faible. Les SCs sont très appropriées pour capter l'électricité provenant du freinage régénératif et fournir rapidement de la puissance pour l'accélération en raison de leurs taux de charge et de décharge rapides. Dans les applications de véhicules électriques, les batteries et les SCs peuvent être combinées pour maximiser les avantages des deux composants [51].

Les recherches actuelles sur la technologie des SCs se concentrent sur l'amélioration de leur densité énergétique, notamment en utilisant le graphène et les nanotubes de carbone pour augmenter la surface utilisable et ainsi la capacité de stockage d'énergie [54].

I.4.2 Contrôleur

Le contrôleur est essentiellement le composant central du système de propulsion, car il capture les informations d'état du système (vitesse, courant, etc.) pour les traiter et générer en conséquence les signaux de contrôle appliqués au moteur électrique en vue d'une gestion efficace de la consommation d'énergie. Le contrôleur contrôle les systèmes de conduite manuelle et automatique pour le démarrage et l'arrêt, la prise de contrôle de la vitesse, la marche avant ou arrière, la régulation et la limitation du couple, et maintient le système de conduite intact contre les défauts et les surcharges [37].

I.4.3 Convertisseur de puissance

L'électronique de puissance est utilisée pour convertir l'énergie électrique et gérer le flux de puissance à travers le véhicule. Ce flux de puissance peut provenir de la batterie vers les roues (dans

les deux sens), du réseau vers la batterie (dans les deux sens), et également du moteur vers la batterie ou les roues. Les convertisseurs électroniques de puissance comprennent les convertisseurs DC/DC, les onduleurs DC/AC et les redresseurs AC/DC [56].

L'utilisation d'un hacheur permettra une conversion DC/DC pour alimenter une machine DC ou l'inducteur d'une machine synchrone. L'onduleur permettra une conversion DC/AC pour alimenter le stator de machines asynchrones ou synchrones [44].

I.4.4 Machines électriques

Dans les véhicules conventionnels, les machines électriques sont généralement utilisées comme alternateurs ou démarreurs. L'alternateur est utilisé pour charger la batterie avec une tension de 12 V et fournir de l'énergie aux charges électriques du véhicule lorsque le moteur fonctionne. En revanche, le démarreur fait tourner un moteur à combustion interne à vitesse de ralenti pour le mettre en marche [53].

La machine électrique fournit le couple nécessaire à la boîte de vitesses pour déplacer le véhicule. La machine traite également le flux de puissance en sens inverse pendant la régénération. Lors du freinage, le véhicule convertit l'énergie mécanique des roues en énergie électrique. Le terme "moteur" est utilisé lorsque l'énergie est convertie de l'électrique aux mécaniques dans la machine électrique ; tandis que le terme "générateur" est utilisé lorsque le flux de puissance va dans le sens inverse ; la machine convertie l'énergie mécanique en énergie électrique. Le mode de freinage des machines électriques est appelé freinage régénératif.

Les principaux avantages d'un moteur électrique par rapport à un moteur à combustion interne sont que le moteur fournit un couple complet à basse vitesse et la puissance instantanée peut être deux ou trois fois la puissance nominale du moteur. Ces caractéristiques offrent au véhicule une excellente accélération avec un moteur nominalement évalué [37].

Pour que les machines électriques dans les véhicules électriques soient fiables et que les véhicules électriques soient largement utilisés, elles doivent présenter les caractéristiques souhaitées suivantes [54], [57] :

- Haute densité de couple et haute densité de puissance,
- Large plage de vitesses, couvrant les vitesses basses et élevées,
- Haute efficacité sur une large plage de couple et de vitesse,
- Haute efficacité pour le freinage régénératif,
- Large capacité de fonctionnement à puissance constante,
- Réponse rapide du couple,
- Grande capacité de couple pour le démarrage électrique et la montée en côte,
- Grande capacité de surcharge intermittente pour les dépassements,
- Fiabilité et robustesse élevées pour l'environnement automobile,
- Faible niveau de bruit acoustique,
- Coût raisonnable.

Pour les véhicules électriques, les caractéristiques souhaitées des moteurs électriques dans les systèmes d'entraînement électrique sont décrites dans la Figure (I.9). On peut constater que l'entraînement de moteur électrique pour les véhicules électriques doit fournir un couple élevé lors de la conduite à basse vitesse aux phases de démarrage et d'accélération, et une puissance élevée lors de la conduite à grande vitesse en croisière. Dans le même temps, il est préférable que la plage de vitesse soit aussi large que possible à puissance constante [58].



Figure (I.9) : Caractéristiques souhaitées des moteurs électriques pour les véhicules électriques

À ce jour, quatre types de moteurs ont été utilisés dans les VEs. Ils comprennent principalement la Machine à Courant Continu (MCC), la Machine Asynchrone (MAS), la Machine à Réluctance Commutée (MRC), et la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

I.4.4.1 Machines à courant continu

Les MCCs sont connues pour leur capacité à produire un couple élevé à basse vitesse, et leurs caractéristiques couple-vitesse répondent aux besoins de traction. La vitesse du moteur est régulée en modifiant la tension. Les MCCs à balais ont été utilisées dans les VEs car elles sont adaptées pour propulser un véhicule et faciles à contrôler.

Différentes configurations des circuits de champ et d'armature créent différents types de MCCs, offrant ainsi différentes caractéristiques couple-vitesse. Une MCC peut être classée comme étant à excitation séparée, série, shunt, compound, et à aimants permanents [54]. Les moteurs à courant continu à excitation séparée conviennent à un fonctionnement en affaiblissement du flux en raison de leurs caractéristiques de contrôle de couple et de flux découplées ; le mode d'affaiblissement du flux offre une plage étendue de fonctionnement à puissance constante. Les moteurs shunts sont plus faciles à contrôler que les moteurs séries [58]. Le MCC à aimants permanents à une densité de puissance relativement plus élevée et une efficacité supérieure par rapport aux types à champ enroulé, mais il ne peut pas atteindre les caractéristiques de fonctionnement avec contrôle du flux, car l'excitation du champ dans le MCC à aimants permanents est incontrôlable [54].

Les entraînements des moteurs à courant continu ont une structure complexe, de faible fiabilité, et nécessitent une maintenance constante. Cela est dû à la présence du commutateur mécanique. Il est difficile de réduire la taille des moteurs à courant continu à balais, ce qui les rend plus lourds et plus coûteux. De plus, le frottement des balais/commutateur limite la vitesse maximale du moteur [58].

Ces inconvénients rendent les MCCs moins fiables et inadaptées à un fonctionnement sans entretien, limitant ainsi leur application dans les VEs modernes [54].

I.4.4.2 Machines asynchrones

Les MASs sont des machines très répondues dans l'industrie car elles sont robustes et peu coûteuses. Avant l'avènement des convertisseurs de puissance électroniques, l'utilisation des MASs était limitée aux applications fonctionnant à une vitesse presque constante. Les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, combinés au développement de processeurs numériques puissants et bon marché et des techniques de contrôle appropriées, ont conduit à une utilisation généralisée des variateurs de vitesse industriels à courant alternatif (AC).

Il existe deux types des MASs, les moteurs à rotor bobiné et les moteurs à cage d'écureuil. Les MAS à rotor bobiné sont moins attrayants que les moteurs à cage d'écureuil car elles sont coûteuses, nécessitent plus d'entretien et sont un peu fragiles.

Dans les MASs à cage d'écureuil, des barres d'aluminium sont insérées dans des fentes de la périphérie externe du rotor [59]. De nombreux développeurs de VEs ont été attirés par ces moteurs pour l'absence de leur entretien et leur faible coût. Cependant, ce type de MAS présente quelques inconvénients tels que le problème de la taille et du poids pour un fonctionnement à haute vitesse [53].

I.4.4.3 Machines synchrones à aimants permanents

La MSAP a des aimants placés sur le rotor, tandis que la construction du stator est la même que celle de la MAS. La MSAP peut être de type à aimants en surface, ou les aimants peuvent être encastrés dans le rotor de la MSAP. Les MSAPs intérieures présentent d'excellentes caractéristiques de performance, supérieures aux aimants en surface, mais la complexité de fabrication est l'un des inconvénients de ces machines. Les MSAPs peuvent également être catégorisées comme ayant une distribution du flux sinusoïdale ou trapézoïdale dans l'entrefer. Les machines trapézoïdales ont des enroulements triphasés concentrés et sont également appelées machines sans balais à courant continu. La MSAP est alimentée par un onduleur à six interrupteurs, tout comme la MAS, mais le contrôle est relativement plus simple que celui de la MAS [37]. Les caractéristiques des MSAPs, à savoir une densité de puissance élevée et une efficacité élevée, sont attribuées à l'utilisation de matériaux à aimants permanents haute énergie. En réalité, elles deviennent prédominantes dans le marché des VEs. Cependant, les entraînements de moteurs sans balais à aimants permanents présentent encore certains inconvénients, tels qu'un coût élevé et une instabilité thermique du matériau à aimants permanents [54] .

I.4.4.4 Machines à réluctance variable

Les Machines à Réluctance Variable (MRVs) présentent d'excellentes caractéristiques de tolérance aux pannes, et leur construction est relativement simple. Les MRVs n'ont ni enroulements, ni aimants, ni cages sur le rotor, ce qui contribue à augmenter le couple et la capacité d'inertie de ces moteurs. Ils peuvent être utilisés dans des environnements à haute température et à haute vitesse [37]. Les caractéristiques couple-vitesse du moteur correspondent bien aux caractéristiques de charge sur route, et les performances des MRVs pour les applications VE/VHE sont excellentes. Les deux problèmes liés aux MRVs sont le bruit acoustique et les variations de couple. Les problèmes de bruit des MRVs font l'objet de diverses activités de recherche [37].

I.4.4.5 Machines synchrone à réluctance variable

La Machine Synchrone à Réluctance Variable (MSRV) utilise également le concept de la reluctance pour créer du mouvement et du couple. Comme la MRV, la MSRV ne contient pas d'aimants permanents. Elle est alimentée par des courants sinusoïdaux afin de créer un champ tournant, comme c'est le cas pour la MAS et la MSAP. Elle possède une structure robuste où le stator est similaire à celui d'une MAS et le rotor ne contient ni aimants ni enroulements en cuivre. Par conséquent, une efficacité plus élevée peut être obtenue par rapport à la MAS en raison de l'absence de pertes Joules dans le rotor [60]. Potentiellement, cette technologie de machine pourrait être une alternative viable pour des solutions de traction à faible coût. Cependant, la machine présente plusieurs problèmes principaux : une ondulation de couple relativement élevée [12], [60], [61] une faible densité de puissance, un faible facteur de puissance et une zone de réduction de champ réduite [62], [63].

I.4.4.6 Comparaison des machines synchrone à réluctance variable (MSRV), asynchrone (MAS) et synchrone à aimants permanents (MSAP)

Afin de justifier l'intérêt que nous portons à la MSRV, nous allons faire une étude comparative de ses performances avec celles des deux autres machines électriques triphasées les plus utilisées dans le domaine de la vitesse variable.

La comparaison des performances entre les types de machines alternatives disponibles fait l'objet d'un certain nombre d'études dans la littérature [64], [65]. Dans le tableau (I.3), nous avons synthétisé les avantages et inconvénients des trois types de machines. La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles civiles, et en raison de son faible coût et de sa robustesse. Cependant, le principal inconvénient de ce type de machine est dans son rendement (pertes par effet Joule au rotor élevées). Sur la figure (I.10)., on compare la MSRV avec la machine asynchrone au niveau des pertes et de la taille. Les principaux avantages de la MSRV sont les faibles pertes au rotor (40% de celles de la MAS). Cela permet d'améliorer le couple (supérieur de 6%) et le rendement (supérieur de 3.3%) pour une puissance de 15 kW (tableau (I.4)). De plus, elle offre une puissance identique avec une taille plus réduite en comparaison à la MAS.

Type de machine	Avantages	Inconvénients	
	- bon couple massique	-dégradation des performances avec	
MSAP	- bon rendement	l'augmentation de la température	
	- possibilité de défluxage	- risque de désaimantation des aimants	
		 assemblage des aimants délicat 	
		- coût	
	- haut rendement	- saturation importante	
MSRV	- facilité de fabrication	- facteur de puissance inférieur à celui d'une	
	- faibles pertes Joule au rotor	MSAP et MAS	
	- coût	- fortes ondulations de couple impliquar	
		vibrations et bruit	
	-robuste	- faible couple volumique	
MAS	- faible coût de réalisation	- pertes importantes au rotor	
	- faible ondulation de couple	- mauvais facteur de puissance	
	- défluxage	-	

Tableau (I.3) : Les avantages et inconvénients pour les trois type machines

La machine synchrone à aimants permanents est bien connue. Le défi majeur est la disponibilité des aimants permanents (terres rares). Par conséquent, il est nécessaire à l'avenir de trouver des technologies alternatives ne dépendant pas des aimants. Le tableau (I.4) compare les performances pour trois types de machines avec une puissance de 15 kW à 1500 tr/min. On peut observer que le couple et le rendement de la MSRV peuvent être comparés avec ceux de la MSAP (95.1 N.m comparé à 96.1 N.m pour le couple, et 94% comparé à 94.6% pour le rendement). De plus, l'absence d'aimants dans la structure du rotor est un avantage supplémentaire pour des applications industrielles à l'avenir.



Figure (I.10) : Comparaison de la MSRV et machine asynchrone au niveau a) des pertes ; b) de la taille [62].

Type de machine	MAS	MSRV	MSAP
Vitesse [tr/min]	1523	1513	1510
Couple [N.m]	94.1	95.1	96.1
<i>P</i> [<i>kW</i>]	15	15.1	15.2
Pertes totale [W]	1538	964	872
Rendement [%]	90.7	94.0	94.6
Facteur de puissance	0.74	0.71	0.91
Couple/courant [<i>N.m</i> /A]	0.28	0.28	0.35

Tableau (I.4) : Comparaison de la MAS, MSRV et MSAP 15 kW à 1500 tr/min[66] .

I.4.5 Transmission mécanique

La transmission mécanique est nécessaire pour relier la sortie du moteur aux roues. Dans les véhicules conventionnels, le moteur est relié à un embrayage qui est lui-même relié à une boîte de vitesses, un arbre de transmission et un différentiel qui égalise le couple sur les roues motrices tournant à des vitesses différentes. En revanche, la transmission des VEs est plus simple que celle des véhicules conventionnels. Il n'est pas nécessaire d'avoir un embrayage ou une boîte de vitesses conventionnelle car le moteur électrique peut fournir un couple à partir de zéro vitesse et au-dessus, et un engrenage à rapport unique est généralement suffisant [46].

L'engrenage est un dispositif mécanique simple de transmission de puissance qui augmente le couple et réduit la vitesse. Ce dispositif maintient le flux régulier de puissance en vertu de la loi de conservation de l'énergie, car le couple multiplié par la vitesse est une puissance qui reste constante tant qu'il n'y a pas de pertes d'énergie [37].

I.4.6 Chargeur

Dans les VEs, la batterie peut être rechargée depuis le réseau électrique à l'aide d'un dispositif de charge externe. Un chargeur est essentiel dans le processus de charge car l'alimentation électrique du réseau est sous forme de courant alternatif (AC), tandis que la batterie est en courant continue (DC). Le rôle du chargeur d'un VE est de redresser le niveau de puissance AC du réseau pour obtenir un niveau de puissance DC adéquat pour recharger correctement la batterie du VE. Pour cette tâche, un chargeur du VE est généralement conçu comme un convertisseur AC/DC ou un redresseur. Dans certains cas, pour un processus de charge rapide, un convertisseur DC/DC supplémentaire est inclus dans la conception du chargeur de VE pour une conversion optimale de l'énergie.

Les chargeurs du VE peuvent être embarqués et hors-bord des véhicules. Le chargeur embarqué est souvent conçu comme un dispositif de petite taille pour réduire le poids du VE. Il a également une puissance nominale faible et est principalement utilisé pour une charge lente de la batterie. En revanche, le chargeur du VE hors-bord est installé à des endroits spécifiques pour fournir des services de charge rapide [48].

I.5 Configurations de système de stockage d'énergie hybride

Afin d'améliorer le cycle de vie des systèmes de stockage d'énergie, de limiter la décharge excessive, d'améliorer la disponibilité de l'énergie et l'efficacité du système, il est courant de combiner plusieurs dispositifs de stockage d'énergie en parallèle ou en série ; cette combinaison est appelée système de stockage d'énergie hybride (SSEH). Diverses combinaisons de SSHE possibles incluent batterie/Supercondensateur (SC), SC/ pile à combustible (PAC), batterie/PAC/SC, etc.. [67]. Parmi celles-ci, la combinaison batterie-SC présente plusieurs avantages tels que la réduction de la puissance maximale, l'extension de la portée, la réduction de la dégradation de la batterie, l'amélioration de la durée de vie et de l'état de santé. Cette combinaison est particulièrement adaptée aux véhicules électriques car elle offre une densité de puissance élevée ainsi qu'une densité énergétique élevée. De plus, les batteries couplées aux SCs peuvent stocker de l'énergie au moment du freinage et contribuer à un transfert d'énergie en douceur. De plus, le SC peut également soutenir le profil de charge dynamique du véhicule et contribuer à une plus grande autonomie. Par conséquent, la combinaison batterie-SC prend en charge la régulation de puissance dynamique à long terme.

Manifestement, le couplage entre le SSEH et le bus continu (DC) s'effectue à travers des convertisseurs DC-DC bidirectionnels. En fonction de la configuration du SSEH et du convertisseur, quatre types de topologies sont possibles : parallèle passif, topologie semi-active, hybride entièrement actif et configurations SSEH reconfigurables en série-parallèle [50]. Les types de SSEHs et leurs configurations possibles sont représentés dans les Figure (I.11) et Figure (I.12), respectivement.



Figure (I.11) : Classification des systèmes de stockage d'énergie hybrides (SSEH)



Figure (I.12) : Topologies des systèmes de stockage d'énergie hybrides ; **a)** parallèle passif, **b)** hybride actif batterie-SC, **c)** SC-batterie actif, **d)** topologie hybride batterie-SC avec diode, **e)** topologie hybride batterie-SC avec diode, **f)** hybride actif parallèle, **g)** reconfigurable en série

I.5.1 Parallèle passif

Dans cette topologie, le SC et la batterie sont connectés en parallèle à un onduleur, comme le montre la Figure (I.12.a). L'absence de convertisseur DC-DC supplémentaire rend cette topologie plus légère, de faible taille et moins chère. De plus, les fluctuations des tensions de la liaison DC sont comparativement moindres car la batterie maintient la tension du bus DC constante. Comme la tension du SC est maintenue constante grâce à la batterie, elle peut être dimensionnée en conséquence

pour correspondre aux caractéristiques du filtre passe-bas [68]. Ainsi, les pics de courant élevés et les chutes de tension faibles sont évités. Étant donné que le convertisseur et le SSEH sont connectés en parallèle, sa tension terminale suit les caractéristiques de décharge d'une batterie limitant la tension du SC. Par conséquent, une large variation de tension de sortie ne peut pas être atteinte. Cependant, dès que l'énergie stockée dans le SC est fournie à la charge, sa tension chute drastiquement. À ce moment-là, la batterie doit équilibrer à la fois le SC et la charge, ce qui entraîne une charge supplémentaire pour la batterie. Cette topologie ressemble à un circuit RC simple où le courant de décharge et de charge dépend uniquement des paramètres de la batterie/SC [69], [70] Bien que cette topologie soit légère, simple et moins chère, elle souffre de performances médiocres [71].

I.5.2 Topologie hybride semi-active

La configuration précédente ne présente pas un courant constant idéal avec des caractéristiques de crête réduites ; elle présente des cycles de conduite fortement volatils. De plus, le tirage de courant dynamique élevé provoque la dégradation de la batterie. Par conséquent, un convertisseur bidirectionnel est connecté soit à la batterie, soit au SC, pour contrôler la puissance régénérative, rendant ainsi le système plus robuste. De plus, il prend en charge le transfert d'énergie vers le SC pendant les périodes de décélération et d'accélération. En même temps, une charge et une décharge contrôlées améliorent les performances de la batterie. Par conséquent, les topologies hybrides semi-actives ont été largement étudiées dans la littérature récente. Cette topologie est subdivisée en quatre types différents :

- Type actif batterie-SC convertisseur DC-DC bidirectionnel connecté au SC (Figure (I.12.b));
- Type actif SC-batterie convertisseur DC-DC bidirectionnel connecté à la batterie (Figure (I.12.c)) ;
- Connexion en cascade convertisseur DC-DC bidirectionnel entre la batterie et le SC avec une diode (Figure (I.12.d)) ;
- Connexion en cascade convertisseur DC-DC unidirectionnel au lieu d'un bidirectionnel (Figure (I.12.e)).

I.5.3 Hybride entièrement actif

Dans cette topologie hybride, plusieurs convertisseurs DC-DC sont utilisés pour surmonter les inconvénients des variations importantes de la tension du bus DC [72]. L'utilisation de plusieurs convertisseurs DC-DC bidirectionnels permet d'obtenir un contrôle complet sur le SC et la batterie individuellement [73]. En connectant plusieurs convertisseurs DC-DC bidirectionnels en parallèle, la tension du bus DC reste constante. De plus, les tensions individuelles de la batterie et du SC sont inférieures à la tension du bus DC, minimisant ainsi les problèmes d'équilibrage de tension. De plus, le SC est pleinement utilisé de sorte que la tension du SC peut varier dans des plages étendues. Ici, dans cette topologie, la banque du SC et le pack de batterie sont séparés du bus DC en s'intégrant l'un à l'autre avec le convertisseur DC-DC. Les bornes de sortie de chaque convertisseur DC-DC bidirectionnel sont connectées en parallèle, comme le montre la Figure (I.11.f). Étant donné que le flux de puissance de la batterie et du SC est découplé l'un de l'autre, cet agencement a un contrôle autonome sur l'ESS. L'un des avantages les plus importants de cette topologie est qu'elle peut permettre des tensions de la liaison DC plus basses, réduisant ainsi la taille du SSEH et son coût associé. De plus, cette topologie maintient la tension de liaison DC stable, maximisant ainsi

l'utilisation de la plage de tension opérationnelle du SC [74]. Cependant, l'une des limitations importantes de cette topologie est la nécessité d'un ou de plusieurs convertisseurs de taille normale nécessitant des systèmes de contrôle complexes et des coûts supplémentaires.

I.5.4 Configuration reconfigurable en série

Dans la littérature récente, une nouvelle configuration de système de stockage d'énergie hybride a été suggérée et mise en œuvre pour les véhicules électriques. Cette topologie, telle qu'illustrée dans la Figure (I.11.g), utilise plusieurs commutateurs bidirectionnels pour réarranger la configuration du SSHE de la connexion en série à la connexion en parallèle. Chaque fois que la tension du bus continu chute, la banque de supercondensateurs est chargée par le pack de batteries. Cette fonctionnalité est adaptée au véhicule à l'arrêt. De plus, cette topologie est avantageuse pendant la demande de puissance maximale, qui survient généralement pendant les périodes d'accélération et de décélération du VE. Lorsque le commutateur T2 est fermé, le pack de batteries et la banque de condensateurs sont connectés en série, ce qui fait que la tension du bus continu est supérieure ou égale à la tension des SCs, permettant aux moteurs de propulsion de supporter un couple maximal à des vitesses de fonctionnement élevées. Un convertisseur DC-DC supplémentaire rend les sources d'énergie indépendantes du lien DC. De plus, cette configuration présente des avantages similaires à la topologie SCs/batterie active et à la topologie batterie/SC [75]. Cependant, le principal inconvénient réside dans les stratégies de contrôle complexes nécessaires pour gérer l'équilibre énergétique entre les deux sources. Un autre inconvénient probable est le risque lié à la défaillance des commutateurs T1, T2 et T3. De plus, les études récentes menées ne mentionnent pas la nature des commutateurs électroniques de puissance à utiliser avec le lien DC du système. L'utilisation de contacteurs électromagnétiques compromet les performances du système au risque de défaillance de contact. Dans le même temps, l'utilisation de commutateurs à semi-conducteurs pour ce type d'application ajoute de la complexité et réduit le risque de soudure du contact.

I.6 Systèmes de gestion d'énergie appliqués aux VEs alimentés par un SSEH

L'une des fonctionnalités importantes du EMS dans les VEs est la répartition efficace de la puissance entre les sources d'énergie (SSE). Pour diviser de manière optimale la demande de puissance entre les SSE, de nombreuses équations de contrôle déterministes ou des stratégies dans l'EMS sont appliquées. Cependant, des facteurs tels que la commande du conducteur, la longueur du trajet, la vitesse du moteur/générateur électrique et l'état de charge de la batterie (SOC), etc., sont impliqués dans la sélection de l'SSE. De plus, sans ces données ou informations, on peut avoir un contrôle limité sur le problème de répartition de puissance. En résumé, l'EMS dans les SSEH répond à la demande de charge, maintient la tension de la batterie et la charge de l'SC, améliore l'efficacité globale du système et prolonge la durée de vie de la batterie [47].

Comme illustré dans Figure (I.13), les systèmes de gestion d'énergie pour les véhicules électriques peuvent être catégorisés en stratégies basées sur des règles, basées sur une optimisation globale et basées sur une optimisation en temps réel. Les stratégies basées sur des règles sont basées sur une série de règles prédéfinies déterministes (ou floues). Ces règles d'allocation de puissance sont largement conçues sur la base de l'intuition humaine, de l'expérience en ingénierie ou des connaissances d'experts, et rarement avec l'aide de connaissances sur le cycle de conduite futur [76]. En revanche, les stratégies basées sur une optimisation globale dérivent des décisions d'allocation de puissance optimales sur la base de la connaissance complète du cycle de conduite a priori. Bien que

les résultats optimaux globaux ne puissent pas être directement appliqués au contrôle en temps réel, ils sont toujours précieux en termes d'ajustement multiparamétrique [77] et de benchmarking hors ligne [78]. En raison de l'inaccessibilité des informations de route entièrement prévisualisées en pratique, les stratégies basées sur une optimisation en temps réel conduit à des résultats optimaux locaux, dérivant des actions de contrôle en minimisant l'indice de performance concernant la demande de puissance instantanée ou le profil de puissance prévu sur l'horizon temporel fini. La stratégie d'économie de consommation équivalente et le contrôle prédictif basé sur le modèle sont deux stratégies largement utilisées basées sur une optimisation en temps réel.



Figure (I.13) : Classification des stratégies de gestion d'énergie pour les véhicules électriques

I.6.1 Stratégies basées sur des règles

Les EMSs basées sur des règles peuvent être encore catégorisés en stratégies basées sur des règles déterministes et des stratégies basées sur des règles floues. L'avantage majeur de ce type d'EMS réside dans la simplicité et la pertinence en temps réel, car la mise en œuvre de telles stratégies de contrôle ne nécessite pas d'optimisation en temps réel, mais repose généralement sur des méthodes efficaces en termes de temps, telles que des tables de recherche, une logique d'automate d'état ou des commandes marche/arrêt. Cependant, leurs lacunes sont également évidentes : (a) les règles prédéfinies peuvent difficilement apporter des performances optimales ou sous-optimales dans des conditions de conduite réalistes, et (b) des efforts considérables de calibration des paramètres sont nécessaires pour obtenir des performances de contrôle satisfaisantes [79].

I.6.1.1 Stratégies basées sur des règles déterministes : Les stratégies basées sur des règles déterministes répartissent la demande de puissance requise entre les sources d'énergie en fonction des règles prédéfinies extraites de l'expérience en ingénierie. D'une part, ce type de stratégies peut être réalisé en incitant les sources d'énergie primaires à fonctionner dans leurs conditions de fonctionnement optimales (par exemple, région de haute efficacité, etc.), afin d'améliorer l'économie de carburant globale et de réduire les coûts d'exploitation du véhicule. D'autre part, le contrôle de découplage de fréquence peut également être utilisé pour obtenir un tel effet de répartition de la puissance, coordonnant les comportements de sortie de plusieurs sources d'énergie en fonction des résultats de séparation de fréquence du signal de demande de puissance d'origine. Le principe de fonctionnement de plusieurs stratégies basées sur des règles déterministes typiques est détaillé comme suit [80], [81]:

I.6.1.1.1 Stratégie de thermostat (marche/arrêt) : La méthode thermostatique On/Off est reconnue pour sa performance, sa solidité et son fonctionnement en temps réel. Son principe est extrêmement simple et ressemble au fonctionnement d'un thermostat électromécanique[82], [83]. La distribution de puissance dépend principalement de l'état de charge de la source de stockage secondaire, avec la nécessité de maintenir le SOC entre des limites supérieure et inférieure prédéfinies [84]. Le choix de cette plage est généralement effectué afin d'optimiser les performances globales de la source de stockage. Des travaux antérieurs [84], [85] ont appliqué cette stratégie à diverses configurations de systèmes multi-sources pour des applications automobiles.

I.6.1.1.2 Stratégie de suiveur de puissance de charge : La stratégie de suivi de charge (LFS, Load following strategy) est une approche de gestion d'énergie utilisée dans les systèmes électriques hybrides pour générer efficacement des références de puissance en fonction de la puissance mesurée de la charge et de l'état de charge (SOC) du système de stockage d'énergie. Cette stratégie est couramment appliquée dans la gestion des systèmes électriques hybrides qui intègrent différentes technologies de stockage d'énergie, telles que les piles à combustible, les batteries et les supercondensateurs [34], [86], [87].

Dans le contexte des systèmes électriques hybrides, où plusieurs sources d'énergie et éléments de stockage sont impliqués, l'objectif de la stratégie de suivi de charge est d'ajuster dynamiquement la production d'énergie de chaque composant pour répondre aux demandes changeantes de la charge tout en optimisant l'utilisation du stockage d'énergie disponible. La LFS prend en compte à la fois les besoins immédiats en puissance de la charge et les niveaux de stockage d'énergie pour prendre des décisions en temps réel sur la distribution et l'utilisation d'énergie à partir de différentes sources [87].

Par exemple, dans un système hybride composé d'une pile à combustible, d'une batterie et d'un supercondensateur, la stratégie de suivi de charge peut donner la priorité à l'utilisation de la pile à combustible ou de la batterie en fonction de leurs caractéristiques et de leur SOC actuel. Si la demande de charge est élevée, la stratégie pourrait recommander de tirer de l'énergie à la fois de la batterie et de la pile à combustible. Au contraire, pendant les périodes de faible demande de charge, l'excédent d'énergie peut être utilisé pour recharger les éléments de stockage d'énergie.

I.6.1.1.3 Stratégie de machine à états : La stratégie de machine à états (SMC, State Machine Control), également appelée stratégie multi-mode, est une approche utilisée dans le contexte des véhicules électriques et hybrides pour optimiser la gestion d'énergie. Cette stratégie fonctionne en déterminant

l'état actuel du véhicule à partir d'un organigramme ou d'un arbre de décision, en prenant en compte les conditions stationnaires, les conditions précédentes et les valeurs d'entrée actuelles [88].

L'objectif principal de cette stratégie est de répartir la puissance nécessaire pour faire avancer le véhicule en deux parties distinctes. La première partie est la puissance résistive globale (P_{res}), qui est la puissance nécessaire pour surmonter toutes les résistances au mouvement, telles que la résistance au vent et la friction des pneus. La deuxième partie est la puissance pour l'accélération du véhicule (P_{acc}), qui est la puissance nécessaire pour augmenter la vitesse du véhicule [89].

Pour optimiser l'utilisation de l'énergie et prolonger la durée de vie de la batterie, la stratégie de machine à états utilise un pack de supercondensateurs. Ce pack de supercondensateurs prend en charge la demande de puissance pendant les phases d'accélération et de décélération, tandis que la batterie répond aux besoins de la puissance résistive globale.

En répartissant la demande de puissance de cette manière, la stratégie vise à minimiser les contraintes de puissance appliquées sur la batterie, contribuant ainsi à prolonger sa durée de vie.

I.6.1.1.4 Stratégie de découplage fréquentielle : divise le signal de demande de puissance original en composantes de basses et hautes fréquences, puis alloue la partie de basses fréquences aux sources d'énergie ayant une réponse dynamique relativement lente (par exemple, une pile à combustible ou une batterie), tandis qu'elle utilise des sources de puissance à dynamique rapide (par exemple, supercondensateur) pour fournir la demande de puissance à hautes fréquences. Généralement, un filtre passe-bas [90], [91], une stratégie de moyenne mobile [92] et une technique de transformation en ondelettes [93], [94] peuvent être utilisés pour le découplage de fréquence du signal. Par exemple, le filtre passe-bas est utilisé dans le système de gestion d'énergie d'un groupe motopropulseur à batterie / supercondensateur pour soulager la charge de demande de courant dynamique sur le système [90]. Cependant, il n'y a pas de directive générale sur le réglage de la profondeur de décomposition de fréquence du filtre passe-bas et de la stratégie de moyenne mobile, entraînant un compromis des performances de contrôle de l'état de charge de la batterie (par exemple, plage de variation de l'état de charge, valeur finale de l'état de charge, etc.). De plus, une stratégie de contrôle basée sur la transformée en ondelettes (TO) est conçue pour un véhicule électrique hybride (VEH) à pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PACMEP) / batterie / supercondensateur [93].

I.6.1.2 Stratégies basées sur des règles floues : Contrairement à la logique booléenne ("vrai ou faux", logique "0,1"), la logique floue est capable de convertir l'expérience humaine en une série de règles, comprenant cinq étapes de conversion : la quantification de l'entrée, la définition du flou, le raisonnement flou, la définition de la netteté et la quantification de la sortie. Tout d'abord, le signal original est converti en valeurs floues pour chaque ensemble flou d'entrée par le bloc de définition du flou. L'univers des variables d'entrée détermine l'échelle nécessaire pour un fonctionnement correct par unité. Ensuite, le module de prise de décision détermine comment les opérations logiques floues sont effectuées, et en collaboration avec la base de connaissances, détermine les sorties de chaque règle. Enfin, celles-ci sont combinées puis converties en valeurs avec des échelles requises par le bloc de définition de la netteté [95].

La performance de la stratégie basée sur des règles floues dépend largement de la formulation des règles floues [95]. Étant donné que les règles floues sont extraites des observations liées à des informations imprécises ou non numériques, ce type de stratégie est donc indépendant de la

modélisation précise du système, et cette robustesse le rend adapté à la gestion de systèmes complexes, non linéaires et variant dans le temps, tels que les systèmes de propulsion de véhicules [30].

I.6.2 Stratégies basées sur l'optimisation globale : Contrairement aux stratégies basées sur des règles, les stratégies basées sur l'optimisation globale (GOBS) prennent des décisions d'allocation de puissance en optimisant un indice de performance prédéfini (dit fonction objectives/coût), tout en respectant les contraintes imposées par les limitations d'exploitation des composants du groupe motopropulseur. Bénéficiant de la connaissance complète du cycle de conduite a priori, les stratégies basées sur l'optimisation globale peuvent résoudre les problèmes d'optimisation contraints à l'aide de divers algorithmes. La fonction de coût est une représentation mathématique des objectifs que les EMSs sont censés atteindre. En raison des différences de conception des véhicules (par exemple, voitures de course ou voitures commerciales) et des structures de groupe motopropulseur (par exemple, PAC + Batterie ou PAC + Supercondensateur ou Batterie + Supercondensateur), la formulation de la fonction de coût est également différente. Par exemple, l'optimalité est définie comme la minimisation de la consommation de masse d'H2 dans [77], tandis que la somme pondérée de la variation du courant de la pile à combustible et de la consommation de masse du H2 est considérée comme l'indice de performance optimal dans [96]. De plus, les contraintes d'égalité concernent généralement l'équation du bilan de puissance et la dynamique du SOC de la batterie, tandis que les contraintes d'inégalité sont largement utilisées pour spécifier la limite d'exploitation des composants du groupe motopropulseur (par exemple, la puissance maximale de sortie de la pile à combustible, etc.).



Figure (I.14) : Classification des stratégies basées sur l'optimisation globale en fonction des approches de résolution de problèmes

I.6.3 Stratégies basées sur l'optimisation en temps réel

En raison des conditions de circulation imprévisibles dans un environnement de conduite réaliste, il est impossible d'obtenir à l'avance l'ensemble des informations sur le cycle de conduite, ce qui implique que les résultats optimaux globaux ne peuvent pas être directement appliqués au contrôle en temps réel. Par conséquent, la manière d'améliorer les performances du système de gestion d'énergie pour se rapprocher de l'optimalité globale, en fonction des ressources limitées en calcul et en mémoire des unités de contrôle électronique embarquées, suscite de nombreuses attentions de recherche [97]. Cela a conduit à la naissance de diverses stratégies basées sur l'optimisation en temps réel, parmi lesquelles la Stratégie de Minimisation de la Consommation Équivalente (ECMC) et la Commande Prédictive de Modèle (MPC). La Figure (I.15) illustre la relation entre les stratégies basées sur l'optimisation globale et en temps réel.



Figure (I.15) : Stratégies basées sur l'optimisation : de l'offline à l'online

I.6.4 Autres approches

D'autres approches telles que le contrôle robuste [98], la méthode de recherche d'extrémum (MRE) [99], le contrôle de découplage [100], le contrôle par mode glissant [101] et les stratégies basées sur l'apprentissage [102] sont également explorées par de nombreux chercheurs pour résoudre le problème de gestion d'énergie pour les véhicules électriques.

I.7 Comparaison des différentes stratégies de gestion d'énergie

Dans les parties précédentes de ce chapitre, trois types de stratégies de gestion pour les VEs issues de la littérature ont été examinés de manière exhaustive. Sur la base de l'analyse précédente, les avantages et les inconvénients des EMSs existants pour les VEs sont résumés dans le Tableau (I.5).

Tableau (I.5) : Comparaison entre les stratégies de gestion d'énergie pour les VEs et VEHs

Classification	Algorithmes	Avantages	Inconvénients
EMS basé sur des règles	Règles déterministes	1. Facile à mettre en œuvre 2. Moindre charge de calcul	 Dépend de la connaissance ou de l'expérience de l'expert Moins d'adaptabilité aux changements de conduite
	Règles floues	 Exempt de modèle précis du système Convivial pour le calcul 	1.Plusieursparamètresd'appartenanceflousnécessitent un recalibrage dansdifférents cycles de conduite
	Programmation dynamique (DP)	 Optimalité globale Point de référence pour d'autres stratégies 	 Informations complètes sur l'itinéraire à priori Charge de calcul élevée
EMS basé sur l'optimisation globale	Principe du minimum de Pontryagin	1. Optimalité quasi globale	 Simplification du système pour obtenir une solution analytique et une meilleure efficacité de calcul Complexité en théorie mathématique
	Programmation convexe	 Optimalité sous-globale ; Moins de charge de calcul que DP 	 Système conforme à la convexification Difficile d'atteindre les résultats optimaux globaux
	Programmation quadratique	 Sous-ensemble de l'optimisation convexe Moins de charge de calcul que DP 	3. Disponibilité de solveurs commerciaux
	Algorithme génétique	 Applicable aux fonctions objectives non différenciables Prise en charge de plusieurs objectifs 	 Consommation de temps Risque de rester coincé dans des optimas locaux Résultats de recherche dépendant de la population initiale
	Optimisation par essaim de particules	 Moins d'ajustement de paramètres à ajuster Robuste à la taille initiale de la population 	 Besoin de mémoire supplémentaire Moins d'adaptabilité aux différents cycles de conduite
EMS basé sur l'optimisation en temps	Stratégie de minimisation de la consommation équivalente	 Solution au problème d'optimisation contraint non linéaire en temps réel 	 Facteur d'équivalence optimal sensible au cycle de conduite Somme des optimas locaux différent d'optimum global
réel	Commande predictive basée sur de modèle	 Capacité à traiter un système contraint complexe et variant dans le temps Optimisation en temps réel 	 Besoin et sensibilité de la prédiction de conduite

	Méthode de recherche d'extrémum	 Quasi-optimalité Convient en temps réel Capacité à gérer la non- linéarité 	 Complexité en théorie mathématique Inadapté à l'optimisation multi-objectif
Autres	Apprentissage par renforcement	 1. Contrôle sans modèle 2. Capacité d'apprentissage automatique 3. Exempt de connaissances préalables 	1. Absence de directives claires dans le choix du coût immédiat pour l'optimisation globale multi-objectif

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les VEs, qui semblent être une des bonnes solutions au problème des émissions de gaz CO2 et de l'épuisement des ressources fossiles. De plus, nous avons décrit les différentes configurations des véhicules. Nous avons également abordé quelques généralités sur la chaîne de traction électrique, leur constitution, ainsi que l'importance de leurs systèmes de propulsion. Puis nous avons présenté les configurations des systèmes de stockage d'énergie hybride. Enfin nous avons décrit une étude comparative détaillée sur les systèmes de gestion d'énergie pour les véhicules électriques. En se basant sur la comparaison des différentes stratégies, on peut conclure que, les stratégies basées sur des règles sont faciles à mettre en œuvre avec une efficacité de calcul en ligne élevée, car les décisions d'allocation de puissance sont prises sans aucune optimisation. Néanmoins, leur optimalité de performance ne peut pas être entièrement assurée, surtout lorsque les conditions de conduite changent de manière spectaculaire. En revanche, les stratégies basées sur l'optimisation globale peuvent offrir la référence d'évaluation aux autres EMSs en raison de l'optimalité de performance.

En raison du comportement dynamique du supercondensateur et de sa longue durée de vie, il peut être utilisé à prévenir la surcharge de la batterie. Ainsi, une source hybride composée d'une batterie et d'un supercondensateur sera adoptée dans ce travail. De plus, la MSRV sera choisie comme une machine de traction du VE en raison de ses avantages, tels qu'une bonne efficacité, rendement accru, de son poids réduit et de son coût modéré. En se basant sur ce choix, les stratégies de gestion d'énergie qui convient plus à cette topologie sont les stratégies basées sur des règles déterministes comme à découplage fréquentielle et la stratégie de suiveur de puissance de charge ; Stratégie de machine à états ; les stratégies basées sur des règles floues et les stratégies basées sur des algorithmes d'optimisation.

Le prochain chapitre sera consacré donc à la modélisation des composants de la chaîne de traction électrique adoptée.

Chapitre II

Modélisation du véhicule électrique

II.1 Introduction

En vue de concevoir des stratégies efficaces de commande et de gestion d'énergie dédiées au véhicule électrique, il est nécessaire de développer un modèle complet et précis de chaque élément de la chaine de traction. Cela aide à simuler le système de traction et d'étudier son comportement dynamique dans différents scénarios.

Le point de départ de ce chapitre concerne la modélisation de chaque composant du système hybride de production d'énergie y compris les convertisseurs de puissance. Ces modèles seront utilisés pour élaborer les stratégies de contrôle et de gestion d'énergie qui seront présentées ultérieurement. Puis une attention particulière sera donnée à l'étude de la partie dynamique du véhicule qui représente réellement le couple de charge appliqué sur l'arbre de la machine de traction via un engrenage. Par la suite, les normes des cycles de conduites couramment adoptés seront énumérées. Enfin, la modélisation de la machine synchrone à reluctance variable (MSRV) dans le référentiel synchrone sera développée.

II.2 Configuration et modélisation du système électrique

Le véhicule électrique sélectionné possède à la fois une batterie Li-ion et un supercondensateur (SC) formant un système hybride de stockage d'énergie, deux convertisseurs DC-DC bidirectionnels (BBC) connectés au même bus DC ; l'un de ces convertisseurs gère le flux d'énergie vers et depuis la batterie, tandis que l'autre convertisseur contrôle le flux d'énergie vers et depuis le SC. De plus, une machine synchrone à réluctance variable est alimenté directement depuis un onduleur de tension, comme illustré dans la Figure (II.1).



Figure (II.1) : Schéma du véhicule électrique proposé

II.2.1 Modélisation de la batterie

De nombreux modèles de batteries, présentant différents niveaux de complexité, ont été établis par les chercheurs [103], [104]. Ils peuvent être catégorisés en tant que modèles de circuits électriques équivalents, modèles électrochimiques et modèles mathématiques [32, 33]. Cependant, des modèles mathématiques basés sur des méthodes stochastiques ou des équations empiriques ont été créés pour prédire la durée de fonctionnement, la capacité et l'efficacité des batteries [104]–[106]. Les modèles de circuits équivalents offrent un potentiel significatif en termes de précision et d'effort de paramétrisation, en plus des modèles mathématiques et électrochimiques. Ces modèles sont souvent créés à l'aide de circuits équivalents de résistance-capacité (RC) en série et en parallèle, qui, lorsqu'ils sont combinés, produisent un comportement précis tension-courant aux bornes des batteries [107].

Actuellement, il existe différents types de batteries disponibles. Les types les plus courants sont présentés dans le Tableau (II.1), comprenant leurs caractéristiques techniques [108].

Туре	Lead-acid	Nickel-cadmium	Nickel-metal	Lithium-ion
Densité énergétique (Wh/Kg)	30-50	45-80	60-120	110-160
Densité de puissance (W/Kg)	180	150	250-1000	1800
Tension nominale (V)	2	1.25	1.25	3.6
Tolérance à la surcharge	Élevé	Moyen	Bas	Très bas
Taux d'autodécharge	Bas	Moyen	Élevé	Très bas
Température de fonctionnement (°C)	-20 to 60	-40 to 60	-20 to 60	-20 to 60
Nombre de cycles de vie	200-300	1500	300-500	500-1000

Tableau (II.1) : Comparaison des types des cellules de batteries

Dans le véhicule électrique adopté, une batterie Li-ion a été choisie comme source principale en raison de son efficacité et de sa densité énergétique élevée par rapport à d'autres technologies de batterie. En se basant sur le modèle de Shepherd [109]–[111] (illustré à la Figure (II.2), le modèle dynamique de la batterie est exprimé comme suit :

Modèle de décharge $(i_{bat} > 0)$:

$$V_{bat} = E_0 - \underbrace{K\left(\frac{Q}{Q-it}it - \frac{Q}{Q-it}i^*\right)}_{V_{Pol}} - R_{int}i + \underbrace{Ae^{(-Bit)}}_{V_{exp}}$$
(II.1)

Modèle de charge ($i_{bat} < 0$) :

$$V_{bat} = E_0 - \underbrace{K\left(\frac{Q}{Q-it}it - \frac{Q}{it+0.1Q}i^*\right)}_{V_{Pol}} - R_{int}i + \underbrace{Ae^{(-Bit)}}_{V_{exp}}$$
(II.2)

Les paramètres des équations (II.1) et (II.2) sont expliqués dans le Tableau (II.2).



Figure (II.2)	:	Modèle d	le	la	batterie	Li	-ion
---------------	---	----------	----	----	----------	----	------

Paramètres	Description	Unité
V_{dis}	Tension de décharge	V
V_{ch}	Tension de charge	V
E_0	Tension constante de la batterie	V
Q	Capacité de la batterie	Ah
Κ	Constante de polarisation	V/(Ah)
Rint	Résistance interne de la batterie	Ω
i_{bat}	Courant de la batterie	А
it	Charge réelle de la batterie	Ah
i^*	Courant filtre	А
Α	Amplitude de la zone exponentielle	V
В	Inverse de la constante de temps de la zone exponentielle	Ah-1

Tableau (II.2) : Paramètres de la batterie

L'état de charge de la batterie (SOC) peut être estimé en fonction de son courant de sortie et de sa capacité comme suit :

$$SOC(t) = SOC_i - \frac{1}{Q} \int i_{bal} dt$$
(II.3)

Où : SOCi représente l'état de charge initial de la batterie.

II.2.2 Modèle du supercondensateur

Le modèle du SC mis en œuvre dans SimPowerSystems (SPS) est basé sur le modèle de Stern, qui combine les modèles de Helmholtz et de Gouy-Chapman [55], [112]. La Figure (II.3) montre le modèle du SC mis en œuvre dans SPS.



Figure (II.3) : Modèle du supercondensateur

La capacitance d'une cellule est exprimée comme suit [113] :

$$C = \left[\frac{1}{C_H} + \frac{1}{C_{GC}}\right]^{-1} \tag{II.4}$$

Les capacités de Helmholtz et de Gouy-Chapman sont définies par :

$$C_{H} = \frac{N_{e}\varepsilon\varepsilon_{0}A_{i}}{d}$$

$$C_{GC} = \frac{FQ_{c}}{2N_{e}RT}\sinh\left(\frac{Q_{c}}{N_{e}^{2}A_{i}\sqrt{8RT\varepsilon\varepsilon_{0}c}}\right)$$
(II.5)

Pour un module SC de N_s cellules en série et N_p cellules en parallèle, la capacité globale est donnée par :

$$C_T = \frac{N_p}{N_s} C \tag{II.6}$$

La tension de sortie du SC est exprimée en tenant compte des pertes résistives comme suit :

$$V_{SC} = \frac{Q_T}{C_T} - R_{SC} i_{SC} \tag{II.7}$$

Avec :

$$Q_T = N_p Q_c = \int i_{SC} dt \tag{II.8}$$

Paramètres	Description	Unité
C_H	Capacité de Helmholtz	F
C_{GC}	Capacité de Gouy-Chapman	F
Ne	Nombre de couches d'électrodes	
ε	Perméabilité du matériau	F/m
\mathcal{E}_0	Perméabilité du vide	F/m
A_i	Zone d'interface entre les électrodes et l'électrolyte	m^2
d	Longueur de la couche de Helmholtz	т
R	Constante des gaz parfaits	
Т	Température absolue	Κ
F	Constante de Faraday	NA
Q_c	Charge électrique de la cellule	С
С	Concentration molaire	$mol.m^{-3}$
$Q_{^T}$	Charge électrique totale	С
Rsc	Résistance du module de supercondensateur	Ω
i sc	Courant du module de supercondensateur	Α

Les paramètres indiqués dans les équations précédentes sont regroupés dans le Tableau (II.3).

II.2.3 Modélisation des convertisseurs DC-DC

Deux convertisseurs DC-DC sont reliés au même bus DC, l'un gère le flux d'énergie de la batterie et l'autre gère le flux d'énergie du supercondensateur, comme le montre la Figure (II.4). Cette topologie permet le transfert d'énergie des sources vers la charge, de la charge vers les sources, ainsi que d'une source à l'autre, peu importe laquelle est le fournisseur ou le récepteur. Le courant du bus DC, i_{4c} , peut être positif ou négatif, tandis que la tension sur le bus DC est toujours positive. Les deux convertisseurs DC-DC parallèles qui interfacent le SC et la batterie avec le bus DC offre une grande flexibilité dans la gestion d'énergie, que ce soit lorsque le flux d'énergie vers le bus DC fait monter le niveau de tension, ce qui correspond à un comportement d'élévation (boost), ou lorsque l'énergie circule du bus DC vers les sources, montrant un comportement typique de réduction (buck). Cependant, cette topologie présente certains inconvénients, tels que son coût en raison du nombre d'interrupteurs, la complexité du contrôle nécessaire pour faire fonctionner efficacement ces convertisseurs connectés en parallèle, ainsi que sa plus grande taille [114], [115].



Figure (II.4) : Topologie en parallèle batterie/SC

Les inductances L_{bal} et L_{sc} , placées en série avec chaque source, jouent un rôle important dans les performances globales du convertisseur, du fait qu'elles limitent l'amplitude des oscillations des courants des sources. Tandis qu'un bon choix de la capacité C_{bus} mène à un bon amortissement des ondulations de la tension du bus continu. La régulation de la tension du bus continu (V_{bus}) à une valeur désirée est réalisée en contrôlant le processus de charge et de décharge du condensateur du bus continu.

Étant donné que les convertisseurs DC-DC connectés à la batterie et au supercondensateur sont identiques, seule la modélisation du convertisseur DC-DC connecté à la batterie est prise en compte par la suite et la même approche peut être appliquée au convertisseur connecté au SC [115].

II.2.3.1 Modèle du convertisseur DC-DC bidirectionnelle fonctionnant en mode Boost

Le fonctionnement du convertisseur DC-DC bidirectionnel en mode boost permet d'adapter la tension de la batterie à celle du bus DC. La Figure (II.5) illustre son fonctionnement en mode boost, qui se distingue par la désactivation de l'interrupteur K_2 et de la diode D_1 pendant ce mode. Pendant la période de charge de l'inductance en mode boost, l'interrupteur K_1 est activé, permettant au courant de circuler selon le trajet visible sur la Figure (II.5) (a). L'interrupteur K_1 est ensuite désactivé pendant la phase de décharge de l'inductance en mode boost. Cela permet au courant de suivre le chemin indiqué sur la Figure (II.5) (b).



Figure (II.5) : Phases de charge et de décharge de l'inductance en mode élévateurs (boost)

Les équations gouvernant le fonctionnement du convertisseur opérant en mode boost sont exprimées comme suit :

- Phase de décharge

$$\begin{cases} V_{bat} = L_{bat} \frac{di_{bat}}{dt} \\ i_{bat} = \frac{1}{L_{bat}} \int_{0}^{t} V_{bat} dt + i_{bat} (0) \end{cases}$$
(II.9)

- Phase de charge

$$\begin{cases} V_{bat} = V_{bus} + V_{Lbat} \\ i_{bat} = \frac{1}{L_{bat}} \int_{DT}^{t} \left(V_{bat} - V_{bus} \right) dt + i_{bat} \left(DT \right) \end{cases}$$
(II.10)

Où V_{Lbat} représente la tension aux bornes de l'inductance L_{bat} , i_{bat} est le courant circulant dans l'inductance et V_{bus} est la tension aux bornes du condensateur de sortie. *DT* représente la durée de conduction de K_1 et D est le rapport cyclique compris entre 0 et 1.

La relation caractérisant le convertisseur parallèle sans perte liant la tension de la source V_{bat} à celle du bus continu V_{bus} en fonction du rapport cyclique D est donnée par l'équation suivante :

$$V_{bus} = \frac{V_{bat}}{1 - D} \tag{II.11}$$

II.2.3.2 Modèle du convertisseur DC-DC bidirectionnelle fonctionnant en mode Buck

En mode abaisseur (K_1 et D_2 ne participent pas à l'opération), l'énergie stockée dans la batterie à partir du bus DC, provient soit d'un freinage régénératif ou d'une autre source de la source hybride.



Figure (II.6) : Phases de charge et de décharge de l'inductance en mode abaisseur (Buck)

Pendant la phase de charge de l'inductance en mode Buck, K_2 est activé, donc l'énergie passe par la diode D_1 et l'inductance L_{bat} vers la source (Figure (II.6) (a)). Ensuite, lors de la phase de décharge de l'inductance en mode Buck, K_2 est désactivé. Dans cette phase, l'inductance maintient le flux de courant tel qu'illustré dans la Figure (II.6) (b). Les deux modes sont décrits par les deux équations (II.11) et (II.12), représentant respectivement la phase de charge de l'inductance et la phase de décharge de l'inductance en mode Buck.

- Phase de charge

$$\begin{cases} V_{bat} = V_{bus} - L_{bat} \frac{di_{bat}}{dt} \\ i_{bat} = \frac{1}{L_{bat}} \int_{0}^{t} (V_{bus} - V_{bat}) dt + i_{bat} (0) \end{cases}$$
(II.12)

- Phase de décharge

$$\begin{cases} V_{bat} = -L_{bat} \frac{di_{bat}}{dt} \\ i_{bat} = \int_{DT}^{t} -\frac{V_{bat}}{L_{bat}} dt + i_{bat} (DT) \end{cases}$$
(II.13)

En mode Buck, la relation reliant *V*_{bat} et *V*_{bus} est comme suit :

$$V_{bat} = DV_{bus} \tag{II.14}$$

II.2.3.3 Dimensionnement de l'inductance

Figure (II.7) illustre les formes d'ondes du courant et de la tension d'inductance pour les deux modes, en considérant que les tensions V_{bat} et V_{bus} sont continués ; c'est-à-dire en négligeant leur variation par rapport à leur valeurs moyennes.



Figure (II.7) : Formes d'ondes du courant et de la tension dans le convertisseur bidirectionnel : a) mode élévateurs (Boost), b) mode abaisseurs (Buck)

- En mode Boost

L'expression instantanée du courant de la bobine est donnée par :

$$i_{bat}(t) = \begin{cases} \frac{V_{bat}}{L_{bat}}t + i_{bat\min} & \text{pour } 0 < t < DT\\ \frac{V_{bat} - V_{bus}}{L_{bat}}t + i_{bat\max} - \frac{(V_{bat} - V_{bus})DT}{L_{bat}} & \text{pour } DT < t < T \end{cases}$$
(II.15)

Où : *i*_{bat max}, *i*_{bat min} représentent respectivement les courants maximum et minimum dans l'inductance. L'ondulation du courant de la batterie est exprimée par :

$$\Delta i_{bat} = i_{bat\,\text{max}} - i_{bat\,\text{min}} = \frac{V_{bat}}{L_{bat}} DT \tag{II.16}$$

En utilisant les équations (II.16) et (II.11), cela nous permet d'exprimer l'ondulation du courant comme suit :

$$\Delta i_{bat} = \frac{V_{bus}}{L_{bat}} D(1-D)T \tag{II.17}$$

L'inductance est calculée en fonction de l'ondulation maximale souhaitée. L'ondulation maximale est obtenue pour un rapport cyclique de 0,5 tel que :

$$\frac{d\Delta i_{bat}}{dD} = 0 \tag{II.18}$$

La valeur minimale de l'inductance est donnée par :

$$L_{bat} \ge \frac{V_{bus}}{4f_s \Delta i_{bat\,\max}} \tag{II.19}$$

Où f_s est la fréquence de commutation ($f_s=1/T$).

- En mode Buck

L'expression instantanée du courant de la bobine est donnée par :

$$i_{bat}(t) = \begin{cases} \frac{V_{bus} - V_{bat}}{L_{bat}} t + i_{bat\min} & \text{pour } 0 < t < DT \\ -\frac{V_{bat}}{L_{bat}} t + i_{bat\max} + \frac{V_{bat}DT}{L_{bat}} & \text{pour } DT < t < T \end{cases}$$
(II.20)

L'ondulation du courant est exprimée par :

$$\Delta i_{bat} = i_{bat\max} - i_{bat\min} = \frac{V_{bus} - V_{bat}}{L_{bat}} DT$$
(II.21)

En substituant (II.14) dans (II.20), l'expression d'ondulation du courant devient :

$$\Delta i_{bat} = \frac{V_{bus}}{L_{bat}} D(1-D)T \tag{II.22}$$

Puisque les deux modes ont la même expression de l'ondulation, l'inductance minimale en fonction de l'ondulation maximale est celle donnée par (II.19) [116].

II.2.3.4 Dimensionnements de la capacité de la sortie

La figure (II.8) illustre les formes d'onde du courant et la tension du bus continu.



Figure (II.8) : Formes d'ondes du courant et de la tension du bus continu

L'expression de la tension du bus continu est donnée par :

$$V_{bus}(t) = \begin{cases} -\frac{i_{bus}}{C_{bus}}t + V_{bus\max} & \text{pour } 0 < t < DT \\ \frac{i_{bat} - i_{bus}}{C_{bus}}t + V_{bus\min} + \frac{(i_{bat} - i_{bus})DT}{C_{bus}} & \text{pour } DT < t < T \end{cases}$$
(II.23)

L'ondulation de la tension est calculée par :

$$\Delta V_{bus} = V_{bus\max} - V_{bus\min} = \frac{i_{bus}}{C_{bus}} DT$$
(II.24)

Avec $V_{bus max}$, $V_{bus min}$ sont les valeurs maximale et minimale de la tension aux bornes du bus DC, ΔV_{bus} est l'ondulation de la tension, *i*_{bus} est le courant de sortie du bus DC du côté de la charge.

Comme $V_{bus} = \frac{V_{bat}}{1-D}$, $i_{bat} = \frac{i_{bus}}{1-D}$, l'expression de l'ondulation devient :

$$\Delta V_{bus} = \frac{D(1-D)i_{bat}}{C_{bus}f_s} \tag{II.25}$$

La capacité C_{bus} est calculée en fonction de l'ondulation maximale désirée $\Delta V_{bus max}$ obtenue pour D=0.5. Cela permet d'exprimer la capacité minimale comme suit [116], [117].

$$C_{bus} \ge \frac{i_{bat}}{4f_s \Delta V_{bus\,\text{max}}} \tag{II.26}$$

II.2.4 Dynamiques du véhicule

II.2.4.1 Charge de la route et force de traction

La première phase dans la modélisation de la dynamique d'un véhicule consiste à établir une équation pour l'effort de traction requis. Il s'agit de la force qui propulse le véhicule vers l'avant et qui est transmise au sol par l'intermédiaire des roues motrices.

Considérez un véhicule de masse M (kg) se déplaçant à une vitesse v (m/s) sur une pente inclinée d'un angle α (rad), comme illustré dans la Figure (II.9) [12], [46], [57].



Figure (II.9) : Forces agissant sur un véhicule se déplaçant en montée

La force de traction totale est la somme de toutes les forces agissant sur le véhicule :

$$F_t = F_{rol} + F_{aero} + F_{gr} + F_{acc}$$
(II.27)

La première force F_{rol} est appelée résistance au roulement, qui est produite par l'écrasement du pneu au niveau de la surface de contact de la chaussée. La deuxième résistance est la force aérodynamique F_{aero} . La troisième force de résistance F_{gr} s'applique lorsque le véhicule grimpe une colline, dépendant ainsi de la pente de la route. La quatrième est appelée la force d'accélération F_{acc} elle est positive lorsque le véhicule accélère et négative lorsque le véhicule décélère. Ces forces sont exprimées comme suit :

$$F_{r} = m_{v} g \mu$$

$$F_{aero} = 0.5 \gamma C_{d} A_{f} (v \pm v_{w})^{2}$$

$$F_{gr} = \pm m_{v} g \sin \alpha$$

$$F_{acc} = \pm M_{eq} \frac{dv}{dt}$$
(II.28)

Tableau (II.4) : Définition des paramètres du véhicule électrique

Description	Unité
Vitesse du véhicule	m/s
Vitesse du vent	m/s
Angle de la pente	rad
Masse du véhicule	kg
Coefficient de résistance au roulement du pneu	
Coefficient de traînée aérodynamique	
	Description Vitesse du véhicule Vitesse du vent Angle de la pente Masse du véhicule Coefficient de résistance au roulement du pneu Coefficient de traînée aérodynamique

(II 20)

Γ	Densité de l'air	kg/m^3
A_f	Surface frontale du véhicule	m^2
8	Gravité terrestre	m/s^2

La masse équivalente *M*_{eq} est donnée par :

$$M_{eq} = K_m m_v \tag{11.29}$$

Où K^m est le facteur d'inertie de rotation ou facteur de masse exprimé par :

$$K_m = 1.04 + 0.0025n^2 \tag{II.30}$$

Le terme 1,04 dans l'équation (II.30) représente la contribution de l'inertie de rotation des roues du véhicule. Le deuxième terme représente la contribution d'autres composants qui tournent à la vitesse du moteur, où *n* est le rapport de vitesse.

II.2.4.2 Transmission mécanique

La transmission mécanique relie le moteur aux roues motrices. Elle adapte la vitesse et le couple du moteur électrique aux besoins fonctionnels du véhicule. L'engrenage est un composant significatif permettant une économie considérable sur la masse du moteur dont les dimensions sont principalement déterminées par le couple à fournir. La figure (II.10) présente le mécanisme d'un engrenage.



Figure (II.10) : Mécanisme d'un engrenage

Le couple électromagnétique dans le référentiel du moteur est donné par :

$$T_e = \frac{T_{Lwheel}}{n} = \frac{R}{n} F_R \tag{II.31}$$

Avec *T*_{Lwheel} (N.m) représente le couple moteur sur les roues, *R* est le rayon du pneu.

Le moment d'inertie global du véhicule dans le référentiel du moteur est donné par :

$$J_{ve} = \frac{M_{eq}^2 R^2}{n^2}$$
(II.32)

L'équation décrivant le comportement dynamique du moteur électrique, dans le référentiel du moteur, est donnée par :

$$T_e - T_L = J_{ve} \frac{d\Omega}{dt} \tag{II.33}$$

Où T_L (N.m) représente le couple de charge appliqué sur l'arbre du moteur et Ω (rad/s) la vitesse mécanique du moteur.

II.2.5 Définition et normes des cycles de conduite

Un cycle de conduite est un ensemble de points de données représentant la vitesse du véhicule par rapport au temps. Les cycles de conduite sont définis par des pays et des organisations pour mesurer les performances des véhicules, permettant ainsi d'estimer le rendement en termes de consommation de carburant et d'émissions [118]. De plus, les cycles de conduite sont fondamentaux dans les processus de simulation des véhicules lors des étapes de conception initiales. Ils peuvent modéliser divers composants du système de propulsion du véhicule, y compris les moteurs à combustion interne (ICE), les systèmes de propulsion électrique, les transmissions, les batteries et les systèmes de piles à combustible [119].

La capacité à simuler et à analyser différentes configurations de systèmes de propulsion en utilisant des données de cycles de conduite est inestimable dans l'industrie automobile. Cela aide à prendre des décisions éclairées, à optimiser les conceptions et finalement à créer des véhicules plus efficaces et respectueux de l'environnement. Les cycles de conduite ont été conçus de différentes manières. Certains ont été créés sur des bases théories, tandis que d'autres ont été déduits après la collecte de données issues de tests de conduite réels. L'Union Européenne privilège l'approche théorique, tandis que les États-Unis et le Japon préfèrent l'approche basée sur les données réelles [120]. Il existe deux types distincts de cycles de conduite. Le premier est celui des cycles de conduite transitoires, où la vitesse varie beaucoup selon des conditions de conduite routière typiques. Le programme de conduite urbaine américain (UDDS), présenté dans la Figure (II.11.a), et la procédure de test fédérale (FTP) font partie de ce type. Le deuxième type est celui des cycles de conduite modaux, qui impliquent des périodes prolongées à des vitesses constantes. Le cycle de conduite européen NEDC (New European Driving Cycle) et les cycles Japonais 10-15 Mode appartiennent à ce type. Le cycle ECE-15 illustré dans la Figure (II.11.b) est un cycle de conduite urbain faisant partie du cycle NEDC et est utilisé pour simuler des conditions de conduite en ville et se caractérise par des vitesses de véhicule faibles, une faible charge du moteur et une faible température des gaz d'échappement [53]. Il est important de noter que le cycle de conduite ECE-15 est bénéfique pour tester les performances des petits véhicules tels que les véhicules électriques à batteries (VEB) [46].



Lorsque le véhicule est en marche, les sources d'alimentation embarquées fournissent l'énergie nécessaire à la fois pour le mouvement du véhicule et pour les équipements auxiliaires. Cependant, pour des raisons de simplicité, dans cette thèse seule la demande en puissance mécanique liée à la cinétique du véhicule est prise en considération tout en négligeant les éléments dont l'appelle de puissance est jugée non significative. Les cycles de conduite ECE-15 et UDDS sont adoptés dans ce travail pour tester les performances des techniques de commande et de gestion d'énergie envisagées. Selon l'équation (II.27), la force de traction (en considérant la route horizontale, c'est-à-dire α =0) est la somme des forces aérodynamiques, de frottement de roulement et de la force due à l'accélération. Par conséquent, la puissance de traction instantanée peut être obtenue comme suit :

$$P_T = F_t v \tag{II.34}$$

Les paramètres du véhicule sont mentionnés dans le Tableau (II.5) [16]. La demande en puissance et l'accélération du véhicule pendant les cycles de conduite ECE-15 et UDDS sont présentées dans la Figure (II.12).

Paramètres	Valeur	Unité
Rapport de transmission (<i>n</i>)	10	
Rayon de la roue (<i>R</i>)	0.33	т
Masse du véhicule (m_v)	1150	kg
Coefficient de résistance au roulement du pneu (μ)		
Coefficient de traînée aérodynamique (Cd)	0.32	
Densité de l'air (γ)	1.28	kg/m³
Surface frontale du véhicule (Af)	2.5	m^2
Gravité terrestre (g)	9.81	m/s^2

A partir des allures de la demande de puissance, nous remarquons des changements soudains de puissance à chaque fois que le conducteur nécessite un changement de vitesse. En fait, ce changement progressif de vitesse nécessite un couple d'accélération ou de freinage considérable pour surmonter l'inertie du véhicule. Il convient également de noter que les puissances négatives indiquées sur les profils de puissance représentent les puissances électriques récupérables lors du freinage du véhicule.



Figure (II.12.a): Puissance demandée et l'accélération pour le cycle de conduite ECE-15



Figure (II.12.b): Puissance demandée et l'accélération pour le cycle de conduite UDDS

Figure (II. 13) présente l'évolution de la puissance requise en fonction d'une vitesse stabilisée (sans accélération), pour un angle de pente compris entre 0 ° et 12 °.



Figure (II.13): Puissance demandée pour différentes pentes

La figure (II.13) montre que la puissance dépend directement de la vitesse du véhicule et de la pente. Ainsi, sur une route horizontale à une vitesse constante de 50 km/h, la puissance requise est de 3,72 kW. Pour la même vitesse sur une pente de 8°, la puissance requise est d'environ 25,5 kW. De plus, les contraintes dynamiques imposées ne sont pas loin de ce que l'on peut réellement rencontrer et ne représentent pas toute la diversité des comportements qu'un véhicule peut présenter (pente du terrain et comportement plus dynamique du conducteur en fonction de la situation). Pour ces raisons, nous avons surdimensionné nos sources d'énergie hybrides (batterie-SCs) et la machine de traction afin de prendre en compte l'excédent de puissance en cas de changement dans le cycle de roulage par un profil plus sévère utilisant une succession d'étapes de puissance, caractérisées par des accélérations et des freinages plus marqués, ou par la modification de la pente du terrain.

II.2.6 Modèle du MSRV

Etablir un modèle de la MSRV nécessite l'adoption des hypothèses simplificatives suivantes [121] :

- Les matériaux magnétiques sont isotropes et non saturables ;
- Le phénomène d'hystérésis magnétique ainsi que les pertes fer sont négligés ;
- Les inductances varient de manière sinusoïdale (hypothèse du premier harmonique).
- Le couplage capacitif entre les enroulements est ignoré.

II.2.6.1 Modèle de la machine dans le référentiel a-b-c

Les équations électriques de la MSRV sont exprimées comme suit :

$$V = R_s i + \frac{d\psi}{dt} \tag{II.35}$$

$$\psi = L(p\theta)i \tag{II.36}$$

Avec :

- $V = \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{sb} & v_{sc} \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des tensions statoriques.
- $i = \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des courants à travers les enroulements statoriques.

 $\psi = [\psi_{sa} \ \psi_{sb} \ \psi_{sc}]^T$ est le vecteur des flux totaux à travers les enroulements statoriques.

- R_s est la résistance d'une phase du stator.
- $L(p\theta)$ est la matrice d'inductance du stator où θ est la position mécanique.

La matrice d'inductance du stator est donnée par l'équation suivante :

$$L(p\theta) = \begin{bmatrix} L_a(p\theta) & M_{ab}(p\theta) & M_{ac}(p\theta) \\ M_{ba}(p\theta) & L_b(p\theta) & M_{bc}(p\theta) \\ M_{ca}(p\theta) & M_{cb}(p\theta) & L_c(p\theta) \end{bmatrix}$$
(II.37)

A l'aide de l'hypothèse du premier harmonique, on peut écrire [62]:

$$L_{a}(p\theta) = L_{0} + L_{2}\cos(2p\theta) \qquad ; \quad M_{bc}(p\theta) = M_{cb}(p\theta) = M_{0} + M_{2}\cos(2p\theta)$$

$$L_{b}(p\theta) = L_{0} + L_{2}\cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \qquad ; \quad M_{ac}(p\theta) = M_{ca}(p\theta) = M_{0} + M_{2}\cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{c}(p\theta) = L_{0} + L_{2}\cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad ; \quad M_{ab}(p\theta) = M_{ba}(p\theta) = M_{0} + M_{2}\cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$
(II.38)

L'hypothèse du premier harmonique implique une relation entre les coefficients L_0 et M_0 d'une part, et entre les coefficients L_2 et M_2 d'autre part [121]:

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2} ; \frac{M_2}{L_2} = 1$$
(II.39)

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_{em} = \frac{1}{2}i^{T} \frac{\partial L(p\theta)}{\partial \theta}i$$
(II.40)

II.2.6.2 Modèle de machine dans le référentiel d-q

Les équations électriques dans le référentiel d-q lie au rotor sont exprimées par [62], [121] :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$
(II.41)

L'expression du couple dans le repère d-q est donnée par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \left(L_d - L_q \right) i_{sd} i_{sq}$$
(II.42)

Avec *L*^{*d*} et *L*^{*q*} sont les inductances des axes direct et en quadratique

Dans le cas où $\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2}$ et $\frac{M_2}{L_2} = 1$, les inductances directes et en quadratique sont :

$$\begin{cases} L_d = L_0 - M_0 + \frac{3}{2}L_2 \\ L_q = L_0 - M_0 - \frac{3}{2}L_2 \end{cases}$$
(II.43)

Dans le cas générale, ces inductances sont exprimées par [62]:

$$\begin{cases} L_d = L_0 - M_0 + \frac{1}{2}L_2 + M_2 \\ L_q = L_0 - M_0 - \frac{1}{2}L_2 - M_2 \end{cases}$$
(II.44)

Dans le repère lié au rotor, les flux totaux à travers les enroulements d et q sont exprimés par:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_{sd} \\ \psi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases}$$
(II.45)
Le module du flux statorique est :

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \tag{II.46}$$

Donc, l'expression des tensions en fonction des flux est donnée par :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - p\omega_m \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} - p\omega_m \psi_{sd} \end{cases}$$
(II.47)

Et l'équation de couple devient :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \left(\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd} \right) \tag{II.48}$$

L'équation mécanique est exprimée par :

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{1}{J} \left(T_{em} - T_L - f \,\omega_m \right) \tag{II.49}$$

La nomenclature des différentes grandeurs impliquées dans les équations précédentes est regroupée dans le Tableau (II.5).

Paramètres Description Unité Courants statoriques axes d-q İsd,İsq Α Inductances statoriques L_d, L_q Η Tensions statoriques des axes d-q VUsd, Usq Résistance du stator R_s Ω Flux statoriques des axes d-q Ψ_{sd}, Ψ_{sd} Wb Nombre de paires de pôles р --Vitesse mécanique rad/s ω_m Couple électromagnétique Tem N.mFrottement visqueux N.m. s f Moment d'inertie du rotor J $kg.m^2$ Couple de charge T_L N.m

Tableau (II.5) : Définition des paramètres de la MSRV

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation des différents composants d'un véhicule électrique a été présentée. En effet, établir des modèles pour le convertisseur DC-DC bidirectionnel, pour la machine synchrone à reluctance variable et pour la dynamique du véhicule est d'une grande utilité pour l'élaboration de techniques de commande et de gestion d'énergie ainsi que l'étude par simulation de la chaine de traction électrique. En outre, la puissance nécessaire pour propulser le véhicule électrique ainsi que son accélération sont illustrés pour les deux cycles de conduite ECE-15 et UDDS adoptés comme profils de vitesse. L'évolution de la puissance demandée est également présentée en fonction de la pente de la route. Les résultats de simulation ont montré que la puissance requise est directement liée à la pente de la route et est faible en régime permanent par rapport à l'état transitoire.

Le prochain chapitre portera sur l'identification des batteries au lithium-ion.

Chapitre III

Identification des paramètres de la batterie Li-ion

III.1 Introduction

La modélisation et la simulation sont des étapes cruciales pour évaluer les performances des véhicules électriques, y compris les mécanismes de contrôle, les précautions de protection et d'autres aspects. Les modèles fournis par les fabricants peuvent émuler de manière précise le comportement des sources de stockage d'énergie. Cependant, la variation paramétrique peut réduire leur précision. Pour cette raison, l'identification des paramètres des sources d'énergie est nécessaire pour élaborer des systèmes efficaces pour la gestion d'énergie des véhicules électriques. Les paramètres internes de plusieurs types de sources d'énergie ne peuvent pas être mesurés directement, et donc, des estimations basées sur des modèles sont nécessaires pour estimer ces paramètres. Couramment les processus d'identification sont basés sur la minimisation de l'erreur entre le modèle et la sortie du système. Par conséquent, les paramètres optimaux du modèle sont ceux qui génèrent l'erreur la plus faible. Cela peut être considéré comme un problème d'optimisation où les algorithmes métaheuristiques d'optimisation (MAs) peuvent parfaitement utilisés. Les MAs sont des approches de résolution aléatoires qui cherchent à déterminer des solutions globales optimales sans tomber sur des solutions locales. Pour cette raison, ces méthodes sont largement utilisées pour résoudre des problèmes d'ingénierie [122].

En outre, l'identification précise des paramètres des sources d'énergie joue un rôle crucial dans la gestion énergétique des véhicules électriques. Les modèles utilisés, bien que précis dans l'émulation du comportement des systèmes de stockage d'énergie, peuvent perdre en précision en raison de variations paramétriques. C'est pourquoi l'identification des paramètres internes devient indispensable pour évaluer et améliorer les performances des véhicules électriques, en assurant que les modèles correspondent de manière optimale aux caractéristiques réelles des systèmes.

Dans ce chapitre, une batterie Li-ion sera identifiée en utilisant des MAs. Plusieurs algorithmes tels qu'Algorithme d'optimisation Bonobo auto-adaptatif (SaBO), Algorithme d'optimisation RIME, Algorithme d'optimisation Zebra (ZOA), Algorithme d'optimisation Osprey (OOA), Algorithme d'optimisation Dandelion (DO), Algorithme d'optimisation NGO, Algorithme d'optimisation CDO, Algorithme d'optimisation AOA, ont été utilisés.

III.2 Identification de la batterie Li-ion

Les batteries sont les systèmes de stockage les plus utilisés dans les véhicules électriques ; cependant, elles se dégradent continuellement depuis leur première utilisation. Cela est justifié par la composition chimique fondamentale de la batterie [123]. Ces paramètres internes de la batterie ne peuvent pas être mesurés. Ainsi, ces états doivent être estimés à l'aide

d'approches basées sur des modèles. Le filtre de Kalman, le filtre de Kalman étendu et le filtre de Kalman insensé ont largement été utilisés pour estimer les paramètres de la batterie Li-ion [124]. Des algorithmes d'identification basés sur l'intelligence artificielle , tels que les réseaux neuronaux artificiels (ANN) [125] et la logique floue (FL) [126], ont été utilisés aussi pour ce type d'identification. Néanmoins, ces méthodes dépendent de plusieurs paramètres tels que les paramètres du filtre de Kalman, le type et les paramètres d'appartenance floue, ainsi que les paramètres de l'ANN. Par conséquent, leurs performances peuvent être réduites [126].

III.2.1 Méthode d'extraction basée sur la courbe caractéristique de décharge

La Figure (III.1) illustre la courbe de décharge en fonction de la capacité de la batterie pour des batteries neuves et anciennes. A partir de cette figure, il apparaît que le fait d'utiliser une batterie ancienne dans des conditions similaires à une batterie neuve épuisera rapidement sa durée de vie. La batterie ancienne a une capacité différente de la nouvelle. Par conséquent, si elles fonctionnent dans des conditions similaires, elles sont censées partager une puissance égale. En conséquence, la batterie ancienne atteindra son seuil de SoC inférieur beaucoup plus rapidement, accélérant ainsi son vieillissement. Pour éviter cela, il est nécessaire d'estimer et d'inclure les états actuels de chaque batterie dans le système de gestion de batterie.



Figure (III.1) : Courbe caractéristique de décharge typique

Comme le montre cette figure, trois points significatifs peuvent être dérivés manuellement : tension complètement chargée (V_{full}), fin de la zone exponentielle (V_{exp} , Q_{exp}), et fin de la zone nominale (V_{nom} , Q_{nom}). Les paramètres E_0 , A, B et K peuvent être approximativement déterminés à l'aide de ces points. Cependant, la précision des paramètres à l'aide de cette technique est déterminée par l'exactitude des points désignés sur la courbe. En effet, identifier un point correct sur des courbes en utilisant uniquement une analyse visuelle est challengeant. Cela est dû au fait que les données brutes des courbes de décharge du fabricant ne sont généralement pas fournies à l'utilisateur. Par conséquent, une technique d'optimisation est une solution viable pour résoudre ce problème.

III.2.2 Méthode d'extraction basée sur des stratégies d'optimisation

La technique d'identification suggérée vise à minimiser autant que possible la différence de tension qui existe entre les données réelles de la batterie et son modèle. L'optimiseur est chargé de générer les paramètres du modèle, comme le montre la Figure (III.2). La fonction objective est générée en utilisant l'erreur de tension en tant qu'entrée. La fonction objective est formulée en se basent sur la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) :

$$f(N) = \sqrt{\frac{1}{k} \sum_{N=1}^{k} (V_{Data}(N) - V_{Model}(N))^{2}}$$
(III.1)

Où V_{Data} (N) représente la tension de la batterie mesurée à l'instant NTs, V_{Model} (N) représente la tension de sortie du modèle à l'instant NTs où Ts désigne le temps d'échantillonnage, et k indique la taille des données.

L'idée est de déterminer le meilleur ensemble de paramètres *x* pour le modèle inconnu qui minimise la fonction objective. L'ensemble des paramètres *x* peut être exprimé comme suit :

$$x = \begin{bmatrix} E_0, R_{\text{int}}, Q, K, A, B, \tau \end{bmatrix}$$
(III.2)

Dans la première phase, l'optimiseur attribue les solutions candidates x au modèle de la batterie, Ensuite, la fonction objective des solutions candidates x est évaluée. Enfin, la meilleure solution sera assignée comme solution cible, ce processus se répétant jusqu'à la dernière itération. Les solutions candidates x doivent être contraintes dans les limites des paramètres.

$$LB \le x \le UB \tag{III.3}$$

Où LB et UB représentent respectivement les valeurs minimales et maximales possibles des solutions potentielles.

Pour résoudre ce problème, les algorithmes SaBO, NGO, RIME, ZOA, CDO, AOA, OOA et OD sont utilisés. Les solutions candidates *x* générés sont évalués dans le modèle de la batterie, et la sortie du modèle est comparée à la tension de sortie de la batterie. Après la formulation de la fonction objective (RMSE), l'optimiseur met à jour les positions de ses agents pour optimiser les paramètres d'identification. À chaque itération, les paramètres d'identification se rapprochent des paramètres réels.



Figure (III.2) : Schéma de l'approche d'identification suggérée

III.3. Algorithmes d'optimisation

III.3.1 Algorithme d'optimisation Bonobo auto-adaptatif (SaBO)

L'optimiseur Bonobo auto-adaptatif (SaBO) est un algorithme d'optimisation métaheuristique intelligent, créé avec l'ajout de la mémoire, des expériences passées et un nouvel apprentissage basé sur la répulsion pour la mise à jour des paramètres [127].

III.3.1.1 Apprentissage basé sur la répulsion

Dans l'approche SaBO, les principaux facteurs gouvernant le processus, à savoir la probabilité de phase (pp) et le coefficient de partage (sc), s'ajustent dynamiquement grâce à un apprentissage basé sur la répulsion. Ce mécanisme d'apprentissage repose entièrement sur les retours obtenus du processus de recherche, permettant à la fois à pp et sc de varier de manière flexible entre 0 et 1 tout au long des itérations.

Une valeur modifiée supplémentaire (pp_{bet}^m) est obtenue comme suit :

$$pp_{bet}^{m} = pp_{bet} \pm \frac{\sigma \times pp_{bet} \times pp_{wor}}{e^{(pp_{bet} - pp_{wor})^{2}}}$$
(III.4)

Où σ est l'écart type.

III.3.1.2 Stratégies de reproduction

L'approche SaBO utilise quatre méthodes distinctes pour générer de nouveaux individus bonobos.

III.3.1.2.1 Accouplement Promiscue

L'équation (III.5) définit le processus de génération d'une nouvelle solution comme suit :

$$new_bon_{i} = bon_{i} + sc_{i} \times \left[\left(bon_{p} - bon_{i} \right) + \left(bon_{k1} - oldpop_{k2} \right) + \left(oldpop_{k3} - badpop_{k4} \right) \right]$$

$$pp_{bet}^{m} = pp_{bet} \pm \frac{\sigma \times pp_{bet} \times pp_{wor}}{e^{\left(pp_{bet} - pp_{wor} \right)^{2}}}$$
(III.5)

Dans cette équation, new_bon_i est la nouvelle solution. De plus, bon_i , bon_p et bon_{k1} représentent respectivement le i-ème, p-ème et k_1 -ème individu dans la population actuelle, tandis que $oldpop_{k2}$ et $oldpop_{k3}$ sont les k_2 -ème et k_3 -ème individus dans l'ensemble de données oldpop, respectivement. De plus, $badpop_{k4}$ correspond au k_4 -ème individu dans une troisième population mémorisée appelée badpop. La variable sc_i désigne le coefficient de partage pour le *i*-ème individu. Il est important de noter que k_1 , k_2 , k_3 et k_4 sont des nombres aléatoires distincts sélectionnés dans la plage (1, N), et aucun d'entre eux n'est égal à *i* ou *p*.

III.3.1.2.2 Accouplement restrictif

Comme exprimé dans l'équation (III.6), cette stratégie d'accouplement implique des règles spécifiques pour générer de nouveaux individus dans des contraintes définies.

$$new_bon_{i} = bon_{i} + sc_{i} \times \left[\left(bon_{p} - bon_{i} \right) + \left(bon_{k1} - oldpop_{k2} \right) + \left(bon_{k3} - badpop_{k4} \right) \right]$$
$$pp_{bet}^{m} = pp_{bet} \pm \frac{\sigma \times pp_{bet} \times pp_{wor}}{e^{\left(pp_{bet} - pp_{wor} \right)^{2}}}$$
(III.6)

III.3.1.2.3 Accouplement extra-groupe

Décrit par l'équation (III.7), cette stratégie introduit le concept de I_2 et de nombres aléatoires, r_1 et r_2 , pour produire de nouvelles solutions :

$$new_bon_{i}^{j} = bon_{i}^{j} + I_{2} \times (V \max_{j} - bon_{i}^{j}), \text{ if } r_{2} \le 0.5$$

$$new_bon_{i}^{j} = bon_{i}^{j} - I_{2} \times (bon_{i}^{j} - V \min_{j}), \text{ if } r_{2} > 0.5$$

$$I_{2} = e^{\left(r_{1} - \frac{1}{r_{2}}\right)}$$
(III.7)

Où I_2 est un paramètre intermédiaire. r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires différents créés dans la plage [0,1]. $new_bon_i^j$ et bon_i^j sont respectivement les variables *j-ème* de la solution produite et le *i-ème* bonobo de la population actuelle.

III.3.1.2.4 Accouplement consortship

Le processus d'accouplement consortship est défini dans les équations (III.8), (III.9) et (III.10).

$$Si r_{3} \leq 0.5$$

$$new_bon_{i}^{j} = badpop_{i}^{j} + I_{3} \times (bon_{i}^{j} - badpop_{i}^{j})$$

$$I_{5} = e^{\left(r_{1} - \frac{2}{r_{1}}\right)}$$
(III.8)

Sinon

 $Si r_4 \le pp_i$ $new_bon_i^j = badpop_i^j + I_2 \times (bon_i^j - badpop_i^j)$ (III.9)

Sinon

$$new_bon_{i}^{j} = badpop_{i}^{j} + I_{3} \times (bon_{i}^{j} - badpop_{i}^{j})$$

$$I_{4} = \max of(2, dv \times tsgs_{\max})$$

$$I_{5} = e^{\left(r_{1} - \frac{I_{4}}{r_{1}}\right)}$$
(III.10)

En fonction des valeurs de r_3 et r_4 , de nouveaux individus sont générés. Les paramètres intermédiaires I_3 , I_4 , et I_5 jouent un rôle important dans cette stratégie. Ces stratégies d'accouplement offrent une gamme diversifiée d'approches pour créer de nouveaux individus bonobo dans le cadre du modèle SaBO.

L'organigramme SaBO est présenté à la figure (III.3).



Figure (III.3) : Organigramme de l'algorithme SaBO

III.3.2 Algorithme d'optimisation RIME

Le RIME est un algorithme d'optimisation efficace basé sur le phénomène physique de la rime-glace. L'algorithme RIME met en œuvre les comportements d'exploration et d'exploitation dans les méthodes d'optimisation en simulant le processus de croissance de la rime douce et de la rime dure de la rime-glace et en construisant une stratégie de recherche de rime douce et un mécanisme de ponction de rime dure. Pendant ce temps, le mécanisme de sélection vorace dans l'algorithme est amélioré, et la population est mise à jour à l'étape de sélection de la solution optimale pour renforcer la capacité d'exploitation du RIME [128].

Le RIME se compose de quatre étapes : l'initialisation des grappes de rime, la stratégie de recherche de rime douce, le mécanisme de ponction de rime dure, et l'amélioration du mécanisme de sélection vorace.

III.3.2.1 Initialisation du groupe de rimes

La population de rime *R* représentée par les particules de rime x_{ij} , comme le montre l'équation (III.11).

$$R = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1j} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{i1} & x_{i2} & \cdots & x_{ij} \end{bmatrix}$$
(III.11)

Où, *i* est le numéro ordinal de l'agent de rime et *j* est le numéro ordinal de la particule de rime. De plus, R(xi) est utilisé pour désigner l'état de croissance de chaque agent de rime.

III.3.2.2 Stratégie de recherche de rime douce

Dans un environnement venteux, la croissance de la rime douce est fortement aléatoire, et les particules de rime peuvent librement recouvrir la majeure partie de la surface de l'objet attaché tout en croissant lentement dans la même direction. Inspirée par la croissance de la rime douce, la stratégie de recherche de rime douce adoptée est basée sur le fort caractère aléatoire et la couverture des particules de rime, ce qui permet à l'algorithme de couvrir rapidement l'ensemble de l'espace de recherche lors des premières itérations et de ne pas tomber facilement dans un optimum local [18].

La position des particules de rime est calculée comme indiqué dans l'équation suivante.

$$R_{ij}^{new} = R_j^{best} + r_1 \cos \theta \left(h \left(UB_{ij} - LB_{ij} \right) + LB_{ij} \right), r_2 < E$$
(III.12)

Où R_{ij}^{new} est la nouvelle position de la particule mise à jour, et *i* et *j* désignent respectivement la i-ème et j-ème particule de l'agent de de rime. R_j^{best} est la j-ème particule du meilleur agent de rime dans la population de rime *R*. Le paramètre r_1 est un nombre aléatoire dans l'intervalle (-1,1) et le contrôle de la direction du mouvement de la particule, en conjonction avec cos θ qui évolue en fonction du nombre d'itérations, comme indiqué dans l'équation (III.13). *h* est le degré d'adhésion, qui est un nombre aléatoire dans l'intervalle (0,1), et est utilisé pour contrôler la distance entre les centres de deux particules de rime.

$$\theta = \pi \cdot \frac{t}{10.T} \tag{III.13}$$

Avec : *t* représente le nombre actuel d'itérations et *T* est le nombre maximal d'itérations de l'algorithme.

Le facteur environnemental β , qui suit le nombre d'itérations pour simuler l'influence de l'environnement externe et est utilisé pour assurer la convergence de l'algorithme, comme montré dans l'équation (III.14).

$$\beta = 1 - \left[\frac{wt}{T}\right] / w \tag{III.14}$$

Avec le modèle mathématique de β est la fonction escalier, [.] représente l'arrondi ; la valeur par défaut de w est 5, ce qui est utilisé pour contrôler le nombre de segments de la fonction escalier. Revenant à l'équation (III.12), UB_{ij} et LB_{ij} sont respectivement les bornes supérieure et inférieure de l'espace d'échappement, limitant ainsi la région effective du mouvement des particules.

Le coefficient d'attachement *E* qui affecte la probabilité de condensation d'un agent et augmente avec le nombre d'itérations, est donnée par (III.15).

$$E = \sqrt{\left(t \,/\, T\right)} \tag{III.15}$$

*r*² est un nombre aléatoire dans l'intervalle (0,1) qui, combiné avec *E*, contrôle si les particules se condensent, c'est-à-dire si les positions des particules sont mises à jour.

III.3.2.3 Mécanisme de ponctuation de rime dure

La formule de remplacement entre particules est présentée dans l'équation (III.16).

$$R_{ij}^{new} = R_{best,j} \cdot r_3 < F^{normr}\left(S_i\right)$$
(III.16)

Où R_{ij}^{new} représente la nouvelle position de la particule mise à jour et $R_{best,j}$ est la j-ème particule du meilleur agent rime dans la population.

III.3.3 Algorithme d'optimisation par l'autour des palombes du Nord (NGO ;Northern Goshawk Optimization)

L'épervier d'Europe est le seul membre du genre Accipiter qui chasse différents types de proies. Ce genre se trouve en Eurasie et en Amérique du Nord, et les mâles sont quelque peu plus grands que les femelles. La méthode de chasse de l'épervier d'Europe est divisée en deux étapes : dans la première, après avoir repéré la proie, il se dirige rapidement vers elle, et dans la seconde, il poursuit la proie dans un court processus de chasse à la queue [129].

III.3.3.1 Modélisation mathématique de l'algorithme NGO

Chaque membre de la population dans un algorithme NGO représente une solution suggérée au problème qui définit les valeurs des variables. La population de cet algorithme est écrite sous forme de matrice, ses membres sont générés de manière aléatoire, et la fonction objective du problème peut être évaluée en utilisant chaque membre de la population. La solution optimale est déterminée en fonction de la nécessité de minimiser ou maximiser l'objectif du problème. Dans cette technique, les deux actions principales de l'épervier d'Europe sont imitées en deux phases : (1) reconnaissance et attaque de la proie et (2) poursuite et opération d'évasion.

III.3.3.1.1 Phase (1) : reconnaissance et attaque de la proie (exploration)

Pendant la phase de chasse initiale, l'épervier d'Europe trouve une cible au hasard, puis l'attaque rapidement. En raison de la sélection aléatoire de la proie dans l'espace de recherche, cette phase renforce la capacité d'exploration de l'algorithme NGO. Cette phase comprend une recherche globale de l'espace de recherche pour découvrir la zone optimale. Cela peut être exprimé comme suit :

$$P_i = X_k, i = 1, 2, \dots, N, k = 1, 2, \dots, i-1, i+1, \dots, N$$
(III.17)

$$x_{i,j}^{new,P1} = \begin{cases} x_{i,j} + r(P_{i,j} - I x_{i,j}), Fp_i < F_i \\ x_{i,j} + r(x_{i,j} - P_{i,j}), Fp_i \ge F_i \end{cases}$$
(III.18)

$$X_{i} = \begin{cases} X_{i}^{new,P1}, F_{i}^{new,P1} < F_{i} \\ X_{i}, F_{i}^{new,P1} \ge F_{i} \end{cases}$$
(III.19)

où : P_i est la position de la proie du ième épervier d'Europe, FP_i est la valeur de sa fonction objective, k est un nombre naturel choisi au hasard dans la plage [1, N], X_i est le statut mis à jour pour la ième solution proposée, sa ième dimension est $X_i^{new,P1}$, $F_i^{new,P1}$ représente la valeur de la fonction objective en fonction de la phase initiale du NGO, et r et I sont des nombres aléatoires utilisés pour produire un comportement aléatoire du NGO dans la recherche et la mise à jour. (r) est un nombre aléatoire entre [0, 1], tandis que (I) est un nombre aléatoire entre 1 et 2.

III.3.3.1.2 Phase 2 : poursuite et opération d'évasion (exploitation)

La proie tente de s'enfuir après l'attaque de l'épervier d'Europe. Par conséquent, l'épervier d'Europe continue de poursuivre la proie dans une phase de poursuite et de chasse. En raison de leur grande vitesse, les éperviers d'Europe peuvent poursuivre et finalement chasser leur proie dans n'importe quelle situation. La simulation de ce comportement renforce l'exploitabilité de l'algorithme pour la recherche locale de l'espace de recherche. Il est supposé dans l'algorithme NGO suggéré que cette chasse est limitée à un point d'attaque avec un rayon *R*. Mathématiquement, les notions véhiculées dans la deuxième phase sont représentées par les équations suivantes :

$$x_{i,j}^{new,P2} = x_{i,j} + R(2r-1)x_{i,j}$$
(III.20)

Où *R* est donné par :

$$R = 0.02 \left(1 - \frac{t}{T} \right) \tag{III.21}$$

$$X_{i} = \begin{cases} X_{i}^{new, P2} , F_{i}^{new, P2} < F_{i} \\ X_{i} , F_{i}^{new, P2} \ge F_{i} \end{cases}$$
(III.22)

Où le nombre maximal d'itérations et le compteur d'itérations sont respectivement *T* et *t*. Le paramètre $X_i^{new,P2}$ représente la mise à jour de la ième solution, sa dimension est $X_{i,j}^{new,P2}$.

III.3.4 Algorithme d'optimisation Zebra

Les zèbres sont originaires d'Afrique orientale et méridionale. Les trois espèces de la famille des zèbres sont le zèbre de Grevy, le zèbre des plaines et le zèbre des montagnes. Le zèbre de Grevy vit dans les prairies arides et les déserts. Le zèbre des plaines préfère les prairies, tandis que le zèbre des montagnes habite les collines et les montagnes [130]. Le zèbre vit en troupeau et se nourrit d'herbe, de feuilles, de brindilles d'arbustes, d'écorce et plus encore. Les rayures noires et blanches distinctives se trouvent verticalement sur le corps et le cou des zèbres, ce qui est efficace contre les mouches et les prédateurs. Les zèbres se battent farouchement pour se protéger des prédateurs [131]. Les zèbres utilisent naturellement deux phases : la défense prédatrice et la recherche de nourriture. Les zèbres se déplacent pour se nourrir sous la direction d'un leader pionnier. Une description de la modélisation mathématique de ZOA (zebra optimization algorithme) est expliquée ci-dessous.

III.3.4.1 Initialisation

Le ZOA est un algorithme métaheuristique basé sur la population. Les zèbres sont dispersés dans la zone de recherche. L'équation (III.23) représente un modèle mathématique de la population de zèbres dont chaque zèbre individuel est une solution possible au problème.

$$K = \begin{bmatrix} Z_{1} \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_{i} \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_{N} \end{bmatrix}_{N \times m} = \begin{bmatrix} z_{1,1} & \dots & z_{1,j} & \dots & z_{1,m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ z_{i,1} & \dots & z_{i,j} & \dots & z_{i,m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ z_{N,1} & \dots & z_{N,j} & \dots & z_{N,m} \end{bmatrix}_{N \times m}$$
(III.23)

Dans l'équation (III.24), la valeur minimale de *OF*^{*i*} indique la meilleure solution appelée zèbre pionnier dans la population *K*.

$$OF = \begin{bmatrix} OF_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ OF_i \\ \cdot \\ \cdot \\ OF_N \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} OF(Z_1) \\ \cdot \\ OF(Z_i) \\ \cdot \\ OF(Z_N) \end{bmatrix}_{N \times 1}$$
(III.24)

III.3.4.2 Première phase comportementale de recherche de nourriture

Les zèbres se déplacent pour trouver leur nourriture préférée, se nourrissent, socialisent et se regroupent pour se reposer la nuit. Les zèbres passent de 60 à 80 % de leur temps à manger. Le zèbre pionnier (PZ) guide le troupeau vers son emplacement, et chaque zèbre met à jour son emplacement. Le modèle mathématique de la phase de recherche de nourriture est basé sur les équations (III.25) et (III.26).

$$\rho_{i,j}^{new,fp} = \rho_{i,j} + rand() \cdot \left(PZ_j - I \cdot \rho_{i,j}\right)$$
(III.25)

$$Z_{i} = \begin{cases} Z_{i,j}^{new, fp} , F_{i,j}^{new, fp} < F_{i} \\ Z_{i, otherwise} \end{cases}$$
(III.26)

Où *rand* () $\in [0, 1]$ et $I = round(1 + rand()).Z_i^{new,fp}$ est l'emplacement mis à jour du *i-ème* zèbre en phase de recherche de nourriture et $\rho_{i,j}^{new,fp}$ est sa valeur de *j-ème* dimension. $F_i^{new,fp}$ est la valeur de la fonction objective en première phase. La valeur de $I \in [1, 2]$ indique le déplacement du zèbre depuis sa position et plus de changements dans le déplacement du zèbre lorsque I = 2.

III.3.4.3 Deuxième phase - techniques de défense contre les prédateurs

Pendant le broutage des zèbres, le lion est le principal prédateur. Ils sont menacés par d'autres animaux sauvages tels que les léopards, les hyènes, les guépards et les chiens sauvages. Les crocodiles sont également des prédateurs des zèbres pendant qu'ils boivent de l'eau. Les zèbres utilisent diverses techniques de défense contre les prédateurs. Le zèbre choisit soit une technique d'évasion lors d'une attaque de lion, soit une technique offensive pour attaquer agressivement les prédateurs comme les chiens et les hyènes. $P_s \in [0, 1]$ représente la stratégie désirée du zèbre. Pour éviter une attaque de lion, le motif en zigzag et les mouvements irréguliers de torsion latérale sont utilisés, ce qui est exprimé mathématiquement par l'équation (III.27.a).

$$\rho_{i,j}^{new,sp} = \begin{cases} M_1 : \rho_{i,j} + R(2r-1)\left(1 - \frac{iter}{T}\right)\rho_{i,j}P_s \le 0.5\\ M_2 : \rho_{i,j} + r\left(AZ_j - I.\rho_{i,j}\right) autrement \end{cases}$$
(III.27.a)

La mise à jour de la position des zèbres est donnée par l'équation (III.27.b).

$$Z_{i} = \begin{cases} Z_{i,j}^{new,sp} & OF_{i,j}^{new,sp} < F_{i} \\ Z_{i} & autrement \end{cases}$$
(III.27.b)

Où $Z_{i,j}^{new,sp}$ est la mise à jour de la *i-ème* position du zèbre dans cette phase. $\rho_{i,j}^{new,sp}$ est la valeur de la jème dimension et $Z_i^{new,sp}$ est la valeur objective. *iter* est l'itération actuelle. R = 0.01 est une constante et AZ_j est le zèbre attaqué de la valeur de la *j-ème* dimension. Ainsi, la population de ZOA se met à jour en deux phases à chaque itération.

III.3.5 Algorithme d'optimisation Osprey

En tant qu'oiseau mangeur de poissons, l'aigle pêcheur plonge dans l'eau pour attraper des poissons avec ses serres. Il possède des pattes spécialement adaptées avec des serres acérées et courbées qui saisissent fermement les poissons. Il peut saisir sa proie car ses orteils extérieurs réversibles qui peuvent pointer vers l'avant ou vers l'arrière. Les tactiques de chasse de l'aigle pêcheur et ses capacités naturelles amènent la proie vers un emplacement de consommation approprié [132]. Cette inspiration est utilisée pour créer un algorithme d'optimisation, Où la modélisation mathématique des comportements de l'aigle pêcheur est expliquée dans ce qui suit.

III.3.5.1 Population initiale

Les emplacements des aigles pêcheurs sont établis dans l'espace de recherche en utilisant l'équation (III.28). La matrice de population initiale est X de taille $N \times m$.

$$X = \begin{bmatrix} X_{1} \\ \\ \\ X_{i} \\ \\ \\ \\ \\ X_{N} \end{bmatrix}_{N \times m} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & \dots & x_{1,j} & \dots & x_{1,m} \\ & \ddots & \ddots & & \ddots \\ x_{i,1} & \dots & x_{i,j} & \dots & x_{i,m} \\ & \ddots & \ddots & \ddots & & \ddots \\ x_{N,1} & \dots & x_{N,j} & \dots & x_{N,m} \end{bmatrix}_{N \times m}$$
(III.28)

Où N est le nombre d'aigles pêcheurs et m est le nombre de variables du problème.

La fonction objective qui examine chaque aigle pêcheur pour identifier lequel d'entre eux offre la plus grande réponse est exprimée dans l'équation (III.29).

$$F_{1} \qquad F(X_{i})$$

$$F = \begin{bmatrix} \cdot \\ F_{i} \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot \\ F(X_{i}) \\ \cdot \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

$$F_{N} \qquad F(X_{i})$$
(III.29)

Où *F*^{*i*} est la valeur de la fonction objective du *i-ème* aigle pêcheur.

III.3.5.2 Phase d'exploration (Identification de la position et chasse aux poissons)

L'aigle pêcheur possède une vue perçante pour localiser et chasser les poissons sous l'eau. Cela entraîne un déplacement de la position de l'aigle pêcheur dans la zone de recherche, en se basant sur son comportement naturel. Chaque aigle pêcheur obtient un ensemble de poissons à partir de l'équation (III.30).

$$FP_{i} = \left\{ X_{k} \mid k \in \{1, 2, \dots, N\} \land F_{k} < F_{i} \right\} \cup \left\{ X_{best} \right\}$$
(III.30)

Où FP_i est l'ensemble des positions de poissons pour le *i-ème* aigle pêcheur et X_{best} est la meilleure solution candidate.

L'un de ces poissons est aléatoirement repéré par un aigle pêcheur, qui l'attaque. La mise à jour de la position de l'aigle pêcheur correspondant est déterminée par l'équation (III.31).

$$x_{ij}^{P1} = x_{ij} + r_{ij} \left(SF_{ij} - I_{ij} \cdot x_{ij} \right)$$
(III.31)

Où x_i^{P1} est la mise à jour de la position du *i-ème* aigle pêcheur en phase d'exploration, et x_{ij}^{P1} est sa jème dimension. F_i^{P1} est la valeur de la fonction objective, SF_{ij} est le poisson sélectionné pour le *i-ème* aigle pêcheur et la *j-ème* dimension, r_{ij} sont des entiers aléatoires avec des valeurs allant de 0 à 1, et I_{ij} est choisi de manière aléatoire dans l'ensemble {1,2}.

La solution candidate avec la valeur de la fonction objective supérieure parmi les solutions candidates est sélectionnée à l'aide de l'équation (III.32) comme la solution candidate la plus appropriée après évaluation.

$$x_{ij}^{P1} = \begin{cases} x_{ij}^{P1} ; & LB_j < x_{ij}^{P1} < UB_j \\ LB_j ; & x_{ij}^{P1} < UB_j \\ UB_j ; & x_{ij}^{P1} > UB_j \end{cases}$$
(III.32)

La position précédente de l'aigle pêcheur est remplacée selon l'équation (III.33).

$$X_{i} = \begin{cases} X_{i}^{P1}, & F_{i}^{P1} < F_{i} \\ X_{i}, autrement \end{cases}$$
(III.33)

III.3.5.3 Phase d'exploitation

L'exploration consiste à déplacer le poisson vers une position appropriée. L'aigle pêcheur transporte le poisson chassé vers une position appropriée pour le manger. La phase d'exploitation implique la mise à jour de la solution candidate en se basant sur une simulation de l'activité naturelle de l'aigle pêcheur. La position repositionnée dans l'espace de recherche engendre des changements mineurs et, par conséquent, améliore la capacité de l'OOA pour la recherche locale et la convergence vers de meilleures solutions. Les équations (III.34) et (III.35) sont utilisées pour générer soit une position aléatoire, soit tous les membres de la population mangeant du poisson à leur emplacement.

$$x_{ij}^{p^2} = x_{ij} + \frac{LB_j + r.(UB_j - LB_j)}{t}; i = 1, 2, ..., N; t = 1, 2, ..., T$$
(III.34)

$$x_{ij}^{P2} = \begin{cases} x_{ij}^{P2}, & LB_j < x_{ij}^{P2} < UB_j \\ LB_j, & x_{ij}^{P2} < UB_j \\ UB_j, & x_{ij}^{P2} > UB_j \end{cases}$$
(III.35)

Ainsi, après l'évaluation de la fonction objective, l'OOA met à jour la position la plus optimale en utilisant l'équation (III.36).

$$X_{i} = \begin{cases} X_{i}^{P2} , F_{i}^{P2} < F_{i} \\ X_{i} , autrement \end{cases}$$
(III.36)

Où x_i^{P2} est la nouvelle position de la *i-ème* phase d'exploitation choisie par l'aigle pêcheur, x_{ij}^{P2} est sa *j-ème* dimension, F_i^{P2} est la valeur de la fonction objective, *r* est un nombre aléatoire dans la plage de 0 et 1, *t* est le nombre d'itération actuel et *T* est le nombre d'itération le plus élevé.

III.3.6 Algorithme d'optimisation arithmétique

L'algorithme d'optimisation arithmétique (AOA ; Arithmetic Optimization Algorithm) utilise les opérateurs arithmétiques (addition, soustraction, multiplication et division) pour mettre à jour les solutions. Pour explorer l'espace de recherche, il utilise des opérateurs de multiplication et de division, tandis que les opérateurs d'addition et de soustraction sont utilisés pour l'exploitation [133]. Le paramètre de contrôle qui équilibre la diversification et l'intensification de l'espace de recherche est l'optimiseur mathématique accéléré (*MoA*) décrit dans l'équation (III.37).

$$M_{OA}(t) = \frac{t}{T} \tag{III.37}$$

Où *t* est le nombre d'itération actuelle et *T* est le nombre maximal d'itérations.

La diversification de l'espace de recherche basée sur les facteurs de division et de multiplication est réalisée en raison de la grande distribution des valeurs générées qui sont représentées selon l'équation (III.38) pour une condition (*rand* > M_{OA}) où rand est un nombre aléatoire généré.

$$x_{i}^{(t)} = \begin{cases} best(x^{(t)}) \div (M_{OP} + \varepsilon)(U_{B} - L_{B})\mu + LB & r_{1} < 0.5\\ best(x^{(t)}) \times (M_{OP} + \varepsilon)(U_{B} - L_{B})\mu + LB & autrement \end{cases}$$
(III.38)

Où *x* est la solution, *i* est l'indice de la solution (*i*=1 : *N*), *best* (*x*) est la meilleure solution globale, ε et μ sont des constantes, *LB* et *UB* sont les bornes inférieure et supérieure des solutions, *r*¹ est un nombre aléatoire généré, la probabilité de l'optimiseur mathématique (*MoP*) est un paramètre d'échelle qui produit plus d'exploration et est estimé selon l'équation (III.39) où α est un paramètre constant.

$$M_{OP}(t) = 1 - \frac{t^{1/\alpha}}{T^{1/\alpha}}$$
(III.39)

En termes de condensation de l'espace de recherche, les opérateurs d'addition et de soustraction sont utilisés en raison de la densité élevée des solutions générées et implémentées pour un cas (*rand* > M_{Op}). L'équation (III.40) exprime la stratégie de mise à jour pendant l'exploitation où r_2 est un nombre aléatoire généré.

$$x_{i}^{(t)} = \begin{cases} best(x^{(t)}) - ((M_{OP})((U_{B} - L_{B})\mu + LB)) r_{2} < 0.5\\ best(x^{(t)}) + ((M_{OP})(U_{B} - L_{B})\mu + LB) autrement \end{cases}$$
(III.40)

III.3.7 Algorithme d'optimisation Dandelion

L'optimiseur Dandelion (DO) est un nouvel algorithme d'optimisation bio-inspiré par l'intelligence collective des essaims, proposé par Shijie Zhao [134]. L'algorithme DO simule le déplacement des graines de pissenlit vers d'autres endroits en fonction du vent ; ce processus est divisé en trois phases. La première est la phase d'ascension, au cours de laquelle les graines montent en spirale sous l'action de la force de traînée ; cela est réalisé par temps ensoleillé. De plus, pendant les périodes de pluie, les graines de pissenlit se dispersent dans une zone locale. Cette différence d'ascension offre deux scénarios de recherche, à savoir une recherche globale et une recherche locale. La deuxième phase implique la descente des graines à une certaine hauteur avant de retomber progressivement vers le sol. Enfin, pendant la phase d'atterrissage, les graines de pissenlit se posent aléatoirement à différents endroits sous l'influence du vent et des conditions météorologiques, pour finalement donner naissance à de nouveaux pissenlits.

Similaire à d'autres algorithmes métaheuristiques, l'Optimiseur Dandelion est basé sur l'évolution itérative d'une population initiale. La population est représentée par l'expression suivante, où *P* représente la taille de la population et *D* représente la dimension variable.

$$population = \begin{bmatrix} X_{1}^{1} & \dots & X_{1}^{D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{p}^{1} & \dots & X_{p}^{D} \end{bmatrix}$$
(III.41)

Dans le contexte des algorithmes d'optimisation, la création de chaque individu, représenté par X_i , est soumise aux contraintes spécifiques du problème donné. Plus spécifiquement, l'expression de chaque individu est générée à l'intérieur des limites déterminées par la borne supérieure (*UB*) et la borne inférieure (*LB*) du problème.

$$X_i = rand \times (UB - LB) + LB \tag{III.42}$$

Où *i* est un nombre entier allant de 1 à *P* et *rand* est un nombre aléatoire compris entre 1 et 2.

Pendant le processus d'initialisation, DO considère l'individu ayant la valeur de fitness optimale comme l'élite initiale X_{elite} , comme représenté par l'expression mathématique suivante :

$$\begin{cases} X_{elite} = \left(find\left(f_{best} == f\left(X_{i}\right)\right)\right) \\ f_{best} = \min\left(f\left(X_{i}\right)\right) \end{cases}$$
(III.43)

Où *find()* indique deux indices avec des valeurs égales.

Au cours de la phase d'ascension, le comportement des graines de pissenlit est influencé par les conditions météorologiques, avec deux cas possibles. En temps dégagé, les graines de pissenlit peuvent monter à des hauteurs significatives. Ce phénomène peut être mathématiquement exprimé comme suit :

$$X_{t+1} = X_t + \alpha v_x v_y \ln Y \left(X_s - X_t \right)$$
(III.44)

Où X_t est la position de la graine de pissenlit dans l'itération t.

La position générée aléatoirement X_s est représenté par :

$$X_{s} = rand(1, D) \times (UB - LB) + LB \tag{III.45}$$

La distribution log normale lnY soumise à $\mu = 0$ et $\sigma^2 = 1$ est exprimé comme suit :

$$\ln Y = \begin{cases} \frac{1}{y\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\ln y\right)^2\right) & y \ge 0\\ 0 & y < 0 \end{cases}$$
(III.46)

Le paramètre adaptatif utilisé pour ajuster la longueur du pas de recherche α est représenté par :

$$\alpha = rand() \times \left(\frac{1}{t_{\max}^2}t^2 - \frac{2}{t_{\max}}t + 1\right)$$
(III.47)

Les coefficients de composante de levage de la graine de pissenlit en raison de l'action d'Eddy séparée v_x et v_y sont donnés par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_x = r \times \cos \theta \\ v_y = r \times \sin \theta \\ r = \frac{1}{e^{\theta}} \end{cases}$$
(III.48)

Dans les équations précédentes, *y* est une distribution normale standard *N* (0,1), t_{max} est le nombre maximum d'itérations et θ est un nombre aléatoire entre [– π , π].

En cas de mauvais temps, spécifiquement lors d'une journée pluvieuse, les graines de pissenlit ne peuvent pas monter correctement en raison de la résistance de l'air. Ce phénomène peut être quantifié par l'expression mathématique suivante :

$$X_{t+1} = k X_t \tag{III.49}$$

Où k est un régulateur du domaine de recherche local dont l'expression est :

$$\begin{cases} k = 1 - q \, rand() \\ \text{avec } q = \frac{1}{t_{\max}^2 - 2t_{\max} + 1} t^2 - \frac{1}{t_{\max}^2 - 2t_{\max} + 1} t + \frac{1}{t_{\max}^2 - 2t_{\max} + 1} \end{cases}$$
(III.50)

Pendant la phase de descente, après que les graines de pissenlit aient atteint une certaine altitude, elles tombent régulièrement. Pour simuler la trajectoire de déplacement des graines de pissenlit, OD utilise le mouvement brownien. L'expression mathématique correspondante dans cette phase est :

$$X_{t+1} = X_t - \alpha \times \beta \times \left(X_{mean-t} - \alpha \times \beta_t \times X_t\right)$$
(III.51)

Où β_t indique le mouvement brownien [55], et X_{mean-t} est la position moyenne de la population représentée par l'expression mathématique suivante :

$$X_{mean-t} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^{P} X_i$$
 (III.52)

Après les deux phases précédentes, la graine de pissenlit choisira aléatoirement où elle atterrira, et c'est la phase d'atterrissage. Par conséquent, la solution optimale est l'endroit où la graine de pissenlit survivra facilement. L'expression mathématique correspondante dans cette phase est :

$$X_{t+1} = X_{elite} + levy(\lambda) \times \alpha \times (X_{elite} - X_t \times \delta)$$
(III.53)

Où $X_{\ell lite}$ est la position optimale de la graine de pissenlit, *levy* (λ) est la fonction de vol de Lévy, et δ est une fonction linéaire croissante entre 1 et 2.

III.3.8 Procédures de l'Optimiseur de Catastrophe de Tchernobyl (CDO)

Le CDO (Chernobyl Disaster Optimizer) est l'un des nouveaux algorithmes méta-heuristiques publiés en février 2023 par Shehadeh. Il est classé dans la catégorie des algorithmes basés sur des principes physiques, qui imitent le pire accident nucléaire de l'histoire (la catastrophe de Tchernobyl). L'accident de Tchernobyl s'est produit en 1986, lorsque la pression et la température croissantes à l'intérieur du réacteur n° 4 ont provoqué une explosion. Cette explosion a entraîné trois radiations de vitesses et de masses variables. Il existe trois types de radiations : alpha, beta et gamma [135].

- Radiation alpha : La plus lourde et la plus grosse, avec une faible vitesse, car elle contient deux protons et deux neutrons. Les particules alpha sont chargées positivement et sont fortement ionisantes.
- Radiation beta : Les particules beta ont une charge négative, une masse très faible, et sont modérément ionisantes à grande vitesse.
- Radiation gamma : Il s'agit de radiations électromagnétiques avec une fréquence élevée et une longueur d'onde courte, une masse minimale, et une faible ionisation à grande vitesse.

Les particules mentionnées ci-dessus sont dangereuses pour les humains car elles se déplacent de l'emplacement de l'explosion vers la région humaine et les attaquent. Cette calamité a été recréée à l'aide d'un algorithme, qui sera maintenant expliqué.

Le facteur de descente de gradient ⊽ des radiations alpha, beta et gamma lors de l'attaque de l'humain peut être calculé comme indiqué dans (III.54).

$$\nabla = c \left(X \left(t \right) - \eta \Delta \right) \tag{III.54}$$

- *c* est une constante et est égale à 0.25 pour les particules α , 0.5 pour les particules β et 1 pour les particules γ .

- η peut être calculé comme indiqué dans (III.55).

$$\eta = \frac{A_h}{c.\log(rand(1:v))} - (W.rand(...))$$
(III.55)

W est calculé comme indiqué dans (III.56).

$$W = 3 - 1 < /span > * \frac{3}{\max_Iter}$$
(III.56)

La différence entre la position des particules et celle de l'humain $*^{\Delta^{**}}$ peut être calculée comme spécifié dans (III.57).

$$\Delta = \left| A_p . X(t) - X_T(t) \right| \tag{III.57}$$

 $X_T(t)$ peut être calculé en fonction des équations de mouvement de Galileo Galilei, comme indiqué dans (III.58).

$$X_{T}(t) = \frac{\nabla_{\alpha} \cdot \nabla_{\beta} \cdot \nabla_{\gamma}}{3}$$
(III.58)

III.4 Résultats de simulation et discussions

Les solutions proposées ont été créées de manière arbitraire dans les limites de l'espace de recherche, puis allouées au modèle. Nous avons ensuite utilisé ces valeurs pour exécuter le modèle et comparer les résultats aux données que nous avons collectées. L'erreur a été incluse dans le score final en utilisant l'équation (III.1). Le profil de courant du cycle de conduite urbaine ECE-15 a été utilisé pour cette étude. La tension de sortie mesurée a servi d'identifiant. Le Tableau (III.1) affiche les valeurs précises des caractéristiques de la batterie proposée.

Tableau (III.1) : Paramètres réels de la batterie

Paramètres	Q	Rint (10-3)	K (10-3)	В	τ	Eo	A
Valeur réelle	1500	1.8667	1.3985	0.040708	20	303.6205	23.5133

Les MAs sont des algorithmes stochastiques, ce qui signifie que leurs emplacements initiaux varient d'une exécution à l'autre. L'algorithme est résilient s'il produit constamment des résultats presque identiques lors de différentes procédures d'identification. Des tests statistiques comme l'ANOVA¹ (Analyse de la Variance) et la méthode de Tukey² peuvent être utilisés pour mesurer la robustesse. Les performances supérieures de l'approche proposée ont été vérifiées en la comparant à celles de diverses MAs telles que NGO, RIME, ZOA, CDO, AOA, OOA et DO. Cependant, en raison de la nature intrinsèquement aléatoire des MAs, nous avons exécuté chaque méthode 10 fois pour garantir sa fiabilité et sa précision. Pour chaque méthode la taille de la population (N = 30), le nombre maximal d'itérations (Tmax = 50), la limite supérieure de l'espace de recherche (UB) est de 120 % de la valeur réelle, et la limite inférieure de l'espace de recherche (LB) est de 80 % de la valeur réelle. Les paramètres des optimiseurs sont répertoriés dans le Tableau (III.2).

Tableau (III.2) : Paramètres d'optimisation

Paramètres	N	Tmax	Nruns	D	UB	LB
Valeur	30	50	10	7	120% de la valeur réelle	80% de la valeur réelle

Le Tableau (III.3) affiche les résultats des tests d'identification.

Nombre d'exécutions	MA's	Q	<i>Rint</i> (10 ⁻³)	K (10 ⁻³)	В	τ	Eo	A	Fitness (10 ⁻³)
1	- SaBO	1395.67	1.6028	1.4648	0.0340	20.7958	299.56	27.5384	8.920
10		1578.56	1.6108	1.4739	0.0433	21.0853	304.81	22.3166	8.580
1		1548.59	1.6836	1.4279	0.0424	20.7189	304.07	23.1033	9.660
10	NGO	1490.64	1.6781	1.4036	0.0412	20.2938	303.61	23.5012	10.79
1		1205.82	1.5000	1.6782	0.0341	20.8280	305.59	20.5142	35.66
10	KIWE	1756.58	1.6599	1.6771	0.0386	22.5253	305.22	21.5644	19.76
1	ZOA	1530.28	1.8362	1.4083	0.0404	21.1497	302.96	24.3004	15.10
10		1427.51	1.7399	1.4363	0.0439	20.5381	305.42	21.6661	12.47
1	- CDO	1800.00	2.2400	1.1305	0.0358	24.0000	303.97	23.6587	73.85
10		1200.00	1.5180	1.3593	0.0364	20.7964	306.00	23.6565	46.39
1	- 404	1297.45	1.8057	1.3696	0.0394	23.1301	301.80	26.2457	41.36
10	AOA	1355.80	1.5382	1.1270	0.0380	19.7259	301.77	26.4856	64.34
1	- 001	1483.60	1.9916	1.4740	0.0367	21.6829	302.51	24.5381	24.81
10	- 00A	1486.66	1.7517	1.2417	0.0382	20.3641	304.35	22.7470	37.80
1	DO	1645.42	1.5929	1.6149	0.0445	22.9194	306.09	20.9517	12.59
10	00	1615.11	1.6404	1.1565	0.0432	17.5665	302.76	24.7114	22.54

Tableau (III.3) : Résultats d'identification

Le Tableau (III.3) montre que tous les paramètres prédits sont assez proches des valeurs réelles. Cependant, il y a de différences dans la précision de l'identification entre les différents algorithmes.

¹ L'ANOVA, ou Analyse de la Variance, est une méthode statistique utilisée pour comparer les moyennes de trois groupes ou plus afin de déterminer s'il existe des différences statistiquement significatives entre elles. L'ANOVA évalue la variance au sein de chaque groupe et la variance entre les groupes, puis compare ces deux sources de variation pour déterminer si les différences observées entre les groupes sont plus grandes que ce qui serait attendu par hasard.

La Figure (III.4) illustre l'évolution de la fonction objective au cours des itérations pour les exécutions initiale, intermédiaire et finale. Les graphiques résultants fournissent des preuves de la supériorité de SaBO par rapport aux autres optimiseurs. Il a atteint une valeur de fitness finale plus faible et a montré un taux de convergence plus rapide.



Figure (III.4) : Évolution de la fonction objective

L'efficacité moyenne peut être calculée à l'aide de la formule suivante :

$$\eta_{av} = \frac{100}{k} \sum_{i=1}^{k} \frac{OF_{best}}{OF_{est}}$$
(III.59)

Où *k* représente le nombre d'exécutions (10 exécutions), OF_{est} est la valeur de fitness estimée et OF_{best} est la meilleure valeur de fitness obtenue.

Tat	Tableau (III.4) : Statistiques d'identification							
	SaBO	NGO	RIME	ZOA	CDO	AOA	OOA	DO
Meilleur (10 ⁻³)	8.350	8.590	9.73	10.6	20.2	29.3	16.5	10.1
Pire (10 ⁻³)	9.070	12.300	35.7	19.3	73.9	129	50.8	22.9
Moyenne (10-3)	8.640	9.810	17	14	45.1	67	34.3	15.6
Écart type (10-3)	0.205	1.022	7.733	2.539	13.105	28.302	9.775	4.797
Efficacité (%)	96.60	88.400	66.8	78.1	49.7	51.94	53.5	70.4
Temps d'exécutions (sec)	155	317	160	320	160	163	318	161
Erreur de tension totale (10-3)	4.238	15.842	1.620	16.070	131.628	398.911	8.465	5.199

² La méthode de Tukey, ou test de comparaison multiple de Tukey (Tukey's Honest Significant Difference Test), est une méthode post hoc utilisée après une ANOVA pour identifier précisément quelles moyennes de groupes sont significativement différentes les unes des autres. Cette méthode permet de comparer toutes les paires possibles de moyennes de groupes tout en contrôlant le taux global d'erreur de type I.

Le Tableau (III.4) affiche les résultats d'une analyse statistique effectuée sur les données obtenues. Le SaBO a enregistré une valeur moyenne de fitness optimale de 8.64×10^{-3} . De plus, le SaBO a atteint les meilleures valeurs de minimum, maximum et écart type avec 8.64×10^{-3} , 9.07×10^{-3} , respectivement. De plus, l'efficacité d'optimisation du SaBO était la meilleure, atteignant 96,6 %. Par conséquent, les estimations des paramètres de la batterie en utilisant SaBO peuvent être considérées les plus précises. Bien que l'erreur totale de tension de 4,2377 $\times 10^{-3}$. le SaBO prenait beaucoup moins de temps que les autres optimiseurs, le temps passé sur la tâche était toujours nettement inférieur.

L'évolution de la valeur moyenne de la fonction fitness est présentée sur la Figure (III.5). Les courbes fournies montrent clairement que le SaBO est le meilleur en termes de la valeur de la fonction objective par rapport aux autres algorithmes. En effet, la valeur moyenne de fitness est de $8,64 \times 10^{-3}$, ce qui est meilleur par rapport à celle du NGO d'un facteur de 1,135, du ZOA d'un facteur de 1,62, du DO d'un facteur de 1,69, du RIME d'un facteur de 1,97, du OOA d'un facteur de 3,97, du CDO d'un facteur de 5,75 et du AOA d'un facteur de 7,75.



Figure (III.5) : Évolution de la moyenne de la fonction objective

La supériorité du SaBO a été confirmée à l'aide d'une analyse de variance (ANOVA) et du test de Tukey. Les résultats de l'analyse de variance sont présentés dans le Tableau (III.5) et les Figures (III.6) et (III.7). Ces résultats démontrent l'efficacité de la technique d'identification proposée pour déterminer la meilleure batterie Li-ion à utiliser.

Tableau (III.5) : Résultats de l'ANOVA

Source	Df	SS	MS	F	Prob
Colonnes	7	0.03016	0.00431	26.77	1.09624×10-17
Erreur	72	0.01159	0.00016		
Totale	79	0.04174			
-					

Les termes mentionnent dans le tableau (III.5) sont défini comme suit :

- Df (Degrees of Freedom): Les degrés de liberté représentent le nombre de valeurs indépendantes qui peuvent varier dans une analyse statistique. Dans ce tableau, "Colonnes" a 7 degrés de liberté et "Erreur" a 72 degrés de liberté, totalisant 79.

- SS (Sum of Squares) : La somme des carrés mesure la variation totale dans les données. Pour "Colonnes", SS est de 0.03016, tandis que pour "Erreur", SS est de 0.01159, et la somme totale est de 0.04174.

MS (Mean Square) : Le carré moyen est la somme des carrés divisée par les degrés de liberté correspondants. Pour "Colonnes", MS est de 0.00431, et pour "Erreur", MS est de 0.00016.

F (F-Statistic) : La statistique F est utilisée pour déterminer si les moyennes des différents groupes sont significativement différentes. Dans ce cas, F est de 26.77 pour "Colonnes".

- Prob (P-Value) : La valeur p indique la probabilité que les différences observées soient dues au hasard. Une valeur p très faible, comme 1.09624×10⁻¹⁷, suggère que les différences entre les colonnes sont extrêmement significatives.

Les résultats montrent une très faible probabilité que les différences observées soient dues au hasard, indiquant que la méthode SaBO est très efficace pour l'identification des paramètres optimaux de la batterie Li-ion. Les valeurs de F élevées et les p-values extrêmement faibles confirment la supériorité de cette technique.



Figure (III.6) : Classement ANOVA



Figure (III.7) : Test de Tukey

La Figure (III.8) montre la comparaison entre la tension estimée et la valeur mesurée. Ce résultat montre une sortie presque identique à la tension réelle de la batterie avec une petite marge d'erreur de tension. Cela confirme la validation de la précision de l'identification et approuve davantage les performances du SaBO.



Figure (III.8) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle ECE-15

La technique d'identification suggérée a été validée en utilisant d'autres cycles de conduite du monde réel provenant des véhicules électriques tels que : le New Européen Driving Cycle (NEDC), l'Urban Dynamic Driving Cycle (UDDC) et la Worldwide Harmonized Light Véhicules Test Procédure (WLTP). Ce processus de validation évalue la capacité de la stratégie à capturer avec précision le comportement de la batterie et à prédire sa performance dans les applications de véhicules électriques. Les valeurs optimales identifiées des paramètres sont utilisées pour simuler le comportement de la batterie, et les résultats sont comparés à la performance réelle de la batterie pendant le cycle de conduite.

Les variations des tensions prédite et observée au fil du temps sont illustrées sur les Figures (III.9), (III.10) et (III.11).



Figure (III.9) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle NEDC



Figure (III.10) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle UDDS



Figure (III.11) : Tensions estimée et mesurée de la batterie Li-ion pour le cycle WLTP

III.5 Conclusion

Ce chapitre présente une méthode d'identification des paramètres d'une batterie via l'utilisation d'un certain nombre d'algorithmes d'optimisation métaheuristiques.

La stratégie d'identification de la batterie Li-ion consiste à comparer la tension de sortie du modèle adopté avec la tension de sortie mesurée d'une batterie réelle. L'erreur quadratique moyenne (RMSE) est utilisée comme fonction objective pour les algorithmes d'optimisation. Les résultats ont démontré la capacité de l'algorithme SaBO de surpassé les autres algorithmes d'optimisation proposés en termes de l'erreur quadratique moyenne obtenue de 8,64.10⁻⁴, la somme des erreurs de tension de 4.238 .10⁻³ et l'efficacité obtenue de 96.60%.

Les résultats de l'ANOVA montrent que les paramètres identifiés par la technique SaBO sont significativement supérieurs pour la batterie Li-ion. La valeur F (26.77) élevée et la valeur la probabilité (1.09624×10⁻¹⁷) extrêmement faible confirment que les différences observées ne sont pas dues au hasard, mais bien sont dues à l'efficacité de la méthode SaBO dans l'identification des paramètres optimaux de la batterie.

A noter que, ces méthodes peuvent être mises en œuvre avec succès avec d'autres types de batteries telles que les batteries au plomb-acide, les piles nickel-cadmium et même avec des piles à combustible telles que SOFC et MCFC.

Les chapitres suivants seront consacrés aux systèmes de gestion d'énergie d'un véhicule électrique à base d'une source d'énergie hybride.

Chapitre IV

Système de gestion d'énergie basé sur la platitude différentielle optimale

IV.1 Introduction

À mesure que les véhicules électriques deviennent une alternative de plus en plus courante aux véhicules à moteur à combustion interne, la mise au point de stratégies de gestion d'énergie devient cruciale pour l'optimisation de leur performance et de leur efficacité énergétique. Ces stratégies visent à gérer et à contrôler l'alimentation électrique du véhicule, afin d'optimiser son autonomie, sa consommation d'énergie et sa durabilité [136]. Ces stratégies incluent la gestion intelligente de la batterie, l'optimisation de la récupération d'énergie lors du freinage [137].

L'objectif principal de ces stratégies est de prolonger l'autonomie des véhicules électriques tout en maintenant des performances optimales. Cela implique la mise en place de systèmes de contrôle avancés et de technologies innovantes pour surveiller et ajuster en temps réel la consommation d'énergie, en fonction des conditions de conduite et des besoins du conducteur [138].

En combinant l'ingénierie, les algorithmes de contrôle et les avancées technologiques, les stratégies de gestion d'énergie pour les véhicules électriques représentent un domaine en constante évolution, visant à offrir des solutions durables et efficaces pour l'avenir de la mobilité [138].

Ce chapitre présente une nouvelle stratégie de gestion optimisée basée sur la platitude différentielle pour gérer le flux d'énergie dans un système de propulsion de véhicule électrique tout en réduisant le vieillissement de la batterie. Le système de propulsion hybride considéré est basé sur une batterie Li-ion et un supercondensateur comme éléments de stockage d'énergie. Les principaux objectifs du system de gestion d'énergie (EMS) suggéré sont de fournir une stabilisation de la tension du bus DC, de respecter la dynamique des sources et de satisfaire la demande de puissance du moteur synchrone à réluctance variable (MSRV). De plus, l'algorithme permet de minimiser l'effet des harmoniques générées par le moteur sur le courant de la batterie. Ainsi, les principales objectives peuvent être énumérées comme suit :

- Stabiliser la tension du bus DC ;

- Réduire les harmoniques du courant de la batterie induites par l'entraînement électrique;

-Assurer l'utilisation efficace d'énergie échangée entre la batterie et le supercondensateur tout en respectant les contraintes imposées par les états de charge des éléments de stockage;

IV.2 Gestion d'énergie basée sur la platitude différentielle conventionnelle

L'architecture du HPS étudié est basée sur la topologie entièrement active, comme le montre la Figure (IV.1). Étant donné que chaque ESS est contrôlé de manière indépendante, cette architecture offre le niveau maximal de contrôlabilité. Cela facilite l'utilisation du plan de gestion d'énergie pour exploiter les caractéristiques du HPS et du HES. La chaîne de traction se compose de deux systèmes de stockage d'énergie (batterie et SC), de leurs convertisseurs (DC-DC bidirectionnels) et d'un moteur synchrone à reluctance variable opérant comme une machine d'entraînement.



Figure (IV.1) : Structure du VE proposé

IV.2.1 Théorie de la platitude différentielle

La platitude différentielle offre un cadre et un outil d'analyse unifié pour la planification des trajectoires et le contrôle des systèmes non linéaires. Selon Fliess et al. [139], un système non linéaire est dit être différentiellement plat s'il existe un vecteur de sorties plates différentiellement indépendantes, de dimension égale à celle du vecteur de contrôle u, dépendant des variables d'état x et u ainsi que d'un nombre fini α de leurs dérivées.

Le système peut être considéré comme plat lorsque la sortie plate y peut être produite par :

$$y = \rho\left(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\alpha)}\right) \tag{IV.1}$$

Avec :

$$x = \lambda \left(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta)} \right) \tag{IV.2}$$

$$u = \mathcal{G}\left(y, \dot{y}, \dots, y^{(\beta+1)}\right) \tag{IV.3}$$

Où $\rho: \mathfrak{R}^n \times (\mathfrak{R}^m)^{\alpha+1} \to \mathfrak{R}^m, \lambda: (\mathfrak{R}^m)^{\beta+1} \to \mathfrak{R}^n, \vartheta: (\mathfrak{R}^m)^{\beta+2} \to \mathfrak{R}^m$ *y* est la sortie plate. *x* est le vecteur des variables d'état.

u est le vecteur de contrôle.

 ρ , λ , \mathcal{G} sont des fonctions régulières.

 β est le degré relatif.

 \mathfrak{R} est le rang des fonctions régulières.

IV.2.2 Modélisation du système de puissance

Les modèles de commutation et moyen sont les deux modèles des convertisseurs DC-DC les plus utilisés dans la littérature. Le modèle de commutation est principalement utilisé pour étudier l'effet des signaux modulés en largeur d'impulsion sur le système en termes de pertes de puissance et d'harmoniques :

$$L_{bat} \frac{di}{dt} = V_{bat} - V_{bus} d_{bat} - r_{Bat} i_{bat}$$

$$L_{sc} \frac{di}{dt} = V_{SC} - V_{bus} d_{sc} - r_{SC} i_{SC}$$

$$c_{bus} \frac{dV_{bus}}{dt} = d_{bat} i_{bat} + d_{sc} i_{SC} - i_{Load}$$
(IV.4)

Où *Vsc* et *Vbus* sont respectivement la tension du supercondensateur et du bus DC ; *rsc* et *rbatt* désignent les résistances des bobines d'entrées ; *Lsc* et *Lbatt* sont les inductances du convertisseur ; *dsc* et *dbatt* représentent les rapports cycles ; *Cbus* représente la capacitance du bus DC ; *iLoad, isc* et *ibatt* sont respectivement les courants de charge, du supercondensateur et de la batterie.

L'énergie électromagnétique stockée dans la capacité du bus DC, *E*_{bus}, et l'énergie du SC, *E*_{sc}, sont données par :

$$E_{Bus} = 0.5 c_{bus} V_{bus}^2 \tag{IV.5}$$

$$E_{SC} = 0.5 c_{SC} V_{SC}^2$$
(IV.6)

L'énergie totale stockée *E*^T est exprimée comme suit :

$$E_T = 0.5c_{bus}V_{bus}^2 + 0.5c_{SC}V_{SC}^2$$
(IV.7)

Selon la Figure (IV.1), l'équation différentielle exprimant l'équilibre des puissances est [140]:

$$\dot{E}_{Bus} = P_{Bato} + P_{SCo} - P_{Load} \tag{IV.8}$$

Les puissances fournies par les sources y compris les pertes du convertisseur sont exprimées par P_{Bato} et P_{SCo} comme suit :

$$P_{Bato} = P_{Bat} - r_{Bat} \left(\frac{P_{Bat}}{V_{Bat}}\right)^2 \tag{IV.9}$$

$$P_{SCo} = P_{SC} - r_{SC} \left(\frac{P_{SC}}{V_{SC}}\right)^2 \tag{IV.10}$$

Avec :

$$P_{SC} = V_{SC} i_{SC} = i_{SC} \left(\frac{2E_{SC}}{c_{SC}} \right)^{1/2}$$
(IV.11)

$$P_{Load} = V_{bus} i_{Load} = i_{Load} \left(\frac{2E_{Bus}}{c_{bus}} \right)^{\frac{1}{2}}$$
(IV.12)

IV.2.3 Platitude différentielle du système étudié

Dans le système étudié, le modèle plat est représenté par sa sortie plate $y = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T$, par la variable de contrôle $u = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix}^T$, et par le vecteur d'état $x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T$. Ces grandeurs sont définies par :

$$y = \begin{bmatrix} E_{Bus} \\ E_T \end{bmatrix}, \ u = \begin{bmatrix} P_{SC}^{ref} \\ P_{Bat}^{ref} \end{bmatrix}, \ x = \begin{bmatrix} V_{Bus} \\ V_{SC} \end{bmatrix}$$
(IV.13)

À partir de l'équation (IV.5), la variable d'état x_1 représentant V_{Bus} peut être exprimée comme suit :

$$x_{1} = \left(\frac{2y_{1}}{c_{bus}}\right)^{\frac{1}{2}} = \phi_{1}(y_{1})$$
(IV.14)

À partir de l'équation (IV.6), la variable d'état x_2 représentant V_{SC} peut être exprimée comme suit :

$$x_{2} = \left(\frac{2(y_{2} - y_{1})}{c_{SC}}\right)^{1/2} = \phi_{2}(y_{1}, y_{2})$$
(IV.15)

La puissance de référence du SC, $P_{SC_{ref}}$, considérée comme la première variable de contrôle d'entrée u_1 , est en déduite des équations (IV.8), (IV.10) et (IV.12) comme suit :

$$u_{1} = 2P_{SC\,\max}\left[1 - \left(1 - \frac{\dot{y}_{1} + \sqrt{\frac{2y_{1}}{c_{bus}}} i_{Load} - P_{Bato}}{P_{SC\,\max}}\right)^{\frac{1}{2}}\right] = \psi_{1}(y_{1}, \dot{y}_{1}) = P_{SC_{ref}}$$
(IV.16)

Avec :

 $P_{SC_{max}} = V_{SC}^2 / 4r_{SC}$ est défini comme étant la limite de la puissance maximale du convertisseur connecté au SC.

Pour la deuxième variable de contrôle u_2 représentant la puissance de référence de la batterie P_{Batref} est calculée à partir des équations (IV.8), (IV.9) et (IV.12) comme suit :

$$u_{2} = 2P_{Bat \max} \left| 1 - \left(1 - \frac{\dot{y}_{2} + \sqrt{\frac{2y_{1}}{c_{bus}}} \, \dot{i}_{Load}}{P_{Bat \max}} \right)^{\frac{1}{2}} \right| = \psi_{2}(y_{1}, \dot{y}_{2}) = P_{Bat ref}$$
(IV.17)

Avec:

 $P_{Bat \max} = V_{Bat}^2 / 4r_{Bat}$ est défini comme la limite de puissance maximale du convertisseur connecté à la batterie.

IV.2.4 Contrôle de la tension du bus DC

Afin de contrôler la sortie plate $y_1 = E_{Bus}$, un régulateur PI est indispensable pour s'assurer que cette variable suit sa référence. En supposant que la boucle de contrôle du SC est nettement plus rapide que la boucle de contrôle de la batterie [141], la puissance du bus DC indiquée dans l'équation (V.8) peut être approximée comme suit :

$$\dot{E}_{Bus} = P_{SCo} \tag{IV.18}$$

Selon l'équation (IV.18), la fonction de transfert est un intégrateur pur. Un régulateur PI est couramment utilisé pour réguler l'énergie du bus DC [141].

Sachant que $y_1 = E_{Bus}$ il vient :

$$\dot{y}_{1} = \frac{1}{s} \left(k_{p}^{V_{bus}} + \frac{k_{i}^{V_{bus}}}{s} \right) \left(y_{1} - y_{1-ref} \right)$$
(IV.19)

Où $k_p^{V_{bus}}$ et $k_i^{V_{bus}}$ sont les gains proportionnel et intégral du régulateur d'énergie du bus DC choisis de telle sorte que le polynôme caractéristique en boucle fermée soit tel que :

$$p(s) = s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \tag{IV.20}$$

Il est clair que l'erreur $e_1 = y_1 - y_{1-ref}$ satisfait :

$$\ddot{e}_{1} + k_{p}^{V_{bus}} \dot{e}_{1} + k_{i}^{V_{bus}} e_{1} = 0$$
(IV.21)

En comparant le polynôme caractéristique p(s) à un polynôme caractéristique désiré $p_{des}(s)$ donné par (IV.22), via un placement de pôles prédéfini, un choix adéquat des paramètres du régulateur peut être calculé à l'aide de (IV.23) et (IV.24).

$$p_{des}(s) = s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2 \tag{IV.22}$$

Les gains du régulateur sont calculés par :

$$k_p^{V_{\text{bus}}} = 2\xi \omega_n \tag{IV.23}$$

$$k_{i}^{V_{bus}} = \omega_{i}^{2}$$
(IV.24)

Où ω_n représente la pulsation naturelle et ξ représente le coefficient d'amortissement.

IV.2.5 Contrôle de la tension du supercondensateur

Le SC a significativement plus d'énergie que la capacité du bus DC . La boucle de contrôle d'énergie du SC dépend de la gestion totale d'énergie. L'équation suivante est une règle de contrôle de rétroaction linéarisant qui réalise un suivi asymptotique exponentiel de la trajectoire [141] :

$$\left(\dot{y}_{2} - \dot{y}_{2-ref}\right) + k_{p}^{V_{SC}}\left(y_{2} - y_{2-ref}\right) = 0$$
(IV.25)

Le gain du régulateur de tension du supercondensateur est calculé par :

$$k_p^{V_{SC}} = \omega_n^2 \tag{IV.26}$$

Où $k_p^{V_{SC}}$ est le gain proportionnel du régulateur de la tension du SC.

IV.2.6 Contrôle des courants

La sortie plate $y = \begin{bmatrix} y_3 & y_4 \end{bmatrix}^T$, la variable de contrôle $u = \begin{bmatrix} u_3 & u_4 \end{bmatrix}^T$, et la variable d'état $x = \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T$ peuvent être identifiés comme suit :

$$y = \begin{bmatrix} i_{bat} \\ i_{SC} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} d_{bat} \\ d_{sc} \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} i_{bat} \\ i_{SC} \end{bmatrix}$$
(IV.27)

Les variables de contrôle u_3 , u_4 sont calculées à partir des équations (IV.4) et (IV.27) comme suit :

$$u_{3} = \frac{1}{V_{bus}} \left(L_{bat} \dot{y}_{3} - V_{bat} + r_{batt} y_{3} \right) = v_{1}(y_{3}, \dot{y}_{3}) = d_{bat}$$
(IV.28)

$$u_4 = \frac{1}{V_{bus}} \left(L_{sc} \dot{y}_4 - V_{sc} + r_{sc} y_4 \right) = v_2(y_4, \dot{y}_4) = d_{sc}$$
(IV.29)

La première loi de contrôle du courant de la batterie, y_{3-ref} définit le point de consigne pour le courant de la batterie. La loi de contrôle en boucle fermée est formulée comme suit [33], [142] :

$$\left(\dot{y}_{3} - \dot{y}_{3-ref}\right) + k_{p}^{bat}\left(y_{3} - y_{3-ref}\right) + k_{i}^{bat}\int\left(y_{3} - y_{3-ref}\right)dt = 0$$
(IV.30)

Considérons le polynôme dynamique désiré suivant [40] :

$$p_1(s) = s^2 + 2\xi_{i1}\omega_{ni1}s + \omega_{ni1}^2$$
(IV.31)

Où k_i^{bat} et k_p^{bat} représentent les paramètres du régulateur. En faisant correspondre les coefficients des dérivées des erreurs dans (IV.30) avec ceux du polynôme dynamique désiré $p_1(s)$, les paramètres appropriés du régulateur sont exprimés par :

$$k_p^{bat} = 2\xi_{i1}\omega_{ni1} \tag{IV.32}$$

$$k_i^{bat} = \omega_{ni1}^2 \tag{IV.33}$$

La deuxième loi de contrôle du courant du supercondensateur basée sur la régulation en rétroaction est formulée comme suit :

$$\left(\dot{y}_{4} - \dot{y}_{4-ref}\right) + k_{p}^{SC}\left(y_{4} - y_{4-ref}\right) + k_{i}^{SC}\int\left(y_{4} - y_{4-ref}\right)dt = 0$$
(IV.34)

En faisant correspondre les coefficients des dérivées des erreurs dans (IV.34) avec ceux du polynôme caractéristique désiré (IV.35), les paramètres du régulateur peuvent être obtenus comme indiqué dans les équations (IV.36) et (IV.37).

$$p_2(s) = s^2 + 2\xi_{i2}\omega_{ni2}s + \omega_{ni2}^2$$
(IV.35)

$$k_p^{SC} = 2\xi_{i2}\omega_{ni2} \tag{IV.36}$$

$$k_i^{SC} = \omega_{ni2}^2 \tag{IV.37}$$

Où y_{3-ref} et y_{4-ref} sont les références du courant requises du supercondensateur et du celui de la batterie ; k_i^{SC} , k_i^{bat} sont respectivement les gains intégraux des régulateurs du courant du supercondensateur et du celui de la batterie, k_p^{SC} et k_p^{bat} désignent les gains proportionnels des mêmes régulateurs. ω_{ni1} ω_{ni2} et ξ_{i1} , ξ_{i2} représentent respectivement les pulsations naturelles et les facteurs d'amortissement adoptés.

IV.3 Gestion d'énergie basée sur la platitude différentielle optimale

Le système de gestion d'énergie proposé basé sur platitude différentielle optimale est subdivisé en deux étages de régulation : un régulateur de niveau inférieur et un régulateur de niveau supérieur. Le régulateur de niveau supérieur génère la référence de puissance pour chaque source. Les références de puissance créées par la dynamique inverse dans les équations (IV.16) et (IV.17) sont divisées par les tensions mesurées du supercondensateur et celle de la batterie pour générer les courants de référence pour les convertisseurs du supercondensateur et celle de la batterie. Le régulateur de niveau inférieur ajuste les variations de courant du supercondensateur et du batterie, et compense les harmoniques de courant du bus DC, ce qui se traduit par une amélioration de la qualité d'énergie et une prolongation du cycle de vie de la batterie. La Figure (IV.2) illustre la structure de contrôle proposé.



Figure (IV.2) : Schéma de gestion d'énergie proposée basée sur la platitude différentielle optimale

IV.3.1 Optimisation des paramètres de génération de trajectoire

Déterminer les valeurs numériques des paramètres de génération de trajectoire est difficile [143]. Pour cette raison, l'amélioration de ces paramètres à l'aide d'algorithmes d'optimisation métaheuristiques est une solution prometteuse. L'idée clé est de générer des solutions candidates aléatoires dans un espace de recherche limité. Ces solutions candidates seront envoyées au système de contrôle du HPS, et en fonction de son comportement, la racine intégrale de l'erreur (Integral Square Error, ISE) entre la référence et la valeur mesurée sera calculée. L'algorithme d'optimisation met à jour les solutions candidates en fonction de la racine intégrale de l'erreur obtenue.

La gestion d'énergie adaptative optimisé basée sur la platitude différentielle optimisé à l'aide de SSA est décret dans la Figure (IV.3).



Figure (IV.3) : EMS basé sur FLAT SSA

L'objectif visé est de minimiser les harmoniques du courant de la batterie, les ondulations de la tension continue, ainsi que son dépassement et de garantir un fonctionnement sûr du HPS. La fonction objective adoptée peut être écrite comme une fonction de l'erreur comme suit :

$$objFun = \min\left(\int_{0}^{t} \sqrt{|\varepsilon|}dt\right)$$
 (IV.38)
Avec

Pour le système de puissance hybride (HPS), il existe quatre erreurs à minimiser qui sont :

$$\begin{cases} \varepsilon_{V_{bus}} = V_{bus}^{ref} - V_{bus} \\ \varepsilon_{V_{SC}} = V_{SC}^{ref} - V_{SC} \\ \varepsilon_{ibat} = i_{bat}^{ref} - i_{batt} \\ \varepsilon_{i_{SC}} = (i_{SC}^{ref} - i_{bus,h}) - i_{SC} \end{cases}$$
(IV.39)

Où $\varepsilon_{v_{bus}}$, $\varepsilon_{v_{SC}}$ représentent respectivement les erreurs de la tension du bus DC et celle du supercondensateur ; $\varepsilon_{i_{bat}}$ et $\varepsilon_{i_{SC}}$ représentent respectivement les erreurs du courant de la batterie et celui du supercondensateur ; i_{SC}^{ref} et i_{SC} sont les courants de référence et mesuré du supercondensateur ; i_{batt}^{ref} et i_{batt} sont les courants de référence et mesuré de la batterie; V_{bus}^{ref} et i_{batt} sont les courants de référence et mesuré de la batterie; V_{bus}^{ref} et V_{bus} sont les tensions de référence et mesurée du bus DC; V_{SC}^{ref} et V_{SC} sont les tensions de référence et mesurée du supercondensateur ; $i_{bus,h}$ est le courant harmonique.

Sur la base de la fonction objective adoptée représentant la racine intégrale de l'erreur, l'algorithme d'optimisation calcule les paramètres *x* de contrôle nécessaires à savoir :
$$LB \le x = [k_p^{V_{bus}}; k_i^{V_{bus}}; k_p^{SC}; k_p^{SC}; k_i^{SC}; k_p^{bat}; k_i^{bat}] \le UB$$
(IV.40)

Avec : *LB* and *UB* sont les limites supérieure et inférieure de l'espace de recherche des paramètres.

IV.3.2 Optimisation par l'algorithme d'essaim de salp

L'algorithme d'Essaim de Salp (SSA) est l'un des plus utilisés pour optimiser les systèmes électriques. Cet algorithme présente maints avantages, tels que la précision des résultats et la convergence rapide des agents de recherche. SSA est un algorithme méta-heuristique qui recherche les solutions optimales pour un problème donné dans un espace de recherche limité [144]. La recherche commence à partir de positions aléatoires ; les agents (les saumons) formeront une chaîne et convergeront vers la solution optimale. Dans cette chaîne formée, il y a deux types d'agents, les leaders et les suiveurs. Les leaders se déplacent rapidement avec de grands pas pour chasser la cible ; les suiveurs se déplacent en douceur, chaque suiveur se déplaçe en fonction de la position de son agent précédent. La stratégie des leaders est d'explorer et d'exploiter efficacement l'espace de recherche, tandis que les suiveurs s'adaptent et suivent les leaders vers la solution optimale.

$$LP(n) = \begin{cases} FP(n) + c_1((UB - LB)c_2 + LB) & \text{if } c_3 \ge \frac{1}{2} \\ FP(n) - c_1((UB - LB)c_2 + LB) & \text{if } c_3 < \frac{1}{2} \end{cases}$$
(IV.41)

Où LP(n) et FP(n) sont respectivement la position du leader et de la nourriture à l'itération (n), et c_2 et c_3 sont des variables arbitraires [0,1]. *UB* et *LB* sont respectivement les limites supérieures et inférieures de l'espace de recherche. Le coefficient c_1 est le paramètre le plus significatif qui affecte les performances de l'algorithme car il équilibre l'exploration et l'exploitation. Il est décrit comme suit :

$$c_{1} = 2e^{-\left(\frac{4n}{T_{max}}\right)^{2}}$$
(IV.42)

Où *T_{max}* est le nombre maximum d'itérations.

Le mouvement des suiveurs peut être exprimé comme suit :

$$FP_{i}(n) = \frac{1}{2} \left(FP_{i}(n-1) + FP_{i-1}(n) \right)$$
(IV.43)

Où $FP_i(n)$ est la position de l'i-ème suiveur. Ce dernier met à jour sa position en fonction de sa position actuelle et de la position du précédent salp.



Figure (IV.4) : Organigramme du SSA

IV.4 Commande vectorielle indirecte (IFOC) de la MSRV

La Figure (IV.5), montre la structure d'un système de contrôle en cascade du système d'entraînement de la MSRV, où le courant de référence i_{sq}^{ref} est obtenu à partir d'une boucle de contrôle de vitesse externe. Les erreurs de courants statoriques sont contrôlées à l'aide de régulateurs PI qui génèrent les tensions de référence statoriques v_{sd}^{ref} et v_{sq}^{ref} Ensuite, ces tensions sont converties dans le référentiel (α , β) et appliquées à l'onduleur en utilisant la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM).



Figure (IV.5) : Structure de la commande vectorielle de la MSRV

IV.4 Résultats de simulation et discussion

Le HPS est simulé en utilisant le cycle de conduite urbaine ECE-15, où les paramètres du HPS et ceux du SSA et des régulateurs de la commande vectorielle sont regroupés dans les Tableaux (IV.1) et (IV.2), (IV.3), respectivement.

Tableau (IV.1) : Paramètres du HPS				
Paramètres	Valeur	_		
$r_{Bat}, r_{SC}(\Omega)$	0.1			
$L_{\text{bat}}, L_{SC}(\text{mH})$	2			
V_{bus}^{ref}	500			
$V_{SC}^{ref}(V)$	200			
$C_{SC}(F)$	80			
$C_{hus}(\mu F)$	2000			

Tableau (IV.2) : Paramètres optimisés des régulateurs				
Gains	LB (gains× 0.5)	UB (gains×10)		
$k_p^{V_{bus}}$	100 ²	100 ²		
$k_i^{V_{bus}}$	418.879	418.879		
$k_p^{V_{SC}}$	0.01	0.01		
k_i^{sc}	8.7730×10^{4}	8.7730×10^{4}		
k_p^{sc}	8.3576	8.3576		
k_i^{bat}	9.7478×10^{3}	9.7478×10^{3}		
k_p^{bat}	27.8253	27.8253		
Nombre d'agents de recherche =30		Nombre maximal d'itérations=150		

Tableau (IV.3) : Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle

Gains	Valeur	
k_p^{ω}	108.0650	
k_i^{ω}	7721	
k_p^d	429.2647	
k_i^d	4.4118×10^{3}	
k_p^q	56.0294	
$k_i^{\hat{q}}$	4.4118×10^{3}	

La technique de gestion d'énergie suggérée peut stabiliser immédiatement la tension du bus DC, comme le montre la Figure (IV.6), malgré les variations significatives de la puissance de charge. Comparée à la méthode classique de platitude différentielle (FLAT) et à la méthode de platitude différentielle PSO (FLAT PSO), le EMS proposé basé sur la platitude différentielle SSA (FLAT SSA) permet de réduire les ondulations et les dépassements de tension du bus DC. En effet, pour une variation de charge maximale de 21 kW, le dépassement de la tension du bus DC est réduite respectivement de 12.1 V (3,025%) et de 3 V (0,6%) par rapport à la platitude différentielle classique et à la platitude différentielle PSO.



Figure (IV.6) : Tension du bus DC pour différentes techniques de gestion

La batterie fournit la majeure partie de sa puissance au moteur pendant les phases d'accélération, ce qui entraîne une diminution de son état de charge (SoC). Cependant, la batterie reçoit de l'énergie pendant les phases de décélération, lorsque le couple du moteur est négatif, ce qui va augmenter son SoC, comme le montre la Figure (IV.7).



Figure (IV.7) : État de charge de la batterie (%)

D'après la Figure (IV.8), qui représente le courant de la batterie, le EMS proposé peut améliorer la qualité d'énergie en réduisant les fluctuations du courant, principal facteur de vieillissement de la batterie, ce qui va impacter positivement le cycle de vie de la batterie.



Figure (IV.8) : Courant de la batterie pour différentes techniques de gestion

La Figure (IV.9) et le tableau (IV.4) montrent que la FLAT SSA minimise le taux de distorsion harmonique (THD) du courant de la batterie à 10,49% au lieu de 77,39% pour la FLAT et 34,52% pour la stratégie de FLAT PSO. Ce résultat répond à l'objectif du EMS proposé, qui est la réduction des harmoniques du courant de la batterie conduisant à une amélioration de sa durée de vie.









Figure (IV.9) : Spectre harmonique du courant de la batterie : a) pour la stratégie de platitude différentielle SSA ; b) pour la stratégie de platitude différentielle PSO ; c) pour la stratégie de platitude différentielle classique

Tableau (TV.4) : Distorsion narmonique totale du courant de la batter

Cycle de conduite		ECE-15	
SGE	Classique	FLAT-SSA	FLAT-PSO
THD _{ibat} (%)	77.39	10.49	34.52

Comme le montre la Figure (IV.10), la batterie fournit la puissance du moteur et l'absorbe pendant les périodes de freinage, tandis que le SC travaille pour soutenir la batterie pendant les périodes transitoires (phases d'accélération et de décélération), ce qui est en conformité avec la stratégie de gestion adoptée.



Figure (IV.10) : Courbes de puissance de la charge, de la batterie et du SC

Comme illustré dans la Figure (IV.11), le EMS proposé présente une dynamique de tension du supercondensateur plus rapide avec moins d'ondulations que la technique de la platitude différentielle classique. La réponse rapide du système de gestion proposé contribue à améliorer la stabilité de la tension du SC.



Figure (IV.11) : Tension du supercondensateur pour différentes stratégies de gestion

Malgré le changement dans le cycle de conduite, la réponse de la vitesse du véhicule électrique (VE) montrée dans la Figure (IV.12.a) présente un bon suivi. La courbe de couple dans la Figure (IV.12.b) montre que le moteur génère un couple maximal lorsque la vitesse du véhicule atteint la trajectoire de référence. Lorsque l'état stationnaire est atteint, le moteur fournit un couple inférieur, juste suffisant pour compenser le couple de charge total.



Figure (IV.12) : Résultats de simulation coté machine : a) Vitesse linéaire du véhicule électrique ; b) Couple de charge du véhicule électrique (*T*_{*L*}) et du couple électromagnétique de la MSRV (*T*_{*e*})

IV.5 Description de la technique d'implémentation PIL et les étapes de réalisation

La technique de co-simulation PIL permet la vérification et la validation des algorithmes de contrôle proposés en chargeant le code sur le cœur du processeur embarqué et en exécutant ces algorithmes dans un environnement réel basé sur la carte DSP C2000 launchxl-f28379d. Pendant la co-simulation PIL, l'algorithme de contrôle implémenté est lié à un ordinateur sur lequel le modèle du système physique est exécuté. Par la suite, il est possible d'évaluer les performances du système via l'améliorer de certains facteurs essentiels tels que la capacité de stockage, la taille du code et l'exécution de l'algorithme en fonction du temps requis. Comme indiqué dans la Figure (IV.13), lors du prototypage du PIL, sur la base d'un temps de simulation fixe, la partie puissance du système est simulée dans la plateforme Matlab/Simulink. À chaque étape, la carte DSP C2000 launchxl-f28379d reçoit les signaux de l'ordinateur, met en œuvre les algorithmes de contrôle et renvoie les commandes à l'ordinateur pour contrôler le système électrique. L'échange de données entre l'ordinateur et la carte DSP est synchronisé à l'aide de la communication série de la carte DSP. Pour réaliser le PIL, les étapes suivantes doivent être effectuées :

- Connecter la carte DSP C2000 launchxl-f28379d à l'ordinateur,

- Configurer et régler les paramètres à partir de l'onglet de sélection de l'implémentation matérielle trouvé dans Matlab/Simulink,

- Sélectionner le port matériel approprié en utilisant la carte DSP définie dans l'implémentation matérielle,

- Sélectionner les ressources matérielles cibles et choisir le nom correct du périphérique de la carte DSP adoptée,

- Choisir le mode externe pour configurer la communication série.

Par la suite, une configuration de la procédure PIL doit être effectuée en utilisant plusieurs lignes de code dans la fenêtre de commande du logiciel Matlab, comme suit :

- Appeler le modèle du système,

- Définir le numéro du port COM,

- Définir les débits en bauds, qui représentent la vitesse à laquelle l'ordinateur et la carte DSP communiquent,

- Activer la communication série pour la co-simulation PIL,

- Générer le modèle PIL qui sera utilisé pour la procédure PIL.





b)

Figure (IV.13) : Co-simulation de la stratégie de gestion proposée : a) Schéma de la co-simulation PIL, b) Plateforme

IV.5.1 Résultats de la co-simulation

Pour évaluer les performances du système de gestion de l'énergie proposé, le système a été modélisé à l'aide de fonctions Matlab embarquées et co-simulé en utilisant la carte DSP C2000 launchxl-f28379d à travers le processor-in-the-Loop (PIL). La co-simulation est effectuée en utilisant une version à temps réduit du cycle de conduite urbaine ECE-15 représentée dans la Figure (IV.14), basée sur les paramètres répertoriés dans le Tableau (IV.1).



Figure (IV.14) : Version à temps réduit du cycle de conduite urbaine ECE-15

Selon la Figure (IV.15), le système EMS proposé stabilise d'une manière efficace la tension du bus continu indépendamment des variations de la charge. En outre, la FLAT SSA réduit respectivement le dépassement de la tension du bus DC de 12.1 V (3,025%) et de 3 V (0,6%) par rapport à la FLAT et à la FLAT PSO.



Figure (IV.15) : Simulation PIL de la tension du bus DC pour différentes stratégies de gestion

À partir de la Figure (IV.16) représentant le courant de la batterie pour une puissance maximale du véhicule électrique (environ 21 kW), l'ondulation du courant est minimisée par la FLAT SSA à (Δ I=3 A) au lieu de (Δ I=12 A) pour la FLAT PSO et (Δ I=20 A) pour la stratégie FLAT.



Figure (IV.16) : Simulation PIL du courant de la batterie pour différentes stratégies de gestion

Comme illustré dans la Figure (IV.17), la batterie fournit la puissance moyenne demandée par le système de traction et reçoit de l'énergie pendant les phases de freinage. Le supercondensateur assiste la batterie pendant les périodes transitoires (phases d'accélération et de décélération), ce qui est en concordance avec la stratégie de gestion d'énergie adoptée. Ces résultats confirment l'efficacité du EMS proposé dans la gestion des deux systèmes de stockage d'énergie.



Figure (IV.17) : Simulation PIL des puissances de charge, de batterie et de supercondensateur.

Comparé aux stratégies à base de la platitude différentielle PSO et classique, l'algorithme du EMS proposé montre une dynamique de tension du supercondensateur plus rapide avec moins d'ondulations, comme le montre la Figure (IV.18). Pendant les phases d'accélération et de décélération, le SC fournit la puissance au véhicule électrique jusqu'à ce que la puissance

fournie par la batterie atteigne sa référence, ce qui va améliorer la stabilité de la tension du bus DC.



Figure (IV.18) : Simulation PIL de la tension du supercondensateur pour différentes stratégies de gestion

La technique proposée ajuste ses paramètres de contrôle en fonction de la fonction de coût mesurée, ce qui se traduit par des performances améliorées du système d'énergie en termes des ondulations de courant de la batterie, les ondulations de tension du bus DC ainsi que ses dépassements .

IV.6 Description de la technique d'implémentation HIL et les étapes de réalisation

IV.6.1 Système OPAL RT

Le système OPAL RT se compose de deux parties : l'ordinateur hôte et le simulateur temps réel. L'ordinateur hôte contient l'architecture logicielle sous forme de RT-Lab. RT-Lab permet à l'utilisateur d'importer des modèles Simulink, de les éditer, puis de les transformer en une application temps réel via une génération de code automatique. Le simulateur temps réel forme l'architecture matérielle du système responsable de l'exécution en temps réel du modèle Simulink. La communication entre l'ordinateur hôte et le simulateur temps réel se fait via des protocoles TCP/IP. Chacune des architectures logicielle et matérielle sera discutée en détail dans les sous-sections suivantes.

IV.6.1 Architecture logicielle : RT-Lab

RT-Lab est une interface utilisateur qui facilite le travail avec le système OPAL RT. Elle aide l'utilisateur à naviguer en douceur dans le processus d'exécution d'une simulation en temps réel. La vue de la fenêtre RT-LAB v2022.1.0.405 est illustrée dans la Figure (IV.19).



Figure (IV.19) : Fenêtre RT-Lab

Les étapes de simulation en temps réel sont les suivantes :

- Cibles : Découvrir les simulateurs temps réel (cibles) connectés à l'ordinateur hôte.
- **Projets :** Créer des projets dans lesquels l'utilisateur peut importer un modèle Simulink prêt à l'emploi ou construire un à partir de zéro.

Lorsqu'un modèle est sélectionné à partir d'un projet, le panneau de droite, illustré dans la Figure (IV.20), apparaît à l'utilisateur. Les icônes suivantes permettent à l'utilisateur de :



Figure (IV.20) : Options du panneau de droite

• Modifier : Modifier le modèle Simulink via RT-Lab.

RT-Lab. propose diverses fonctions aux utilisateurs. Sur le panneau de gauche, illustré dans la Figure (IV.21), les icônes suivantes permettent à l'utilisateur de :



Figure (IV.21) : Options du panneau de gauche

• **Compiler :** Compiler le modèle et générer le code C à l'aide de l'ensemble d'outils Real-time Workshop dans Matlab. Le code est envoyé au simulateur temps réel, qui crée alors des fichiers exécutables en temps réel et les renvoie à l'ordinateur hôte.

• Charger : Les fichiers exécutables en temps réel sont chargés sur le simulateur temps réel.

- Le simulateur est maintenant prêt à effectuer la simulation.
- Exécuter : Démarre la simulation en temps réel.

• Réinitialiser : Met fin à la simulation en temps réel.

IV.6.2 Architecture matérielle : OP4510

Le simulateur OP4510, illustré dans la Figure (IV.22), a été utilisé dans ce projet. Le simulateur OP4510 est équipé de la dernière génération de processeurs Intel Xeon à quatre cœurs et d'un puissant FPGA Xilinx Kintex 7. Une co-simulation entre le FPGA et le CPU est également possible, grâce à un lien PCI Express rapide échangeant des données et des signaux entre les appareils [145]. L'intervalle de temps de simulation du FPGA peut descendre jusqu'à 160 ns, ce qui permet de simuler avec précision des convertisseurs de haute fréquence. L'OP4510 dispose de 32 canaux analogiques et 64 canaux numériques pour l'échange de données en temps réel, ainsi que de deux cœurs de traitement parallèle de 3,33 GHz. Les cibles exécutant le système d'exploitation Red Hat LINUX sont gérées via une connexion TCP/IP à une machine hôte basée sur Windows. L'architecture du simulateur est illustrée dans la Figure (IV.23).



Figure (IV.22) : Photo du simulateur OP4510



IV.6.3 Transformation d'un modèle Simulink en une simulation en temps réel

Une fois que le modèle Simulink a été validé hors ligne, l'étape suivante consiste à importer le fichier du modèle dans RT-Lab. Une fois importé, toute modification ultérieure du modèle doit se faire uniquement via RT-Lab. Alternativement, l'utilisateur peut construire l'intégralité du modèle à partir de zéro dans l'environnement RT-Lab.

IV.6.4 Regroupement du modèle

Les modèles Simulink dans RT-Lab doivent être regroupés en sous-systèmes. Chaque sous-système est implémenté sur une cible spécifique dans le système OPAL RT. Trois types de sous-systèmes existent : Console, Maître et Esclave. Dans tout modèle, un sous-système de console et un sous-système maître doivent exister. L'ajout d'un sous-système esclave est facultatif. Le sous-système console s'exécute sur l'ordinateur hôte, tandis que les sous-systèmes maître et esclave s'exécutent dans le simulateur temps réel sur des nœuds de calcul assignés. La Figure (IV.24) illustre les sous-systèmes maître et console.



Figure (IV.24) : Sous-systèmes maître et console

IV.6.4.1 Sous-système Console

La console est le seul sous-système pouvant être modifié pendant la simulation en temps réel. Typiquement, elle contient les paramètres que l'utilisateur souhaite modifier rapidement, tels que la vitesse de référence, la fréquence de commutation, etc. Les signaux variant dans le temps ne peuvent pas être placés dans la console. Toutes sorties ou lectures, comme la forme d'onde de la tension ou la valeur du courant efficace, qui doivent être observées pendant la simulation, sont également affichées dans la console. La Figure (IV.25) montre un soussystème console.



Figure (IV.25) : Sous-système Console

IV.6.4.2 Sous-système Maître

Le sous-système maître contient les blocs de calcul du modèle, les opérations mathématiques, les éléments de comparaison, les signaux variants, les blocs d'E/S, etc. Cependant, aucun de ces éléments ne peut être ajusté pendant l'exécution de la simulation. Par conséquent, l'utilisateur doit savoir quels éléments doivent varier à la volée et les placer dans la console. Par exemple, si l'utilisateur souhaite modifier la fréquence de modulation à la volée, alors la fréquence doit être saisie dans la console et le signal de modulation doit être généré manuellement dans le maître. Si le bloc générateur de signal est utilisé, il ne sera pas possible d'ajuster la fréquence pendant la simulation. Le sous-système maître est exécuté sur un cœur de processeur dans le simulateur temps réel. La Figure (IV.26) montre un sous-système Maître.



Figure (IV.26) : Sous-système Maître

IV.6.4.3 Sous-système Esclave

Les sous-systèmes esclaves sont généralement ajoutés lors de la simulation de grands systèmes et lorsque l'utilisateur souhaite distribuer le modèle plutôt que de l'avoir entièrement dans le sous-système maître. Néanmoins, la simulation en temps réel peut toujours être implémentée sans sous-systèmes esclaves.

IV.6.5 Communication entre les sous-systèmes

Dans un RT-Lab, les signaux ne peuvent pas être échangés entre les sous-systèmes comme dans un modèle Simulink normal. Lorsqu'un signal est envoyé d'un sous-système à

un autre, il doit d'abord passer par le bloc OpComm, illustré dans la Figure (IV.27), avant de pouvoir être traité dans ce sous-système. La communication entre la console et le maître/esclave est asynchrone, tandis que la communication entre le maître et l'esclave est synchrone. Par conséquent, les signaux envoyés via une communication synchrone ou asynchrone ne peuvent pas partager le même bloc OpComm. Par exemple, si un sous-système maître doit recevoir des signaux de la console et de l'esclave, il devrait y avoir deux blocs OpComm distincts : un pour le signal asynchrone de la console, et un pour le signal synchrone de l'esclave.



Figure (IV.27) : Bloc OpComm

La Figure (IV.28) montre le schéma de la plateforme HIL.



Figure (IV.28) : Schéma de la plateforme HIL

IV.6.6 Résultats de la simulation en temps réel par HIL

Pour approuver et évaluer les performances du système de gestion d'énergie proposé, le système a été simulé en temps réel en utilisant le simulateur OPAL RT-Lab OP4510. La simulation en temps réel est effectuée en utilisant le cycle de conduite urbaine ECE-15, basée sur les paramètres répertoriés dans le Tableau (IV.1).

La méthode de gestion d'énergie proposée peut immédiatement stabiliser la tension du bus DC, comme illustré dans les Figures (IV.29) et (IV.30), indépendamment des variations significatives de la charge électrique. En comparaison avec la méthode par platitude différentielle classique pour la régulation de la tension, l'EMS proposé basé sur l'approche SSA permet de réduire à la fois les fluctuations de tension du bus DC et ses dépassements. En effet, pour une variation de charge maximale de 21 kW, les dépassements du bus DC sont réduits respectivement de 12.1 V (3,025%) par rapport à l'approche classique de régulation de la tension



b)

Figure (IV.29) : Simulation en temps réel : a) Tension du bus DC pour FLAT SSA ; b) Zoom



Figure (IV.30) : Simulation en temps réel : a) Tension du bus DC pour la stratégie de platitude différentielle classique ; b) Zoom

En se référant à la Figure (IV.31) illustrant le courant de la batterie, on observe que la variation est réduite avec la méthode FLAT différentielle SSA à ($\Delta I=3 A$) par rapport à la méthode FLAT différentielle classique à ($\Delta I=20 A$) pour un fonctionnement à une puissance maximale du véhicule électrique (d'environ 21 kW).



Figure (IV.31) : Simulation HIL du courant de la batterie : a) pour la stratégie de platitude différentielle classique ; b) pour la stratégie de platitude différentielle SSA

Comme illustré sur la figure (IV.32), la batterie reçoit d'énergie pendant les phases de freinage et fournit la puissance moyenne demandée par la machine de traction. Le supercondensateur aide la batterie pendant les périodes transitoires, telles que les phases d'accélération et de décélération, conformément à la stratégie de gestion d'énergie choisie. Ces résultats confirment que l'EMS proposé est efficace dans la gestion des deux systèmes de stockage d'énergie.



Figure (IV.32) : Simulation en temps réel : a) Puissances de charge, de la batterie et du supercondensateur ; b) Zoom

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie optimisée de gestion d'énergie pour un système hybride à base de batterie/supercondensateur dédié à un véhicule électrique a été présentée. Fondée sur la platitude différentielle optimale, la technique de gestion proposée vise à bien gérer les puissances des deux sources de stockage en fonction de la demande de la machine de traction. L'objectif principal de cette gestion d'énergie est d'optimiser la qualité de la puissance en réduisant les harmoniques de courant tout en satisfaisant la demande de puissance de la machine MSRV, ce qui impacte positivement la durée de vie de la batterie. Comparée à la stratégie classique de platitude différentielle, la stratégie de platitude différentielle adaptative optimale proposée peut protéger la batterie contre le courant de crête pendant les phases d'accélération et de décélération, réduire significativement les harmoniques de courant de la batterie ainsi que les ondulations de tension du bus DC ($\Delta v=5V$), et les dépassements de la tension de du bus DC à 15V (3,2%) pour une puissance de charge de 21 kW. De plus, la mise à jour en ligne du système de gestion améliore le comportement du système d'alimentation face aux changements inconnus de la charge, renforçant ainsi sa robustesse et son efficacité.

D'un autre côté, une technique de commande IFOC basée sur la technique SVM est utilisée pour contrôler la machine de traction. La machine fonctionne dans les deux modes de fonctionnement : mode moteur et mode freinage régénératif. En tenant compte de la dynamique du véhicule, la vitesse suit sa référence que ce soit en phase d'accélération, de décélération ou en phase de vitesse constante. Pendant la période de décélération ou en présence d'une descente, la machine MSRV agit comme un générateur. Cela permet d'exploiter l'énergie produite et de la stocker dans la batterie, ce qui va à augmenter l'autonomie du véhicule. En utilisant le cycle urbain ECE15, les résultats de la simulation ont montré que le freinage régénératif est efficace, car il peut réduire la consommation nette d'énergie.

Les résultats de la co-simulation et de simulation en temps réel obtenus avec la carte DSP C2000 launchxl-f28379d et le simulateur OPAL-RT-Lab OP4510, confirment l'efficacité de la stratégie de gestion de l'énergie suggérée.

Le chapitre suivant sera consacré à la gestion d'énergie basée sur la commande par mode glissant intégral à ordre fractionnaire optimisé d'une source hybride alimentant un véhicule électrique.

Chapitre V

Système de gestion d'énergie basé sur des régulateurs par mode de glissement intégral fractionnaire optimaux

V.1 Introduction

Les stratégies de contrôle du flux d'énergie dans les systèmes de propulsion des véhicules électriques revêtent une importance cruciale. L'objectif fondamental de ces stratégies est d'optimiser la gestion d'énergie afin de garantir une efficacité opérationnelle maximale du système de propulsion des véhicules électriques. Pour atteindre cet objectif, diverses approches sont mises en œuvre de manière synergique pour obtenir des résultats optimaux. Cela inclut l'amélioration globale de l'efficacité du système énergétique, l'utilisation efficiente des flux d'énergie entre la batterie et le supercondensateur tout en respectant les contraintes liées à l'état de charge (SoC), le maintien de la stabilité de tension sur le bus DC.

Dans ce chapitre, une nouvelle technique optimale de gestion d'énergie pour un système hybride batterie/supercondensateur d'un véhicule électrique a été présentée. Cette approche implique l'utilisation d'un algorithme d'optimisation, tel que la méthode de recherche de l'aigle chauve (BES), pour ajuster de manière dynamique les paramètres du contrôleur par mode glissant intégral d'ordre fractionnaire (FO-ISMC).

V.2 Structure de la commande proposée

Le schéma de contrôle est composé principalement de deux régulateurs. Le premier consiste en un régulateur par mode glissant intégral d'ordre fractionnaire (FO-ISMC), appliqué au convertisseur DC-DC bidirectionnel. Le second régulateur repose sur le contrôle par mode glissant intégral (ISMC) de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV), visant à améliorer les performances du système d'entraînement. Comme illustré sur la Figure (V.1).



Figure (V.1) : Schémas du VE proposé.

V.2.1 Conception de la commande par mode glissant intégral d'ordre fractionnaire des deux convertisseurs DC-DC bidirectionnels

Le convertisseur DC-DC considéré est commandé par une cascade de deux boucles l'une interne contrôlant le courant et l'autre externe contrôlant la tension continue comme illustré à la Figure (V.2).



Figure (V.2) : Schéma de contrôle par FO-ISMC des convertisseurs DC-DC bidirectionnel

V.2.1.1 Introduction aux dérivées et intégrales fractionnaires

Le calcul d'ordre fractionnaire est utilisé pour transformer les intégrateurs et les différentiateurs d'ordre réel ou complexe en leurs équivalents fractionnaires. L'opérateur d'ordre fractionnaire est représenté par le symbole cD_t^{β} , et il est défini comme suit [146]:

Chapitre V

$$_{c}D_{t}^{\beta} \cong D^{\beta} = \begin{cases} \frac{d^{\beta}}{dt^{\beta}} , \operatorname{Re}(\beta) > 0\\ 1, \operatorname{Re}(\beta) = 0\\ \int_{a}^{t} (d\tau)^{-\beta}, \operatorname{Re}(\beta) < 0 \end{cases}$$
(V.1)

Dans cette expression, *c* et *t* représentent les limites opérationnelles, β représente l'ordre de l'opérateur fractionnaire, et $Re(\beta)$ désigne la composante réelle de β . Les dérivées et intégrales fractionnaires développées par Riemann et Liouville peuvent être spécifiquement définies par [146] :

$${}_{c}D_{t}^{\beta}f(t) = \frac{d^{\beta}}{dt^{\beta}}f(t)$$

$$= \frac{1}{\Gamma(n-\beta)dt^{n}}\int_{\beta}^{t}\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}}d\tau$$
(V.2)

La fonction gamma d'Euler, notée $\Gamma(.)$, est définie par :

$$\Gamma(x) = \int_{0}^{\infty} e^{-t} t^{(x-1)} dt, x > 0$$
 (V.3)

Pour définir l'intégrale et la dérivée d'ordre fractionnaire, l'approche de Grunwald-Letnikov fournit la formule suivante :

$$\int_{c}^{GL} D_{t}^{-\beta} f(t) = \lim_{h \to 0} \frac{1}{h^{\beta}} \sum_{j=0}^{\left[(t-\beta)/h \right]} (-1)^{j} {\beta \choose j} f(t-jh)$$
(V.4)

V.2.1.2 Contrôle de de la tension du bus DC basé sur la commande FO-ISMC

La surface de glissement intégrale d'ordre fractionnaire (FO-ISS) suivante (S_v) est sélectionnée pour le contrôle de la tension du bus DC.

$$S_{v} = k_{v1} \int \dot{e}_{vbus} \, dt + k_{v2} D^{-\beta} \, e_{vbus} \tag{V.5}$$

Où k_{v1} et k_{v2} sont les coefficients de la surface de glissement, et $D^{-\beta}$ l'opérateur d'ordre fractionnaire, et e_{vbus} est l'erreur de tension du bus DC, exprimée comme suit :

$$e_{vbus} = V_{bus}^* - V_{bus} \tag{V.6}$$

La dérivée fractionnaire de la surface de glissement conduit à l'équation suivante :

$$D^{\beta}S_{\nu} = D^{\beta} \left(k_{\nu 1} \int \dot{e}_{\nu b u s} \, dt + k_{\nu 2} D^{-\beta} \, e_{\nu b u s} \right) \tag{V.7}$$

Sachant que $D^{\beta}S_{\nu} = -\lambda_{\nu}Sign(S_{\nu})$ on a :

$$D^{\beta}S_{\nu} = k_{\nu 1}D^{\beta-1}\dot{e}_{\nu bus} + k_{\nu 2}e_{\nu bus} = k_{\nu 2}\left(V_{bus}^{*} - V_{bus}\right) + k_{\nu 1}D^{\beta-1}\left(\dot{V}_{bus}^{*} - \frac{\dot{i}_{dc}^{*} - \dot{i}_{Load}^{*}}{c_{bus}}\right) = -\lambda_{\nu}Sign(S_{\nu}) \quad (V.$$

Le courant de référence i_c^* peut-être exprimé comme suit :

$$i_{c}^{*} = \frac{c_{bus}}{k_{v1}} D^{1-\beta} \left[\lambda_{v} Sign(S_{v}) + k_{v2} \left(V_{bus}^{*} - V_{bus} \right) \right] + c_{bus} \frac{dV_{bus}^{*}}{dt}$$
(V.9)

La loi de commande donnant le courant de référence i_{dc}^* est exprimée comme suit :

$$i_{dc}^{*} = \frac{c_{bus}}{k_{v1}} D^{1-\beta} \left[\lambda_{v} Sign(S_{v}) + k_{v2} \left(V_{bus}^{*} - V_{bus} \right) \right] + c_{bus} \frac{dV_{bus}^{*}}{dt} + i_{Load}^{*}$$
(V.10)

Avec i_{Load}^* est le courant de charge.

V.2.1.3 Contrôle du courant de la batterie / du supercondensateur basé sur la commande FO-ISMC

Les surfaces de glissement intégrales d'ordre fractionnaire ($S_{i(bat,SC)}$) des régulateurs des courants de la batterie et du supercondensateur sont définies comme suit :

$$S_{ibat} = k_{i1} \int \dot{e}_{ibat} dt + k_{i2} D^{-\delta bat} e_{ibat}$$
(V.11)

$$S_{isc} = k_{i3} \int \dot{e}_{isc} \, dt + k_{i4} D^{-\delta sc} e_{isc} \tag{V.12}$$

Avec k_{i1} , k_{i2} , k_{i3} , k_{i4} sont les coefficients des deux surfaces de glissements des deux régulateurs, δbat , δsc sont les ordres fractionnaires, et e_{bat} , e_{sc} sont les erreurs des courants de la batterie et du supercondensateur définies comme suit :

$$e_{bat} = i_{bat}^* - i_{bat} \tag{V.13}$$

$$e_{sc} = (i_{sc}^* - i_h) - i_{sc}$$
(V.14)

Où i_h est le courant harmonique, et i_{bat}^* et i_{sc}^* sont les courants de référence de la batterie et du supercondensateur.

Sachant que $D^{\delta(bat,sc)}S_{i(bat,sc)} = -\lambda_{i(bat,sc)}Sign(S_{i(bat,sc)})$ sont les dérivées d'ordre fractionnaire des surfaces $S_{i(bat,sc)}$ ce qui donnes les expressions suivantes :

$$D^{\delta bat} S_{ibat} = k_{i1} D^{\delta bat-1} \dot{e}_{ibat} + k_{i2} e_{ibat}$$

= $k_{i1} D^{\delta bat-1} \left(\frac{di_{bat}^{*}}{dt} - \frac{1}{L_{bat}} (V_{bat} - V_{bus} d_{bat} - r_{bat} i_{bat}) \right) + k_{i2} e_{ibat} =$ (V.15)
= $-\lambda_{ibat} Sign(S_{ibat})$

$$D^{\delta sc} S_{isc} = k_{i3} D^{\delta sc-1} \dot{e}_{isc} + k_{i4} e_{ibat}$$

= $k_{i3} D^{\delta sc-1} \left(\frac{di_{sc}^{*}}{dt} - \frac{1}{L_{sc}} (V_{sc} - V_{bus} d_{sc} - r_{sc} i_{sc}) \right) + k_{i4} e_{isc}$ (V.16)
= $-\lambda_{isc} Sign(S_{isc})$

Les expressions des commandes *d*_{bat,SC} sont données comme suit :

$$d_{bat} = \frac{L_{bat}}{k_{i1}V_{bus}} D^{1-\delta bat} \left[\lambda_{ibat} Sign(S_{ibat}) + k_{i2}e_{ibat} + k_{i1}\frac{di_{bat}^*}{dt} \right] - \frac{V_{bat} - r_{bat}i_{bat}}{V_{bus}}$$
(V.17)

$$d_{sc} = \frac{L_{sc}}{k_{i3}V_{bus}} D^{1-\delta sc} \left[\lambda_{isc} Sign(S_{isc}) + k_{i4}e_{isc} + k_{i3}\frac{di_{sc}^*}{dt} \right] - \frac{V_{bat} - r_{sc}i_{sc}}{V_{bus}}$$
(V.18)

Où λ_{v} , $\lambda_{i(bat,sc)}$ sont des constantes positives.

V.2.1.4 Preuve de la stabilité

Afin de démontrer la stabilité en boucle fermée de la stratégie de contrôle suggérée, le théorème de Lyapunov est appliqué. La stabilité du système dans son ensemble sera démontrée en deux étapes distinctes. Dans la première phase, la boucle de tension est étudiée, puis la boucle de courant est examinée.

La stabilité du FO-ISMC proposé , obtenue dans les équations (V.10) et (V.17), (V.18), pour le système fourni dans l'équation (IV.4), est déterminée par la vérification de l'inégalité suivante [147] :

$$\left|\sum_{j=1}^{\infty} \frac{\Gamma(1+\beta)}{\Gamma(1-j+\beta)\Gamma(1+j)} D^{j} S_{\nu} D^{\beta-j} S_{\nu}\right| \leq \mathcal{G}_{1}(S_{\nu})$$
(V.19)

Ainsi, ϑ_1 représente une constante positive.

V.2.1.4.1 Preuve de la stabilité de la boucle de tension

Afin de prouver que la boucle de tension est stable, la fonction candidate de Lyapunov sélectionnée est donnée par :

$$L_{\nu} = \frac{1}{2} S_{\nu}^{2}$$
 (V.20)

Lorsque D^{β} est appliqué à l'équation (V.20), l'équation suivante est obtenue [29]:

$$D^{\beta}L_{\nu} = S_{\nu}D^{\beta}S_{\nu} + \left|\sum_{j=1}^{\infty} \frac{\Gamma(1+\beta)}{\Gamma(1-j+\beta)\Gamma(1+j)} D^{j}S_{\nu}D^{\beta-j}S_{\nu}\right|$$
(V.21)

En combinant l'équation (V.21) avec l'équation (V.8) et l'équation (V.19), on obtient l'expression simplifiée suivante :

$$D^{\beta}L_{\nu} \leq S_{\nu} \left[k_{\nu 2} \left(V_{bus}^{*} - V_{bus} \right) + k_{\nu 1} D^{\beta - 1} \left(\dot{V}_{bus}^{*} - \frac{i_{dc}^{*} - i_{Load}^{*}}{c_{bus}} \right) \right] + \mathcal{G}_{1} \left(S_{\nu} \right)$$
(V.22)

Lorsque les équations (V.10) et (V.22) sont combinées, il vient :

Chapitre V Système de gestion d'énergie basé sur des régulateurs par mode de glissement intégral fractionnaire optimaux

$$D^{\beta}L_{\nu} \leq S_{\nu}(k_{\nu2}e_{\nubus} + k_{\nu1}D^{\beta-1} \begin{cases} \frac{dV_{bus}^{*}}{dt} + \frac{i_{Load}^{*}}{c_{bus}} - \frac{1}{k_{\nu1}}D^{1-\beta} \begin{cases} \lambda_{\nu}Sign(S_{\nu}) \\ + k_{\nu2}e_{\nubus} \end{cases} \} + \mathcal{G}_{1}(S_{\nu}) \qquad (V.23) \end{cases}$$

L'équation suivante est obtenue en simplifiant davantage l'équation (V.23), comme suit :

$$D^{\beta}L_{\nu} \leq -\lambda_{\nu} \left| S_{\nu} \right| + \mathcal{G}_{1} \left(S_{\nu} \right) \tag{V.24}$$

Pour démontrer que $D^{\beta}L_{V} \leq 0$ satisfait la condition d'atteindre la surface de glissement et que $S_{v} = 0$, il est nécessaire de vérifier que $\lambda_{v} > \vartheta_{1}$.

V.2.1.4.2 Preuve la stabilité de la boucle de courant

La fonction candidate de Lyapunov suivante est utilisée pour démontrer la stabilité de la boucle de réglage du courant :

$$L_{Ibat} = \frac{1}{2} S_{ibat}^2 \tag{V.25}$$

Lorsque D^{β} est appliqué à l'équation (V.25), l'équation suivante est obtenue [29] :

$$D^{\delta bat}L_{Ibat} = S_{Ibat}D^{\delta bat}S_{Ibat} + \left|\sum_{j=1}^{\infty} \frac{\Gamma(1+\beta)}{\Gamma(1-j+\beta)\Gamma(1+j)}D^{j}S_{Ibat}D^{\delta bat-j}S_{Ibat}\right|$$
(V.26)

En combinant l'équation (V.26) avec l'équation (V.15) et l'équation (V.19), on obtient l'expression simplifiée suivante :

$$D^{\delta bat}L_{Ibat} \leq S_{Ibat} \left[k_{i1}D^{\delta bat-1} \left(\frac{di_{bat}^*}{dt} - \frac{1}{L_{bat}} \left(V_{bat} - V_{bus}d_{bat} - r_{bat}i_{bat} \right) \right) + k_{i2}e_{ibat} \right] + \mathcal{G}_2\left(S_{Ibat} \right) \quad (V.27)$$

Lorsque l'équation (V.17) et l'équation (V.27) sont combinées, il vient :

$$D^{\delta bat}L_{lbat} \leq S_{ibat}(k_{i2}e_{ibat} + k_{i1}D^{\delta bat-1} \left\{ \frac{di_{bat}^{*}}{dt} - \frac{V_{bat}}{L_{bat}} - \frac{1}{k_{i1}}D^{1-\delta bat} \left\{ \begin{array}{l} \lambda_{ibat}Sign(S_{ibat}) \\ + k_{i2}e_{ibat} \\ + k_{i1}\frac{di_{bat}^{*}}{dt} \end{array} \right\} \right\} + \mathcal{G}_{2}(S_{ibat}) \quad (V.28)$$

$$+ \frac{V_{bat} + r_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} - \frac{r_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{bat} - r_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} - \frac{r_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{bat} + r_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{bat} + V_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{bat}i_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{bat}i_{bat}i_{bat}}{L_{bat}i_{bat}}{L_{bat}} \\ + \frac{V_{ba$$

En simplifiant encore l'équation (V.28), l'équation suivante est obtenue.

$$D^{\delta bat}L_{lbat} \le -\lambda_{ibat} \left| S_{ibat} \right| + \mathcal{G}_2\left(S_{ibat}\right) \tag{V.29}$$

Pour démontrer que $D^{\delta bat}L_{Ibat} \leq 0$ satisfait la condition d'atteindre la surface de glissement et que $S_{ibat} = 0$, il est nécessaire de vérifier que $\lambda_{ibat} > \vartheta_2$

V.2.2 Commande par mode de glissement intégral (ISMC) de la MSRV

La Figure (V.3) illustre le schéma de la commande par mode de glissement intégral (ISMC) de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV). Dans ce schéma, deux boucles internes pour contrôler les courants i_{sd} et i_{sq} , ainsi qu'une boucle externe pour contrôler la vitesse de rotation sont nécessaires. La sortie du régulateur de vitesse génère le courant en quadrature de référence. Ce couant est comparé à sa valeur mesurée et l'erreur est utilisée comme entrée au régulateur du courant. De manière similaire, une boucle de régulation du courant direct i_{sd} est conçue. Les sorties des deux régulateurs de courant sont les entrées d'un bloc de découplage, qui est responsable de la génération des tensions de référence v_{sd}^{ref} et v_{sq}^{ref} . En effectuant une transformation des tensions de référence v_{sd}^{ref} indispensables au bloc de modulation vectorielle (SVM) [12].



Figure (V.3) : Schémas de la commande par mode de glissement intégral (ISMC) de la MSRV

V.2.2.1 Contrôle par mode de glissement intégral de la vitesse de rotation

V.2.2.1.1 Choix de la surface de glissement

La surface de glissement de la vitesse est choisie sous la forme suivante :

$$s(\omega) = e_{\omega} + k_{\omega} \int e_{\omega} dt \qquad (V.30)$$

Où k_{ω} est une constante positive et e_{ω} est l'expression de l'erreur de vitesse donnée par :

$$e_{\omega} = \omega_{ref} - \omega \tag{V.31}$$

V.2.2.1.2 Détermination de la loi de contrôle

La structure du régulateur par mode glissant se compose de deux parties ; l'une représente la commande équivalente (u_{eq}), et l'autre la commande discontinue (u_n). Ce qui en résulte :

$$u = u_{eq} + u_n \tag{V.32}$$

Le contrôle équivalent (u_{eq}) proposée par Utkin [16], sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement de sorte que S(x) = 0. La commande discontinue (u_n) est déterminée en vérifiant la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

Le calcul des deux commandes (u_{eq}) et (u_n) permet d'établir l'expression de la référence du courant en quadrature suivante :

$$i_{sqref} = \frac{2\left[J(\dot{\omega}_{ref} + k_{\omega}e_{\omega}) + f\omega + T_{L}\right]}{3p\left(L_{d} - L_{q}\right)i_{sdref}} + k_{\omega} \ smooth(s(\omega))$$
(V.33)

Avec $smooth(s(\omega)) = \frac{s(\omega)}{|s(\omega) + \mu|}$ et k_{ω} est une constant positive.

V.2.2.2 Contrôle par mode de glissement intégral des courants direct et en quadrature

V.2.2.1 Choix des surfaces de glissement

Le contrôle ISMC des courants dans le repère (d,q) peut être effectué en définissant les surfaces de glissement des courants comme suit :

$$s(d,q) = e_{(d,q)} + k_{(d,q)} \int e_{(d,q)} dt$$
 (V.34)

Où $e_{(d,q)}$ sont les expressions des erreurs des courants direct et en quadrature données par:

$$e_{(d,q)} = i_{s(dref,qref)} - i_{s(d,q)}$$
 (V.35)

V.2.2.2.2 Détermination de la loi de contrôle

En se basant sur le modèle de la MSRV, les lois de commandes équivalentes sont calculées et rajoutées aux lois de commandes discontinues. Ce qui en résulte les lois de contrôle v_{sdref} et v_{sgref} représentant les composantes du vecteur de tension de référence données :

$$v_{sdref} = L_d \left(\dot{i}_{sdref} + k_d e_q \right) + R_s \, \dot{i}_{sd} + p \omega_m L_q \, \dot{i}_{sq} + k_d \, smooth(s(d)) \tag{V.36}$$

$$v_{sqeq} = L_q \left(\dot{i}_{sqref} + k_q e_q \right) + R_s \ \dot{i}_{sq} + p \omega_m L_d \ \dot{i}_{sd} + k_q \ smooth(s(q))$$
(V.37)

Où k_d et k_q sont des constantes positives.

V.3 EMS proposée basée sur des régulateurs par mode de glissant intégral fractionnaire optimaux

L'architecture de l'EMS proposé est divisé en deux niveaux, comme illustré à la Figure (V.4). La couche de contrôle basse FO-ISM contrôle les convertisseurs DC-DC pour assurer une tension de bus continu régulée et des valeurs de courant adéquates selon la contribution de chaque source (batterie ou supercondensateur).

Le courant de charge est filtré à l'aide d'un filtre passe-bas (LPF) pour réduire l'effet des harmoniques de courant induites par le MSRV, selon l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{Lav} = \frac{1}{1 + \tau_i S} i_{Load} \\ i_{Lh} = i_{Load} - i_{Lav} \end{cases}$$
(V.38)

Où τ_i est la constante de temps du LPF, et i_{Lav} est le courant moyen de charge, i_{Lh} représente le courant harmonique de charge.

La puissance de charge de référence (P_L^*) est l'entrée de l'EMS, tandis que la puissance de référence du SC (P_{SC}^*) et de la batterie (P_{bat}^*) sont les sorties de l'EMS. Le signe du couple de charge détermine le mode de fonctionnement. Pour faire fonctionner le moteur, la puissance de charge est filtrée par un filtre passe-bas, dirigeant les variations rapides de puissance vers le SC :

$$\begin{cases} P_{bat}^* = \frac{1}{1 + \tau_p S} P_L^* \\ P_{bat}^* = P_L^* - P_{bat}^* \end{cases}$$
(V.39)

Où τ_p est la constante de temps du LPF.





Afin d'améliorer l'efficacité de l'EMS, l'algorithme d'optimisation de recherche de l'aigle chauve (BES) est utilisé pour trouver les meilleures valeurs des paramètres des régulateurs FO-ISMC utilisés tels que k_{v1} , k_{v2} , β , k_{i1} , k_{i2} , k_{i3} , k_{i4} , δbat , δsc , λ_v , λ_{ibat} , λ_{isc} .

V.3.1 Principe de l'algorithme d'optimisation de recherche de l'aigle chauve

La recherche de l'aigle chauve (Bald Eagle Search, BES) est un algorithme d'optimisation métaheuristique innovant qui s'inspire des techniques de chasse de l'aigle chauve [148]. La première étape de l'aigle chauve consiste à choisir la région la plus productive en termes de nourriture disponible. Pendant la deuxième phase, l'aigle cherche sa proie à l'intérieur de l'espace alloué. Après avoir établi son meilleur emplacement de vue possible lors de la deuxième phase, l'aigle utilise ensuite une série de mouvements de plongée pour explorer ses terrains de chasse optimaux lors de la troisième phase.

- Étape 1 : Choix de l'espace disponible

Pendant cette phase, l'équation suivante sera utilisée pour produire de nouvelles positions :

$$p_n(it) = p_b + \sigma r(p_{av} - p(it)) \tag{V.40}$$

Avec p_n , p_b , et p_{av} sont respectivement les positions fraîchement produites à la i-ème itération, les meilleures positions obtenues et les positions moyennes. n est le numéro d'itérations, σ représente un gain de contrôleur [1,5 ; 2], et r représente une variable aléatoire entre 0 et 1.

- Étape 2 : Étape de recherche et d'exploration dans l'espace

Après avoir choisi le meilleur espace de recherche, l'algorithme ajuste ensuite l'emplacement des aigles à l'intérieur de cet espace. L'évolution du modèle mis à jour est la suivante :

$$p_n(it) = p(it) + y(it)(p(it) - p(it+1)) + x(it)(p(it) - p_{av})$$
(V.41)

Avec *x* et *y* sont les variables de vecteur pour la i-ème position, elles sont décrites comme suit :

$$\begin{aligned} x(it) &= \frac{xr(it)}{\max(|xr|)}, \ y(it) = \frac{yr(it)}{\max(|yr|)} \\ xr(it) &= r(it) \times \sin(\theta(it)), \ yr(it) = r(it) \times \cos(\theta(it)) \\ \theta(it) &= k \times \pi \times rand; \ r(it) = \theta(it) \times R.rand \end{aligned}$$
(V.42)

Avec k est un paramètre de contrôle prenant des valeurs dans la plage [5,10] et est utilisé pour décider de l'angle entre les recherches de points au centre, R est un paramètre prenant des valeurs dans la plage [0.5, 2] et est utilisé pour déterminer le nombre de cycles de recherche.

- Étape 3 : Étape de plongée

À cette étape, les aigles commencent à balancer leur corps depuis la meilleure position de recherche vers leur proie, comme représenté dans l'équation (V.43) :

$$p_n(iter) = rand \times p_b + x_1(it) \times (p(it) - c_1 \times p_{av}) + y_1(it) \times (p(it) - c_2 \times p_b)$$
(V.43)

Avec c_1 et c_2 sont des valeurs choisies aléatoirement dans la plage [1,2] ; x_1 et y_1 sont des variables directionnelles et qui peuvent être décrites comme suit :

$$x_{1}(it) = \frac{xr(it)}{\max(|xr|)}; \quad y_{1}(it) = \frac{yr(it)}{\max(|yr|)}$$

$$xr(it) = r(it) \times \sinh(\theta(it)); \quad yr(it) = r(it) \times \cosh(\theta(it))$$

$$\theta(it) = k \times \pi \times rand; \quad r(it) = \theta(it)$$
(V.44)

Le schéma de l'algorithme d'optimisation BES comprenant les trois étapes d'optimisation : sélection de l'espace, recherche dans l'espace et plongée, est illustré dans la Figure (V.3).



Figure (V.5) : Organigramme de l'algorithme d'optimisation BES

La fonction objective est définie comme suit :

$$objFun = \min\left(\int_{0}^{t} \sqrt{|\varepsilon|} dt\right)$$
 (V.43)

Dans le système hybride d'alimentation (HPS), les trois erreurs suivantes sont à minimiser :

$$\begin{cases} e_{vbus} = V_{bus}^{ref} - V_{bus} \\ e_{sc} = (i_{sc}^{ref} - i_{h}) - i_{sc} \\ e_{bat} = i_{bat}^{ref} - i_{bat} \end{cases}$$
(V.44)

Pour améliorer l'efficacité de l'EMS, l'algorithme d'optimisation BES est utilisé pour trouver les meilleures valeurs pour l'ensemble de paramètres des régulateurs FO-ISMC afin de minimiser la fonction objective. L'ensemble des paramètres à optimiser sont regroupés dans le vecteur suivant :

$$x = [k_{v1}, k_{v2}, \beta, k_{i1}, k_{i2}, k_{i3}, k_{i4}, \delta_{bat}, \delta_{SC}, \lambda_{v}, \lambda_{ibat}, \lambda_{iSC}]$$
(V.45)

avec k_{i1} , k_{i2} , k_{i3} , k_{i4} sont les coefficients du régulateur de courant ; k_{v1} , k_{v2} sont les coefficients du régulateur de la tension ; δbat , δsc , β sont les ordres fractionnaires des régulateurs du courant et de la tension, et λ_v , $\lambda_{i(bat,sc)}$ sont des constantes positives.

Les paramètres à optimiser doivent être contraintes dans les limites des paramètres selon l'équation suivante :

$$LB \le x \le UB \tag{V.46}$$

Avec : *LB* and *UB* sont les limites supérieure et inférieure de l'espace de recherche.

Les paramètres de l'algorithme BES sont répertoriés dans le Tableau (V.1).

Tableau (V.1) :	Paramètres	de l'algor	ithme d'o	ptimisation.
-----------	--------	------------	------------	-----------	--------------

Paramètre	Npop	Tmax	Nruns	D	UB	LB
Valeur	30	50	10	7	150% de la valeur	50% de la valeur
			initial de <i>x</i>		initial de <i>x</i>	initial de <i>x</i>

Où Npop est le nombre de populations ; *Tmax* est le nombre maximum d'itérations ; *D* est le nombre de variables d'optimisation ; *Nruns* est le nombre d'exécutions d'optimisation ; *UB* et *LB* sont les limites supérieure et inférieure de l'espace de recherche.

V.4 Résultats de simulation

Dans cette section, le système de gestion de l'energie (EMS) proposé est validé à l'aide de Matlab/Simulink en utilisant le cycle de conduite UDDS et les paramètres de simulation répertoriés dans le Tableau (V.2).
lableau (V.2) : Param	etres de simulation.
Paramètre	Valeur
r_{batt} Ω	0.1
r_{sc} Ω	0.1
L _{bat} mH	2
L_{sc} mH	2
V_{bus}^{ref} V	400
V_{SC}^{ref} V	200
V_{bat}^{ref} V	100
c _{sc} F	80
c _{bat} Ah	450
c _{bus} μF	2000

 $\label{eq:loss} \begin{array}{c} c_{bus} \quad \mu F \\ \\ \mbox{La réponse en vitesse du véhicule électrique, représentée dans la Figure (V.6), montre un bon suivi malgré de nombreux changements dans le cycle de conduite UDDS. Cela confirme \\ \end{array}$

l'efficacité du système de contrôle proposé.



Figure (V.6) : Simulation de la vitesse linéaire du véhicule électrique

La courbe du couple, présentée dans la Figure (V.7), indique que la machine génère son couple maximal lorsque la vitesse du véhicule se rapproche de la vitesse de référence. Après que le véhicule a atteint un état stable, la valeur du couple généré par la machine diminuera pour compenser le couple produit par la charge dans son ensemble.



Figure (V.7) : Simulation du couple de charge du véhicule électrique (TL) et du couple mesuré de la MSRV (Te)

Dans la Figure (V.8), qui représente les forces de traction du véhicule électrique, on peut observer que les forces d'accélération et aérodynamiques sont responsables d'une part significative de l'effort de traction total.



Figure (V.8) : Simulation des forces de traction du véhicule électrique

Comme le montre la Figure (V.9), l'approche de gestion d'énergie suggérée peut rapidement stabiliser la tension du bus continu (DC), même lorsque la puissance de la charge change significativement. Les ondulations et les dépassements de tension du bus continu, et le temps de réponse sont réduits par le contrôleur par mode glissant intégral fractionnaire optimisé par l'algorithme d'optimisation de recherche de l'aigle chauve (BES-FO-ISMC) par rapport au contrôleur classique par mode glissant intégral fractionnaire non-optimisé (C-FO-ISMC) ainsi qu'au contrôleur intégral proportionnel fractionnaire (FO-PI) et au contrôleur proportionnel intégral (PI).



Figure (V.9) : Simulation de de la tension du bus DC

Le Tableau (V.3) présente les résultats d'une étude comparative entre le contrôleur proposé BES-FO-ISMC, le contrôleur classique C-FO-ISMC, le contrôleur FO-PI et le contrôleur PI. Ce tableau fournit une évaluation des différences de dépassement calculées par :

 $\Delta V_1 = V_{bus \ C \ FO-ISMC \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_2 = V_{bus \ FO-PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{bus \ BES \ FO-ISMC \ OV}, \\ \Delta V_3 = V_{bus \ PI \ OV} - V_{b$

Avec $V_{bus C FO-ISMC OV}$, $V_{bus BES FO-ISMC OV}$, $V_{bus FO-PI OV}$ et $V_{bus PI OV}$ représentent respectivement les dépassements de la tension du bus continu à l'instant (t_n) pour les contrôleurs BES-FO-SMC, C FO-ISMC, FO-PI et PI,.

Temps (t _n) (s)	t1=26	t ₂ =186	t3=606	t ₄ =988	t5=1230	t ₆ =1269
Vitesse linéaire du VE (km/h)	27.2	28.5	36.53	35.41	31	15
V _{bus C FO-ISMC OV} (V)	2.3	3.5	2.918	7.104	3.5	1.5
V _{bus BES FO-ISMC OV} (V)	1	1	1.198	2.9	0.7	0.8
$V_{bus FO-PIOV}(V)$	5.5	4.5	3	8	4	2
V _{bus PI OV} (V)	13.16	5	3.6	9	5	3.25
ΔV ₁ (V)	1.3	2.5	1.72	4.204	2.8	0.7
ΔV ₂ (V)	4.5	3.5	1.8020	5.1	3.3	1.2
ΔV ₃ (V)	11.3	4	2.4020	2.2	4.3	2.45
ΔV1 (%)	0.325	0.625	0.43	1.051	0.7	0.1750
ΔV2 (%)	1.125	0.875	0.45	1.275	1.0750	0.3
ΔV3 (%)	2.825	1	0.6	0.55	0.8250	0.6125

Table (V.3) : Différence de dépassement de la tension du bus continu.

Pendant les phases d'accélération, la batterie transfère la plupart de sa puissance à la machine, réduisant ainsi l'état de charge de la batterie, comme le montre la Figure (V.10). Cependant, elle se charge lorsque le couple est négatif pendant les phases de décélération. Dans l'état final du SOC, la commande C-FO-ISMC et la commande BES-FO-ISMC sont comparées dans le Tableau (V.4). Les du Tableau (V.4) et les courbes du SOC présentées sur la Figure (V.10) démontrent que l'EMS suggéré peut gérer le SOC de la batterie de manière plus efficace que le C-FO-ISMC classique.



Figure (V.10) : Simulation de l'état de charge de la batterie (%)

Table (V.4) : État de ch	arge de la batte	erie (%)	
Cycle de conduite	UDDS		
SGE	C-FO-SMC	BES-FO-SMC	
SOC Final (%)	77.44382	78.53973	
Différence Finale du SOC (%)	1.	0959	

Les allures des puissances présentées dans la Figure (V.11) montrent que la batterie fournit de l'énergie à la machine et l'absorbe pendant les périodes de freinage. D'autre part, le supercondensateur assiste la batterie pendant les périodes transitoires, y compris les phases d'accélération et de décélération.



Figure (V.11) : Simulation des formes d'onde des puissances de la charge, de la batterie et du SC

V.5 Co-simulation du véhicule électrique

Chapitre V

V.5.1 Description de la technique d'implémentation PIL

La technique de co-simulation Processor-in-the-Loop (PIL) permet de vérifier et de valider des algorithmes de contrôle en les exécutant dans un environnement réel utilisant la carte DSP C2000 launchxl-f28379d. Comme montré dans la Figure (V.12), durant le prototypage PIL avec un temps de simulation fixe, la partie puissance du système est simulée sur la plateforme Matlab/Simulink. À chaque étape, la carte DSP C2000 launchxl-f28379d reçoit les signaux de l'ordinateur, exécute les algorithmes de contrôle et renvoie les commandes de contrôle à l'ordinateur pour réguler le système électrique. Cet échange de données entre l'ordinateur et la carte DSP est synchronisé via la communication série de la carte DSP [66].



Figure (V.12) : Schéma de la stratégie de co-simulation PIL

V.5.2 Résultats de la co-simulation

Pour évaluer les performances du système EMS proposé, le système a été modélisé à l'aide de fonctions Matlab intégrées et co-simulé à l'aide de la carte DSP C2000 launchxl-f28379d via le processeur en boucle. La co-simulation est réalisée en utilisant une version à temps réduit du cycle de conduite UDDS, basée sur les paramètres répertoriés dans Tableau (V.2).

La réponse en vitesse du véhicule électrique illustrée dans la Figure (V.13) démontre une bonne poursuite de la vitesse de référence, même face à de nombreuses variations dans le cycle de conduite UDDS. Cette observation témoigne l'efficacité du système de contrôle proposé.



Figure (V.13) : Co-simulation de la vitesse linéaire du véhicule électrique

Les graphes des couples électromagnétiques et de charge, montrées dans la Figure (V.14), démontrent que la machine produit son couple maximal lorsque la vitesse du véhicule approche de la valeur de référence. Une fois que le véhicule atteint un état stable, le couple développé par la machine diminue pour contrebalancer le couple total imposé par le véhicule.



Figure (V.14) : Co-simulation du couple de charge du véhicule électrique (TL) et du couple mesuré de la machine synchrone à reluctance variable (Te)

À partir de la Figure (V.15), illustrant les forces de traction du véhicule électrique, il devient évident qu'une partie consistante de l'effort de traction total est attribuée aux forces d'accélération et aérodynamiques.



Figure (V.15) : Co-simulation des forces de traction du VE

Comme illustré dans la Figure (V.16), la stratégie de gestion d'énergie proposée démontre sa capacité à stabiliser rapidement la tension du bus DC, même en présence de variations substantielles de la puissance de véhicule. L'EMS BES-FO-ISMC atténue efficacement les fluctuations et les dépassements de la tension du bus DC, présentant ainsi des performances supérieures par rapport aux méthodes de contrôle C-FO-ISM et FO-PI et PI.



Figure (V.16) : Co-simulation de la tension du bus DC

Les graphiques du SOC montrés dans la Figure (V.17) indiquent l'efficacité supérieure du système de gestion d'énergie proposé pour maintenir l'état de charge de la batterie par rapport à celui obtenu par l'approche FO-ISMC classique.



Figure (V.17) : Co-simulation de l'état de charge de la batterie (%)

Comme illustré dans la Figure (V.18), la batterie fournit la puissance moyenne requise par le système de traction et acquiert de l'énergie pendant les phases de freinage. Le supercondensateur aide la batterie momentanément durant des intervalles d'accélération et de décélération, en conformité avec l'objectif de l'approche de gestion de l'énergie proposé. Ces résultats valident de nouveaux l'efficacité de l'EMS proposé pour gérer efficacement les deux mécanismes de stockage d'énergie.



Figure (V.18) : Co-simulation des formes d'onde de puissance de la charge, de la batterie et du SC

V.6 Simulation en temps réel du véhicule électrique

V.6.1 Configuration expérimentale HIL

Pour examiner l'efficacité de l'algorithme BES-FO-ISMC proposé, une simulation en temps réel de cette approche à l'aide de la technique hardware-in-the-loop (HIL) intégrant OPAL-RT OP4510 a été réalisée. Le diagramme schématique de la configuration expérimentale est représenté sur la Figure (V.19).



Figure (V.19) : Implémentation matérielle du système de gestion à base de la commande BES-FO-ISMC

V.6.2 Résultats de la simulation en temps réel

Afin d'évaluer les performances d'EMS proposé, le système a été simulé en temps réel en utilisant le simulateur OPAL RT-Lab OP4510 via la technique le Hardware-In-the-Loop (HIL). La simulation en temps réel est effectuée en utilisant le cycle de conduite urbain UDDS représenté dans la Figure (V.20).

La réponse du véhicule électrique, illustrée dans la Figure (V.20), témoigne d'un suivi optimal malgré les nombreux changements du cycle de conduite UDDS, confirmant ainsi l'efficacité du système de contrôle et gestion proposé.





Le graphique de la courbe de couple présenté dans la Figure (V.21) montre que la machine atteint son niveau de couple maximal lorsque la vitesse du véhicule approche celle de la référence routière. Une fois que le véhicule est stabilisé, la machine ajuste la quantité du couple produit pour compenser celui généré par le véhicule.



Figure (V.21) : Simulation en temps réel : a) Couple de charge du véhicule électrique (TL) et couple mesuré de la machine synchrone à reluctance variable (Te) ; b) Zoom

Comme illustré dans la Figure (V.22), l'approche de gestion de l'énergie proposée permet de stabiliser rapidement la tension du bus continu, même en cas de fortes variations de la puissance du véhicule.



Temps (s)

Figure (V.22) : Simulation en temps réel de la tension du bus DC

D'après les formes d'ondes des puissances présentées dans la Figure (V.23), la batterie fournit de l'énergie au moteur et l'absorbe pendant les phases de freinage. En parallèle, le supercondensateur assiste la batterie lors des transitions, notamment pendant les phases d'accélération et de décélération.



Temps	(s)
-------	-----





Figure (V.24) : Simulation en temps réel : a) Formes d'onde de puissance de la charge, de la batterie et du supercondensateur ; b) Zoom

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle technique optimale de gestion d'énergie pour un système hybride batterie/supercondensateur d'un véhicule électrique a été présentée. Le système de gestion proposé est basé sur le contrôle optimal par mode glissant intégral d'ordre fractionnaire et vise à gérer efficacement la puissance provenant des deux sources en fonction de la demande de la machine de traction. L'objectif fondamental de cette gestion d'énergie est d'améliorer la qualité de la puissance en maximisant l'état de charge de la batterie et en réduisant les ondulations de tension du bus continu ainsi que ses dépassements, ce qui a un impact bénéfique sur la durée de vie de la batterie. De plus, la technique de mise à jour en ligne des paramètres des contrôleurs améliore la stabilité et l'efficacité du système en renforçant sa réactivité aux changements de charge imprévus. Les résultats de simulation et de gestion d'énergie proposée. En ce qui concerne la qualité de la puissance, le système de gestion d'énergie proposé a la capacité de réduire le dépassement de tension ($\Delta V = 1,051V$). En ce qui concerne l'utilisation de la batterie, la stratégie de gestion d'énergie proposée a amélioré l'état de charge de la batterie de 1,0959 % à la fin du cycle de conduite.

Conclusion générale

La présente thèse a été focalisée sur le développement de stratégies optimales de gestion de l'énergie (EMS) répondant aux besoins des véhicules électriques (VEs), en tenant compte des variations de la puissance de la machine de traction.

La première partie de ce travail a introduit le véhicule électrique en tant que solution prometteuse aux problèmes d'émissions et d'épuisement des ressources fossiles. Différentes configurations de véhicules ont été évoquées pour comprendre comment les stratégies de gestion d'énergie s'adaptent à diverses configurations de transmission. Des généralités sur les groupes motopropulseurs électriques, y compris leur construction et leurs systèmes de propulsion, ont été détaillées. Ensuite, les configurations du système de stockage d'énergie hybride ont été exposées, en mettant l'accent sur l'utilisation d'une source hybride comprenant une batterie et un supercondensateur en raison du comportement dynamique de ce dernier et de sa longue durée de vie. Le MSRV a été proposé comme machine de traction en raison de son efficacité, de sa puissance accrue, de son poids réduit et de son coût modéré. Cette partie a été clôturée par un survol sur les systèmes de gestion d'énergie des VEs, couvrant les stratégies d'optimisation basées sur des règles, globales et en temps réel, ainsi que leurs avantages et inconvénients respectifs.

Afin de simuler et évaluer le système étudié de manière approfondie, il est impératif de disposer de son modèle global. Cela exige l'établissement des modèles pour chaque soussystème, y compris ceux de la batterie Li-ion et du supercondensateur. Les modèles des convertisseurs électroniques de puissance, ainsi que celui du MSRV, sont également intégrés, Cette modélisation revêt une grande importance pour le développement de techniques de commande et de gestion d'énergie, ainsi que pour l'analyse par simulation de la chaîne de traction électrique.

Les sources d'alimentation, en particulier la batterie Li-ion, sont exposées à une dégradation, ce qui affecte la précision de leurs modèles. Par conséquent, il est nécessaire d'identifier leurs paramètres exacts afin que leurs modèles reflètent leur comportement réel. Il s'agit d'une étape cruciale pour la conception efficace des systèmes énergétiques.

Une stratégie d'identification optimale basée sur des algorithmes d'optimisation métaheuristiques a été suggérée en vue de minimiser l'erreur entre le modèle et les données expérimentales. L'optimisation basée sur les algorithmes d'optimisation Bonobo autoadaptatif (SaBO), RIME, ZOA, OOA, DO, NGO, CDO, AOA, ont été utilisés pour extraire les paramètres d'une batterie Li-ion. Les résultats ont clairement illustré que l'algorithme SaBO surpasse les autres algorithmes d'optimisation en termes d'efficacité, de taux de convergence et de robustesse. En effet, l'erreur quadratique moyenne s'est avérée être de 8,64×10⁻⁴, avec une somme des erreurs de tension de 4.238 ×10⁻³ et une efficacité remarquable de 96,60%. Les stratégies de gestion d'énergie permettent une allocation optimale de la puissance et un meilleur partage de la puissance entre les sources d'alimentation. Dans ce travail, deux types de stratégies de gestion d'énergie basées sur des commandes non linéaires ont été proposées. En effet, le contrôle optimal de la platitude différentielle est proposé pour améliorer le cycle de vie de la batterie, minimiser les harmoniques induits par la propulsion, réduire les ondulations du courant de la batterie ainsi que les ondulations de tension du bus DC ($\Delta v=5V$), et les dépassements de tension du bus DC de 15V (3,2%) pour une puissance de 21 kW représentant la puissance nominale la machine de traction. De plus, la mise à jour en ligne du système de gestion améliore le comportement du système d'alimentation face aux changements de charge inconnus, renforçant ainsi sa robustesse et son efficacité.

La deuxième stratégie basée sur des contrôleurs par mode glissant intégral fractionnaire optimaux a été proposé pour minimiser la consommation d'énergie et améliorer la qualité de la puissance en maximisant l'état de charge de la batterie (1,0959%) et en réduisant les dépassements de tension du bus continu ($\Delta V = 1,051$), ce qui a un impact bénéfique sur la durée de vie de la batterie. De plus, la technique de mise à jour en ligne améliore la stabilité et l'éfficacité du système en renforçant sa réactivité aux changements de charge imprévus.

Les résultats de simulation et de co-simulation et de simulation en temps réel obtenus avec la carte DSP C2000 launchxl-f28379d et le simulateur OPAL-RT-Lab OP4510, démontrent l'efficacité des approches des gestions d'énergies proposées.

Bien que les deux approches de gestion d'énergie proposée sont différentes en plusieurs point, on peut conclure que le contrôle optimal de la platitude différentielle a contribuer de manière significative à la réduction des harmoniques induits par la propulsion et à la réduction des ondulations du courant de la batterie, et que la deuxième stratégie basée sur des contrôleurs par mode glissant intégral fractionnaire optimaux a été proposé pour minimiser la consommation d'énergie.

Perspectives

Cette étude propose une solution intégrée pour exploiter une alimentation électrique multisource dans un véhicule électrique, couvrant des systèmes de gestion d'énergie et de contrôle non linéaire. Cependant, plusieurs aspects méritent une attention particulière dans les travaux futurs on peut citer entre autres :

1. Etude de l'impact des stratégies de gestion proposées sur le cycle de vie des éléments de stockage d'énergie.

2. Explorer l'identification en ligne des paramètres de la batterie pour optimiser davantage les stratégies de gestion.

3. Examiner la version optimale d'autres stratégies de gestion d'énergie.

4. Valider expérimentalement des stratégies de gestion proposées.

5. Etendre les systèmes de gestion d'énergie proposés à d'autres systèmes hybride tels que ceux impliquant des piles à combustible.

Annexe

Cette annexe donne une idée sur la simulation de la partie commande à l'aide de la fonction « Embedded Matlab Function » d'un véhicule éléctrique.

La Figure (A.1) illustre le schéma de simulation de la gestion d'énergie basée sur la platitude différentielle optimale d'un véhicule à base d'une machine synchrone à réluctance variable dans l'environnement Simpower System





(A) Commande du système coté sources

La Figure (A.2) représente le schéma de simulation de la commande par platitude différentielle basée sur l'algorithme d'optimisation SSA



Figure (A.2). Schéma de simulation de la commande par platitude différentielle basée sur SSA en utilisant « Embedded Matlab Function »

(01)
Function [e,ie,Ebus,Ebus_ref] = fcn(VBus,VBus_ref)
%#codegen
T=1e-5;Cbus=5e-3;
%Error integral Initialization
persistent x ; %Initialization
if isempty(x)
x=0;
end
Ebus=0.5*Cbus*(VBus)^2;
Ebus_ref=0.5*Cbus*(VBus_ref)^2;
% Energy error
e=Ebus_ref-Ebus;
%integral of e
x=x+T*e;
ie=x;
(02)
function Ebus_dot =SSA(e,ie)
N = 30;dim =2; Max_iter=150;
ub=[kPmax kimax]*10;
lb=[kImin kPmin]*0.5;
persistent SalpPositions
if isempty(SalpPositions)
%Create empty particle
SalpPositions = initialization(N,dim,ub,lb);
end
persistent SalpFitness

```
if isempty(SalpFitness)
  %Create empty particle
  SalpFitness = zeros(1,N);
end
persistent FoodPosition
if isempty(FoodPosition)
  FoodPosition = zeros(1,dim);
end
persistent FoodFitness
if isempty(FoodFitness)
  FoodFitness = 1000;
end
Sorted_salps=zeros(N,dim);
for i=1:N
  kP=SalpPositions(i,1);
  kI=SalpPositions(i,2);
  Ebus dot = kP^*e + kI^*ie;
  SalpFitness(1,i)=cost_func(e);
end
[sorted_salps_fitness,sorted_indexes]=sort(SalpFitness);
for newindex=1:N
  Sorted_salps(newindex,:)=SalpPositions(sorted_indexes(newindex),:);
end
FoodPosition=Sorted_salps(1,:);
FoodFitness=sorted_salps_fitness(1);
%Main loop
I=2;
while I<Max_iter+1
  c1 = 2*exp(-(4*I/Max_iter)^2);
  for i=1:size(SalpPositions,1)
    SalpPositionsT= SalpPositions';
    if i<=N/2
      for j=1:1:dim
        c2=rand();
        c3=rand();
        if c3<0.5
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)+c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
         else
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)-c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
         end
      end
    elseif i>N/2 && i<N+1
      point1=SalpPositionsT(:,i-1);
      point2=SalpPositionsT(:,i);
      SalpPositionsT(:,i)=(point2+point1)/2;
    end
    SalpPositions= SalpPositionsT';
  end
  for i=1:size(SalpPositions,1)
Tp=SalpPositions(i,:)>ub;Tm=SalpPositions(i,:)<lb;SalpPositions(i,:)=(SalpPositions(i,:).*(~(Tp+Tm)))
+ub.*Tp+lb.*Tm;
```

```
Annexe
```

```
kP=SalpPositions(i,1);
    kI=SalpPositions(i,2);
    Ebus dot = kP^*e + kI^*ie;
    SalpFitness(1,i)=cost_func(e);
    if SalpFitness(1,i)<FoodFitness
      FoodPosition=SalpPositions(i,:);
      FoodFitness=SalpFitness(1,i);
    end
  end
  | = | + 1;
end
end
function cost_value=cost_func(err)
cost_value=0;
[n,~]=size(err);
for i=1:n
cost_value=cost_value+(err(i))^2; % ISE
% cost_value=cost_value+abs(err(i)); % IAE
% cost_value=cost_value+t(i)*abs(err(i)); % ITAE
% cost_value=cost_value+t(i)*(err(i))^2; % MSE
end
% cost_value=cost_value/t(n); % MSE
end
function Positions=initialization(SearchAgents_no,dim,ub,lb)
Boundary_no= 2; % numnber of boundaries
Positions=rand(SearchAgents_no,dim);
if Boundary_no>1
  for i=1:dim
    ub i=ub(i);
    lb i=lb(i);
    Positions(:,i)=rand(SearchAgents_no,1).*(ub_i-lb_i)+lb_i;
  end
end
end
```

(03)
function e = fcn(Vsc,Vsc_ref,EBus,EBus_ref)
%#codegen
Csc=80;
ksc=0.01;
Esc=0.5*Csc*(Vsc)^2;
Esc_ref=0.5*Csc*(Vsc_ref)^2;
ET=Esc+EBus;
ET_ref=Esc_ref+EBus_ref;
% Energy error
e=ET_ref-ET;
(04)

```
function ET_dot =SSA(e)
N = 30; dim =1; Max_iter=150;
ub=[kPmax]*10;
lb= [klmin ]*0.5;
persistent SalpPositions
if isempty(SalpPositions)
  %Create empty particle
  SalpPositions = initialization(N,dim,ub,lb);
end
persistent SalpFitness
if isempty(SalpFitness)
  %Create empty particle
  SalpFitness = zeros(1,N);
end
persistent FoodPosition
if isempty(FoodPosition)
  FoodPosition = zeros(1,dim);
end
persistent FoodFitness
if isempty(FoodFitness)
  FoodFitness = 1000;
end
Sorted_salps=zeros(N,dim);
for i=1:N
  kP=SalpPositions(i,1);
  ET dot = kP^*e;
  SalpFitness(1,i)=cost_func(e);
end
[sorted salps fitness, sorted indexes]=sort(SalpFitness);
for newindex=1:N
  Sorted salps(newindex,:)=SalpPositions(sorted indexes(newindex),:);
end
FoodPosition=Sorted_salps(1,:);
FoodFitness=sorted_salps_fitness(1);
%Main loop
I=2;
while I<Max_iter+1
  c1 = 2^{exp}(-(4^{1}/Max iter)^{2});
  for i=1:size(SalpPositions,1)
    SalpPositionsT= SalpPositions';
    if i<=N/2
      for j=1:1:dim
        c2=rand();
        c3=rand();
        if c3<0.5
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)+c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
        else
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)-c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
         end
      end
    elseif i>N/2 && i<N+1
      point1=SalpPositionsT(:,i-1);
```

```
point2=SalpPositionsT(:,i);
      SalpPositionsT(:,i)=(point2+point1)/2;
    end
    SalpPositions= SalpPositionsT';
  end
  for i=1:size(SalpPositions,1)
Tp=SalpPositions(i,:)>ub;Tm=SalpPositions(i,:)<lb;SalpPositions(i,:)=(SalpPositions(i,:).*(~(Tp+Tm)))
+ub.*Tp+lb.*Tm;
    kP=SalpPositions(i,1);
    ET_dot = kP*e ;
    SalpFitness(1,i)=cost func(e);
    if SalpFitness(1,i)<FoodFitness
      FoodPosition=SalpPositions(i,:);
      FoodFitness=SalpFitness(1,i);
    end
  end
  | = | + 1;
end
end
function cost_value=cost_func(err)
cost_value=0;
[n,~]=size(err);
for i=1:n
cost value=cost value+(err(i))^2; % ISE
% cost_value=cost_value+abs(err(i)); % IAE
% cost_value=cost_value+t(i)*abs(err(i)); % ITAE
% cost_value=cost_value+t(i)*(err(i))^2; % MSE
end
% cost value=cost value/t(n); % MSE
end
function Positions=initialization(SearchAgents_no,dim,ub,lb)
Boundary no= 2; % number of boundaries
Positions=rand(SearchAgents_no,dim);
if Boundary_no>1
  for i=1:dim
    ub i=ub(i);
    lb i=lb(i);
    Positions(:,i)=rand(SearchAgents_no,1).*(ub_i-lb_i)+lb_i;
  end
end
end
```

(05)

function [isc_ref,Psc_ref]= fcn(EBus_dot,Pload,Vbatt,ibatt,Vsc)
%#codegen
Pscrefmax=2e3;
rBatt=0.1; rsc=0.1;
Pbatto=Vbatt*ibatt-rBatt*ibatt^2;

Pbatt=Vbatt*ibatt;
Pscmax=Vsc^2/(4*rsc);
Psc_ref=2*Pscmax*(1-(sqrt(abs(1-(((EBus_dot+Pload-Pbatto)/Pscmax))))));
isc_ref=Psc_ref/Vsc;
(06)
function y= fcn(ET_dot,Vbatt,Pload)
%#codegen
rBatt=0.1;Temp=0.5;k=1;T=1e-5;
persistent Pbatref
if (isempty(Pbatref))
Pbatref=0;
end
Pbattmax=Vbatt^2/(4*rBatt);
Pbatt_ref=2*Pbattmax*(1- (sqrt(abs((1-((ET_dot+Pload)/Pbattmax))))));
%transfer function:
dpbatref=(1/Temp)*(k*Pbatt_ref-Pbatref);
%Battery power
Pbatref=Pbatref+dpbatref*T;
ibatt_ref=Pbatref/Vbatt;
y=[ibatt_ref,Pbatref];

(07)
<pre>function [e,ie]= reg_lsc(isc_ref,isc) %Error integral Initialization persistent x; if isempty(x) % Initialization x=0; end T=1e-5; % current supercapacitor error e= isc_ref-isc; %integral of e x=x+T*e; ie=x;</pre>
(08)
(00)
function isc_dot =SSA(e,ie)
N = 30;
ub=[kPmax kimax]*10;
Ib=[kImin kPmin]*0.5;

```
persistent SalpPositions
if isempty(SalpPositions)
  %Create empty particle
  SalpPositions = initialization(N,dim,ub,lb);
end
persistent SalpFitness
if isempty(SalpFitness)
  %Create empty particle
  SalpFitness = zeros(1,N);
end
persistent FoodPosition
if isempty(FoodPosition)
  FoodPosition = zeros(1,dim);
end
persistent FoodFitness
if isempty(FoodFitness)
  FoodFitness = 1000;
end
Sorted_salps=zeros(N,dim);
for i=1:N
  kP=SalpPositions(i,1);
  kI=SalpPositions(i,2);
  isc_dot=kl*x+kP*e;
  SalpFitness(1,i)=cost_func(e);
end
[sorted_salps_fitness,sorted_indexes]=sort(SalpFitness);
for newindex=1:N
  Sorted_salps(newindex,:)=SalpPositions(sorted_indexes(newindex),:);
end
FoodPosition=Sorted salps(1,:);
FoodFitness=sorted_salps_fitness(1);
%Main loop
I=2;
while I<Max_iter+1
  c1 = 2*exp(-(4*I/Max_iter)^2);
  for i=1:size(SalpPositions,1)
    SalpPositionsT= SalpPositions';
    if i <= N/2
      for j=1:1:dim
        c2=rand();
        c3=rand();
        if c3<0.5
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)+c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
         else
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)-c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
        end
      end
    elseif i>N/2 && i<N+1
      point1=SalpPositionsT(:,i-1);
      point2=SalpPositionsT(:,i);
      SalpPositionsT(:,i)=(point2+point1)/2;
    end
```

```
SalpPositions= SalpPositionsT';
  end
  for i=1:size(SalpPositions,1)
Tp=SalpPositions(i,:)>ub;Tm=SalpPositions(i,:)<lb;SalpPositions(i,:)=(SalpPositions(i,:).*(~(Tp+Tm)))
+ub.*Tp+lb.*Tm;
    kP=SalpPositions(i,1);
    kI=SalpPositions(i,2);
    Ebus_dot = kP*e + kI*ie;
    SalpFitness(1,i)=cost_func(e);
    if SalpFitness(1,i)<FoodFitness
      FoodPosition=SalpPositions(i,:);
      FoodFitness=SalpFitness(1,i);
    end
  end
  | = | + 1;
end
end
function cost_value=cost_func(err)
cost_value=0;
[n, \sim]=size(err);
for i=1:n
 cost_value=cost_value+(err(i))^2; % ISE
% cost_value=cost_value+abs(err(i)); % IAE
% cost value=cost value+t(i)*abs(err(i)); % ITAE
% cost_value=cost_value+t(i)*(err(i))^2; % MSE
end
% cost_value=cost_value/t(n); % MSE
end
function Positions=initialization(SearchAgents no,dim,ub,lb)
Boundary no= 2; % number of boundaries
Positions=rand(SearchAgents_no,dim);
if Boundary_no>1
  for i=1:dim
    ub_i=ub(i);
    lb_i=lb(i);
    Positions(:,i)=rand(SearchAgents_no,1).*(ub_i-lb_i)+lb_i;
  end
end
end
```

```
(09)
```

function [e,ie]= reg_lsc(ibatt_ref,ibatt)
%Error integral Initialization
persistent x;

Annexe

if isempty(x) % Initialization
x=0;
end
T=1e-5;ksi=0.7;wn=200;
kp=2*ksi*wn;
ki=wn^2;
% current supercapacitor error
e= ibatt_ref-ibatt;
%integral of e
x=x+T*e;
ie=x;

(10)

function ibat_dot =SSA(e,ie) N = 30; dim =2; Max_iter=150; ub=[kPmax kimax]*10; lb=[kImin kPmin]*0.5; persistent SalpPositions if isempty(SalpPositions) %Create empty particle SalpPositions = initialization(N,dim,ub,lb); end persistent SalpFitness if isempty(SalpFitness) %Create empty particle SalpFitness = zeros(1,N); end persistent FoodPosition if isempty(FoodPosition) FoodPosition = zeros(1,dim); end persistent FoodFitness if isempty(FoodFitness) FoodFitness = 1000; end Sorted_salps=zeros(N,dim); for i=1:N kP=SalpPositions(i,1); kI=SalpPositions(i,2); isc_dot=kl*x+kP*e; SalpFitness(1,i)=cost_func(e); end [sorted_salps_fitness,sorted_indexes]=sort(SalpFitness); for newindex=1:N Sorted_salps(newindex,:)=SalpPositions(sorted_indexes(newindex),:); end FoodPosition=Sorted_salps(1,:); FoodFitness=sorted_salps_fitness(1); %Main loop l=2;

```
while I<Max_iter+1
  c1 = 2*exp(-(4*I/Max_iter)^2);
  for i=1:size(SalpPositions,1)
    SalpPositionsT= SalpPositions';
    if i <= N/2
      for j=1:1:dim
        c2=rand();
        c3=rand();
        if c3<0.5
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)+c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
         else
           SalpPositionsT(j,i)=FoodPosition(j)-c1*((ub(j)-lb(j))*c2+lb(j));
         end
      end
    elseif i>N/2 && i<N+1
      point1=SalpPositionsT(:,i-1);
      point2=SalpPositionsT(:,i);
      SalpPositionsT(:,i)=(point2+point1)/2;
    end
    SalpPositions= SalpPositionsT';
  end
  for i=1:size(SalpPositions,1)
Tp=SalpPositions(i,:)>ub;Tm=SalpPositions(i,:)<lb;SalpPositions(i,:)=(SalpPositions(i,:).*(~(Tp+Tm)))
+ub.*Tp+lb.*Tm;
    kP=SalpPositions(i,1);
    kI=SalpPositions(i,2);
    Ebus_dot = kP*e + kI*ie;
    SalpFitness(1,i)=cost func(e);
    if SalpFitness(1,i)<FoodFitness
      FoodPosition=SalpPositions(i,:);
      FoodFitness=SalpFitness(1,i);
    end
  end
  | = | + 1;
end
end
function cost_value=cost_func(err)
cost value=0;
[n,~]=size(err);
for i=1:n
 cost value=cost value+(err(i))^2; % ISE
% cost_value=cost_value+abs(err(i)); % IAE
% cost_value=cost_value+t(i)*abs(err(i)); % ITAE
% cost_value=cost_value+t(i)*(err(i))^2; % MSE
end
% cost_value=cost_value/t(n); % MSE
end
function Positions=initialization(SearchAgents no,dim,ub,lb)
Boundary_no= 2; % number of boundaries
Positions=rand(SearchAgents no,dim);
if Boundary_no>1
```

for i=1:dim
 ub_i=ub(i);
 lb_i=lb(i);
 Positions(:,i)=rand(SearchAgents_no,1).*(ub_i-lb_i)+lb_i;
 end
end
end

(11)
function duty = d1(isc_dot,isc,VBus,Vsc)
Lboost=0.002;r=0.001;
%duty cycle
D=1+(1/VBus)*(Lboost*isc_dot-Vsc+r*isc);
% duty cycle limitation
if D > 0.5
duty=0.5;
elseif D < 0
duty=0.001;
else
duty=D;
end
(12)
function duty = d2 (ibatt_dot,ibatt,VBus,VBatt)
Lboost=0.002;r=0.001;
%duty cycle
D=1+(1/VBus)*(Lboost*ibatt_dot-VBatt+r*ibatt);
% duty cycle limitation
if D > 0.5
duty=0.5;
elseif D < 0
duty=0.001;
else
duty=D;
end



Annexe	
S=1;	
else	
S=0;	
End	
	(14)
<pre>function S = PWM(t,duty)</pre>	
%#eml	
fs=1e5;Te=1/fs;	
tt=mod(t,Te);	
Vp=tt/Te;	
if(duty>Vp)	
S=1;	
elseif duty<=Vp	
S=0;	
else	
S=0;	
end	

(B) Commande du système coté machine de traction

La Figure (A.4) montre le schéma de simulation de la commande vectorielle de la machine MSRV.



Figure (A.4). Schéma de simulation de la commande vectorielle de la MSRV en utilisant « Embedded Matlab Function »

(01)
<pre>function isqref = PIAW_SpeedController(isdref,omega_ref,omega)</pre>
%#codegen
% Indirect Field Oriented Control of Synchronous Reluctance Motor
Ts=1e-05;
% Synchronous Reluctance Machine Parameters
Id=4.865e-3;Iq=0.635e-3;J=0.7721;p=2;t=0.029;

T_max=130;ksi=0.70;wn=100; kp=2*ksi*wn*j-f; ki=j*wn^2; % Error integral Initialization persistent x; if isempty(x) x=0; end % Speed error e=omega_ref-omega; %integral of e x=x+Ts*e; % PI controller output T_ref1=kp*e+ki*x; % Output Controller limitation if T_ref1 >= T_max T_ref_=T_max; elseif T_ref1 <= -T_max</pre> T_ref_=-T_max; else T_ref_=T_ref1; end x=x+Ts*(e-(T_ref1-T_ref_)/(kp+ki*Ts)); T_ref2=e*kp+x*ki; % Torque limitation if T_ref2 >= T_max, T_ref= T_max;

elseif T_ref2 < -T_max,</pre>

T_ref=-T_max; else T_ref=T_ref2; end % Output T_ref_lim=T_ref; isqref=T_ref_lim/((p*(ld-lq)*isdref)*(3/2));

end

(02)
function vsd1= PICurrentController_d(isdref,isd) %#codegen T=1e-5;
% Synchronous Reluctance Machine Parameters
Ld=4.865e-3;Rs=0.05;
% Error integral Initialization
<pre>persistent x ; if isempty(x) % Initialization x=0; end</pre>
t_rep=0.000034;
kp=3*Ld/t_rep; ki=3*Rs/t_rep;
% current error
e=isdref-isd;
%integral of e
x=x+T*e;
% PI controller output
vsd1=kp*e+ki*x;
end

(03)
function vsq1= PICurrentController_q(isqref,isq) %#codegen
T=1e-05;
% Synchronous Reluctance Parameters Rs=0.05; Lq=0.635e-3;
% Error integral Initialization
<pre>persistent x ; if isempty(x) % Initialization x=0; end</pre>
t_rep=0.000034; kp=3*Lq/t_rep; ki=3*Rs/t_rep;
% current error
e=isqref-isq;
%integral of e
x=x+T*e;
% PI controller output
vsq1=kp*e+ki*x;
end

(04)

function [vsdref,vsqref] = DecouplingBlock(vsd1,isd,vsq1,isq,omega)
%#codegen

% Machine parameters Ld=4.865e-3;Lq=0.635e-3; p=2;

% Calculion of decoupling terms

esd=-p*omega*Lq*isq; esq=p*omega*Ld*isd;

% Voltage references

vsdref=vsd1+esd; vsqref=vsq1+esq;

(05)

function [vsalpha_ref,vsbeta_ref] = RotationMatrix(vsdref,vsqref,theta)
%#codegen

% Vector voltage components in stationnary refrence frame

vsalpha_ref =vsdref*cos(theta)-vsqref*sin(theta); vsbeta_ref=vsdref*sin(theta)+vsqref*cos(theta);

(06)
function Pulses = SVPWM(vsalpha_ref,vsbeta_ref,t)
%#codegen
Vdc=540;Th=200e-6;
t0=0;t1=0;t2=0;t3=0;t4=0;t5=0;t6=0;ta_on=0;tb_on=0;tc_on=0;ta_of=0;tb_of=0;tc_of=0;
% Reference voltage angle
tetha=atan2(vsbeta_ref,vsalpha_ref);
% Sector number determination
if (tetha>=0)&&(tetha<pi/3)
S=1;
elseif (tetha>=pi/3)&&(tetha<2*pi/3)
S=2;</pre>

```
elseif (tetha>=2*pi/3)&&(tetha<pi)</pre>
   S=3;
 elseif (tetha>=-pi)&&(tetha<-2*pi/3)
   S=4;
 elseif (tetha>=-2*pi/3)&&(tetha<-pi/3)</pre>
   S=5;
 else
   S=6;
 end
% Application times calculation
 if S==1
 t1=1/(2*Vdc)*(sqrt(6)*vsalpha_ref-sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t2=1/Vdc*(sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t0=Th-t1-t2;
 elseif S==2
 t2=1/(2*Vdc)*(sqrt(6)*vsalpha_ref+sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t3=1/(2*Vdc)*(-sqrt(6)*vsalpha_ref+sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t0=Th-t2-t3;
 elseif S==3
 t3=1/Vdc*(sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t4=1/(2*Vdc)*(-sqrt(6)*vsalpha_ref-sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t0=Th-t3-t4;
 elseif S==4
 t4=1/(2*Vdc)*(-sqrt(6)*vsalpha_ref+sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t5=1/Vdc*(-sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t0=Th-t4-t5;
 elseif S==5
 t5=1/(2*Vdc)*(-sqrt(6)*vsalpha_ref-sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t6=1/(2*Vdc)*(sqrt(6)*vsalpha_ref-sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t0=Th-t5-t6;
```

elseif S==6

```
t6=1/Vdc*(-sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t1=1/(2*Vdc)*(sqrt(6)*vsalpha_ref+sqrt(2)*vsbeta_ref)*Th;
 t0=Th-t6-t1;
 end
% ON and OFF times calculation
 tt=mod(t,Th);
 if S==1
 ta_on=t0/4;
                ta_of=Th-ta_on;
 tb_on=t0/4+t1/2; tb_of=Th-tb_on;
 elseif S==2
 ta_on=t0/4+t3/2; ta_of=Th-ta_on;
 tb_on=t0/4; tb_of=Th-tb_on;
 elseif S==3
 ta_on=t0/4+t3/2+t4/2; ta_of=Th-ta_on;
 tb_on=t0/4; tb_of=Th-tb_on;
 tc_on=t0/4+t3/2; tc_of=Th-tc_on;
 elseif S==4
 ta_on=t0/4+t4/2+t5/2; ta_of=Th-ta_on;
 tb_on=t0/4+t5/2; tb_of=Th-tb_on;
 tc_on=t0/4; tc_of=Th-tc_on;
 elseif S==5
 ta_on=t0/4+t5/2; ta_of=Th-ta_on;
 tc_on=t0/4; tc_of=Th-tc_on;
 elseif S==6
 ta_on=t0/4; ta_of=Th-ta_on;
 tb_on=t0/4+t1/2+t6/2;    tb_of=Th-tb_on;
 tc_on=t0/4+t1/2; tc_of=Th-tc_on;
 end
% Pulses generation
  if (ta_on<=tt)&&(tt<ta_of)
```

```
sa=1;
else
sa=0;
end
if (tb_on<=tt)&&(tt<tb_of)
sb=1;
else
sb=0;
end
if (tc_on<=tt)&&(tt<tc_of)
sc=1;
else
sc=0;
end
Pulses=[sa;sb;sc];
```

Références

- [1] Z. Yao, Y. Wang, B. Liu, B. Zhao, and Y. Jiang, "Fuel consumption and transportation emissions evaluation of mixed traffic flow with connected automated vehicles and human-driven vehicles on expressway," *Energy*, vol. 230, p. 120766, Sep. 2021, doi: 10.1016/J.ENERGY.2021.120766.
- [2] G. Rajendran, C. A. Vaithilingam, N. Misron, K. Naidu, and M. R. Ahmed, "A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations," *J. Energy Storage*, vol. 42, p. 103099, Oct. 2021, doi: 10.1016/j.est.2021.103099.
- [3] "EU proposes effective ban for new fossil-fuel cars from 2035 Times of India." https://timesofindia.indiatimes.com/auto/news/eu-proposes-effective-ban-for-newfossil-fuel-cars-from-2035/articleshow/84433196.cms (accessed Dec. 08, 2022).
- [4] "Volvo says it will be 'fully electric' by 2030, move car sales online." https://www.cnbc.com/2021/03/02/volvo-says-it-will-be-fully-electric-by-2030-move-car-sales-online.html (accessed Dec. 08, 2022).
- [5] "CES 2021: GM says auto sector at 'inflection point' toward zero-emission future | S&P Global Market Intelligence." https://www.spglobal.com/marketintelligence/en/news-insights/latest-news-headlines/ces-2021-gm-says-auto-sector-at-inflection-point-toward-zero-emission-future-62081278 (accessed Dec. 08, 2022).
- [6] "How Volkswagen's Sins Fueled Its Redemption The New York Times." https://www.nytimes.com/2021/03/19/business/volkswagen-electric-cars-shareprice.html (accessed Dec. 08, 2022).
- [7] X. Lü *et al.*, "Energy management of hybrid electric vehicles: A review of energy optimization of fuel cell hybrid power system based on genetic algorithm," *Energy Convers. Manag.*, vol. 205, p. 112474, Feb. 2020, doi: 10.1016/J.ENCONMAN.2020.112474.
- [8] J. P. Trovão, P. G. Pereirinha, H. M. Jorge, and C. H. Antunes, "A multi-level energy management system for multi-source electric vehicles – An integrated rule-based metaheuristic approach," *Appl. Energy*, vol. 105, pp. 304–318, May 2013, doi: 10.1016/J.APENERGY.2012.12.081.
- [9] A. Djerioui *et al.,* "Energy management strategy of Supercapacitor/Fuel Cell energy storage devices for vehicle applications," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 44, no. 41, pp. 23416–23428, Aug. 2019, doi: 10.1016/J.IJHYDENE.2019.07.060.
- [10] K. C. Tseng, Y. C. Chang, and C. A. Cheng, "Implementation and analysis of ultracapacitor charger in hybrid energy-storage system for electric-vehicle

applications," IET Power Electron., vol. 13, no. 9, pp. 1858–1864, Jul. 2020, doi: 10.1049/IET-PEL.2019.1469.

- [11] A. Aghmadi and O. A. Mohammed, "Energy Storage Systems: Technologies and High-Power Applications," *Batter. 2024, Vol. 10, Page 141*, vol. 10, no. 4, p. 141, Apr. 2024, doi: 10.3390/BATTERIES10040141.
- [12] G. H. Eddine, B. Said, A. Houari, A. Dieroui, and T. Mesbahi, "Integral Sliding Mode Control of Synchronous Reluctance Machine based Electric Vehicle Powered by Battery/Supercapacitor Hybrid Source," 2022 19th Int. Multi-Conference Syst. Signals Devices, pp. 2133–2138, May 2022, doi: 10.1109/SSD54932.2022.9955985.
- [13] G. H. Eddine, B. Said, A. Houari, A. Djeroui, T. Mesbahi, and H. Abdelhak, "Energy Management Strategy for Hybrid Power System Implemented with Processor in the Loop," 2022 IEEE Int. Conf. Electr. Sci. Technol. Maghreb, Cist. 2022, 2022, doi: 10.1109/CISTEM55808.2022.10043997.
- [14] H. E. Ghadbane, · Said Barkat, · Azeddine Houari, · Ali Djerioui, · Hadjkaddour Abdelhak, and · Tedjani Mesbahi, "A Load Following Energy Management Strategy for a Battery-Supercapacitor Hybrid Power System Implemented with a PIL Co-Simulation Approach," *Smart Grids Sustain. Energy 2024 92*, vol. 9, no. 2, pp. 1–15, Jul. 2024, doi: 10.1007/S40866-024-00214-4.
- [15] H. E. Ghadbane, S. Barkat, A. Houari, S. Ferahtia, A. Djerioui, and T. Mesbahi, "A New Energy Management Strategy for Electric Vehicles Based on Optimal Adaptive State Machine Control," *Smart Grids Sustain. Energy*, vol. 9, no. 2, pp. 1–15, Dec. 2024, doi: 10.1007/S40866-024-00208-2/TABLES/7.
- [16] H. Peng, J. Li, L. Löwenstein, and K. Hameyer, "A scalable, causal, adaptive energy management strategy based on optimal control theory for a fuel cell hybrid railway vehicle," *Appl. Energy*, vol. 267, 2020, doi: 10.1016/j.apenergy.2020.114987.
- [17] D. Rimpas *et al.*, "Materials Today: Proceedings Energy management and storage systems on electric vehicles: A comprehensive review," *Mater. Today Proc.*, vol. 61, pp. 813–819, 2022, doi: 10.1016/j.matpr.2021.08.352.
- [18] S. Bauer, A. Suchaneck, and F. Puente León, "Thermal and energy battery management optimization in electric vehicles using Pontryagin's maximum principle," J. Power Sources, vol. 246, pp. 808–818, 2014, doi: 10.1016/j.jpowsour.2013.08.020.
- [19] K. Song, X. Wang, F. Li, M. Sorrentino, and B. Zheng, "Pontryagin's minimum principlebased real-time energy management strategy for fuel cell hybrid electric vehicle considering both fuel economy and power source durability," *Energy*, vol. 205, p. 118064, Aug. 2020, doi: 10.1016/J.ENERGY.2020.118064.
- [20] T. Leroy, F. Vidal-Naquet, and P. Tona, "Stochastic Dynamic Programming based Energy Management of HEV's: an Experimental Validation," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 47, no. 3, pp. 4813–4818, Jan. 2014, doi: 10.3182/20140824-6-ZA-1003.01868.
- [21] S. Zhang and R. Xiong, "Adaptive energy management of a plug-in hybrid electric vehicle based on driving pattern recognition and dynamic programming," *Appl. Energy*, vol. 155, pp. 68–78, 2015, doi: 10.1016/j.apenergy.2015.06.003.
- [22] X. Lü *et al.,* "Hybrid electric vehicles: A review of energy management strategies based on model predictive control," *J. Energy Storage*, vol. 56, p. 106112, Dec. 2022, doi: 10.1016/J.EST.2022.106112.
- [23] Z. Lei, D. Qin, L. Hou, J. Peng, Y. Liu, and Z. Chen, "An adaptive equivalent consumption minimization strategy for plug- in hybrid electric vehicles based on traf fi c information," *Energy*, vol. 190, p. 116409, 2020, doi: 10.1016/j.energy.2019.116409.
- [24] M. Dhifli, A. Lashab, J. M. Guerrero, and Y. A. Al-turki, "An Efficient External Energy Maximization-based Energy Management Strategy for a Battery / Supercapacitor of a Micro Grid System Enhanced Intelligent Energy Management System for a Renewable Energy- Based AC Microgrid," no. March 2021, 2020, doi: 10.3390/en13123268.
- [25] Y. Ye, J. Zhang, S. Pilla, A. M. Rao, and B. Xu, "Application of a new type of lithium-sulfur battery and reinforcement learning in plug-in hybrid electric vehicle energy management," *J. Energy Storage*, vol. 59, p. 106546, Mar. 2023, doi: 10.1016/J.EST.2022.106546.
- [26] W. Li *et al.*, "Deep reinforcement learning-based energy management of hybrid battery systems in electric vehicles," *J. Energy Storage*, vol. 36, p. 102355, Apr. 2021, doi: 10.1016/J.EST.2021.102355.
- [27] C. Wu, J. Ruan, H. Cui, B. Zhang, T. Li, and K. Zhang, "The application of machine learning based energy management strategy in multi-mode plug-in hybrid electric vehicle, part I: Twin Delayed Deep Deterministic Policy Gradient algorithm design for hybrid mode," *Energy*, vol. 262, p. 125084, Jan. 2023, doi: 10.1016/J.ENERGY.2022.125084.
- [28] C. Qi, C. Song, F. Xiao, and S. Song, "Generalization ability of hybrid electric vehicle energy management strategy based on reinforcement learning method," *Energy*, vol. 250, p. 123826, Jul. 2022, doi: 10.1016/J.ENERGY.2022.123826.
- [29] K. M. S. Y. Konara, M. Kolhe, and A. Sharma, "Power fl ow management controller within a grid connected photovoltaic based active generator as a fi nite state machine using hierarchical approach with droop characteristics," *Renew. Energy*, vol. 155, pp. 1021–1031, 2020, doi: 10.1016/j.renene.2020.03.138.
- [30] A. U. Rahman, S. S. Zehra, I. Ahmad, and H. Armghan, "Fuzzy supertwisting sliding mode-based energy management and control of hybrid energy storage system in electric vehicle considering fuel economy," *J. Energy Storage*, vol. 37, p. 102468, May 2021, doi: 10.1016/J.EST.2021.102468.
- [31] C. Pan *et al.*, "Grey wolf fuzzy optimal energy management for electric vehicles based on driving condition prediction," *J. Energy Storage*, vol. 44, p. 103398, Dec. 2021, doi: 10.1016/J.EST.2021.103398.
- [32] M. Roche, W. Shabbir, and S. A. Evangelou, "Voltage control for enhanced power electronic efficiency in series hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 5, pp. 3645–3658, May 2017, doi: 10.1109/TVT.2016.2599153.
- [33] B. Yodwong, P. Thounthong, D. Guilbert, and N. Bizon, "Differential flatness-based cascade energy/current control of battery/supercapacitor hybrid source for modern e-

vehicle applications," Mathematics, vol. 8, no. 5, 2020, doi: 10.3390/MATH8050704.

- [34] H. E. Ghadbane, S. Barkat, A. Djerioui, A. Houari, M. Oproescu, and N. Bizon, "Energy management of electric vehicle using a new strategy based on slap swarm optimization and differential flatness control," *Sci. Reports* 2024 141, vol. 14, no. 1, pp. 1–19, Feb. 2024, doi: 10.1038/s41598-024-53396-3.
- [35] B. Yang *et al.*, "Applications of supercapacitor energy storage systems in microgrid with distributed generators via passive fractional-order sliding-mode control," *Energy*, vol. 187, p. 115905, 2019, doi: 10.1016/j.energy.2019.115905.
- [36] H. E. Ghadbane, S. Barkat, A. Houari, A. Djerioui, H. Rezk, and M. Louzazni, "Optimal Adaptive Fractional Order Integral Sliding Mode Controller-Energy Management Strategy for Electric Vehicles Based on Bald Eagle Search Algorithm," Int. J. Energy Res., vol. 2024, 2024, doi: 10.1155/2024/7844084.
- [37] K. L. Maheswari, S. Kavitha, and M. Kathiresh, "Introduction to Electric Vehicles and Hybrid Electric Vehicles," *EAI/Springer Innov. Commun. Comput.*, pp. 1–29, 2022, doi: 10.1007/978-3-030-85424-9_1.
- [38] M. Kumar, K. P. Panda, R. T. Naayagi, R. Thakur, and G. Panda, "Comprehensive Review of Electric Vehicle Technology and Its Impacts: Detailed Investigation of Charging Infrastructure, Power Management, and Control Techniques," *Appl. Sci. 2023*, *Vol. 13, Page 8919*, vol. 13, no. 15, p. 8919, Aug. 2023, doi: 10.3390/APP13158919.
- [39] M. Haghani, F. Sprei, K. Kazemzadeh, Z. Shahhoseini, and J. Aghaei, "Trends in electric vehicles research," *Transp. Res. Part D Transp. Environ.*, vol. 123, p. 103881, Oct. 2023, doi: 10.1016/J.TRD.2023.103881.
- [40] BENARIBA Hassan, "Contribution à la commande d'un véhicule électrique," Thése de doctorat,Université de A. Belkaïd -Tlemcen,Dec. 2018, Accessed: Jun. 22, 2024. [Online]. Available: http://dspace1.univ-tlemcen.dz//handle/112/13696
- [41] V. Poirier, "Savoirs, mobilisations et construction du risque environnemental de l'automobile durant les long sixties à Montréal," Thèse de doctorat , Université du Québec à Montréal ,2018.
- [42] Azizi and Idris, "Contribution à l'amélioration des caractéristiques du fonctionnement d'un véhicule électrique," Thése de doctorat,Université ferhat abbas-sétif1,Nov. 2018, Accessed: Apr. 27, 2024. [Online]. Available: http://dspace.univsetif.dz:8888/jspui/handle/123456789/2964
- [43] D. Rezzak, "Application d'une pile à combustible de type PEM(Proton exchange membrane) dans la traction électrique automobile," Thése de doctorat,Université Jijel,May 2017, Accessed: Apr. 27, 2024. [Online]. Available: http://dspace.univjijel.dz:8080/xmlui/handle/123456789/3352
- [44] I. F. BOUGUENNA, "Commande Robuste d'une Chaine de Traction d'un Véhicule Electrique Multisources," Thése de doctorat, Universite de Sidi bel Abbes, Feb. 2020, Accessed: Apr. 27, 2024. [Online]. Available: http://rdoc.univsba.dz:8080/jspui/handle/123456789/2748

- [45] G. Abad, "Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications," *Power Electron. Electr. Drives Tract. Appl.*, pp. 1–630, Sep. 2016, doi: 10.1002/9781118954454.
- [46] J. Larminie and J. Lowry, "Electric Vehicle Technology Explained: Second Edition," *Electr. Veh. Technol. Explain. Second Ed.*, Jul. 2012, doi: 10.1002/9781118361146.
- [47] R. S. Sankarkumar and R. Natarajan, "Energy management techniques and topologies suitable for hybrid energy storage system powered electric vehicles: An overview," Int. Trans. Electr. Energy Syst., vol. 31, no. 4, pp. 1–30, 2021, doi: 10.1002/2050-7038.12819.
- [48] J. Y. Yong, V. K. Ramachandaramurthy, K. M. Tan, and N. Mithulananthan, "A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 49, pp. 365–385, Sep. 2015, doi: 10.1016/J.RSER.2015.04.130.
- [49] S. J. Gerssen-Gondelach and A. P. C. Faaij, "Performance of batteries for electric vehicles on short and longer term," *J. Power Sources*, vol. 212, pp. 111–129, Aug. 2012, doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2012.03.085.
- [50] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, and A. Emadi, "Electrochemical and Electrostatic Energy Storage and Management Systems for Electric Drive Vehicles: State-of-the-Art Review and Future Trends," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 1117–1134, Sep. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2566583.
- [51] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, Jul. 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [52] H. Xing, C. Stuart, S. Spence, and H. Chen, "Fuel Cell Power Systems for Maritime Applications: Progress and Perspectives," *Sustain. 2021, Vol. 13, Page 1213*, vol. 13, no. 3, p. 1213, Jan. 2021, doi: 10.3390/SU13031213.
- [53] X. Zhang and C. Mi, "Vehicle Power Management: Modeling, Control and Optimization," *Power Syst.*, vol. 51, 2011, doi: 10.1007/978-0-85729-736-5/COVER.
- [54] K. T. Chau, "Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application," IEEE Books, 2015. https://ieeexplore.ieee.org/book/7123280 (accessed Apr. 27, 2024).
- [55] S. Njoya Motapon, N. Motapon, and Souleman, "Design and simulation of a fuel cell hybrid emergency power system for a more electric aircraft: Evaluation of energy management schemes," *PhDT*, 2013, Accessed: Apr. 27, 2024. [Online]. Available: https://ui.adsabs.harvard.edu/abs/2013PhDT......110N/abstract
- [56] Nicolas Allali, "Convertisseur haut rendement à dimensionnement réduit pour batterie hybridée puissance/énergie de véhicule électrique: Principe de source de courant contrôlée," Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille,2016.
- [57] A. Haddoun, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, and K. Srairi, "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 1, pp. 81–88, Jan. 2007, doi: 10.1109/TVT.2006.889562.
- [58] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, N. C. Cheung, "Selection of electric motor deives for electric vehicles," 2008 Australasian Universities Power Engineering Conference, 14-17 Dec.

2008. https://ieeexplore.ieee.org/document/4813059 (accessed Apr. 28, 2024).

- [59] W. Xu, J. Zhu, Y. Guo, S. Wang, Y. Wang, and Z. Shi, "Survey on electrical machines in electrical vehicles," 2009 Int. Conf. Appl. Supercond. Electromagn. Devices, ASEMD 2009, pp. 167–170, 2009, doi: 10.1109/ASEMD.2009.5306667.
- [60] G. V. Kumar, C. H. Chuang, M. Z. Lu, and C. M. Liaw, "Development of an Electric Vehicle Synchronous Reluctance Motor Drive," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 5, pp. 5012–5024, May 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.2983546.
- [61] H. E. Ghadbane, "Enhanced Integral-Backstepping Control for Synchronous Reluctance Machines in Traction Applications," *Int. J. Adv. Nat. Sci. Eng. Res.*, vol. 7, no. 8, pp. 54– 59, Oct. 2023, doi: 10.59287/IJANSER.1601.
- [62] Phuoc Hoa Truong, "Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable : approches par la conception et par la commande." Thése de doctorat ,Université de Haute Alsace-Mulhouse,2016. France
- [63] D. Herrera, J. Villegas, E. Galván, and J. M. Carrasco, "Powertrain EV synchronous reluctance motor design with redundant topology with novel control," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 13, no. 11, pp. 1647–1659, Nov. 2019, doi: 10.1049/IET-EPA.2018.5891.
- [64] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, and A. Vagati, "Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.*, vol. 1, pp. 474–479, 2005, doi: 10.1109/IAS.2005.1518350.
- [65] T. Raminosoa, "Optimisation des performances des machines synchro-réluctantes par réseaux de perméances," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006. Français. 2006.
- [66] R.R.Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications" Thèse de Doctorat, Stockholm, Sweden, 2011.
- [67] N. Sulaiman, M. A. Hannan, A. Mohamed, E. H. Majlan, and W. R. Wan Daud, "A review on energy management system for fuel cell hybrid electric vehicle: Issues and challenges," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 52, pp. 802–814, Dec. 2015, doi: 10.1016/J.RSER.2015.07.132.
- [68] A. Ostadi, M. Kazerani, and S. K. Chen, "Hybrid Energy Storage System (HESS) in vehicular applications: A review on interfacing battery and ultra-capacitor units," 2013 IEEE Transp. Electrif. Conf. Expo Components, Syst. Power Electron. - From Technol. to Bus. Public Policy, ITEC 2013, 2013, doi: 10.1109/ITEC.2013.6573471.
- [69] L. Gao, R. A. Dougal, and S. Liu, "Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 236–243, Jan. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2004.839784.
- [70] G. Nielson and A. Emadi, "Hybrid energy storage systems for high-performance hybrid electric vehicles," 2011 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2011, 2011, doi: 10.1109/VPPC.2011.6043052.
- [71] A. Kuperman, I. Aharon, S. Malki, and A. Kara, "Design of a semiactive batteryultracapacitor hybrid energy source," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 806–

815, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2203361.

- [72] J. M. Miller, U. Deshpande Dr., T. J. Dougherty, and T. Bohn Dr., "Power electronic enabled active hybrid energy storage system and its economic viability," *Conf. Proc. -IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 190–198, 2009, doi: 10.1109/APEC.2009.4802654.
- [73] A. Di Napoli, F. Crescimbini, F. Giulii Capponi, and L. Solero, "Control strategy for multiple input DC-DC power converters devoted to hybrid vehicle propulsion systems," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 3, pp. 1036–1041, 2002, doi: 10.1109/ISIE.2002.1025887.
- [74] M. A. Hannan, F. A. Azidin, and A. Mohamed, "Multi-sources model and control algorithm of an energy management system for light electric vehicles," *Energy Convers. Manag.*, vol. 62, pp. 123–130, Oct. 2012, doi: 10.1016/J.ENCONMAN.2012.04.001.
- [75] C. H. Tu and A. Emadi, "A novel series-parallel reconfigurable hybrid energy storage system for electrified vehicles," 2012 IEEE Transp. Electrif. Conf. Expo, ITEC 2012, 2012, doi: 10.1109/ITEC.2012.6243502.
- [76] D. D. Tran, M. Vafaeipour, M. El Baghdadi, R. Barrero, J. Van Mierlo, and O. Hegazy, "Thorough state-of-the-art analysis of electric and hybrid vehicle powertrains: Topologies and integrated energy management strategies," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 119, p. 109596, Mar. 2020, doi: 10.1016/J.RSER.2019.109596.
- [77] A. Ravey, B. Blunier, and A. Miraoui, "Control strategies for fuel-cell-based hybrid electric vehicles: From offline to online and experimental results," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 6, pp. 2452–2457, 2012, doi: 10.1109/TVT.2012.2198680.
- [78] D. Zhou, A. Al-Durra, I. Matraji, A. Ravey, and F. Gao, "Online Energy Management Strategy of Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles: A Fractional-Order Extremum Seeking Method," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 8, pp. 6787–6799, Aug. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2803723.
- [79] E. Vinot, R. Trigui, and B. Kabalan, "Rule-based energy management of hybrid electric vehicles focus on load following strategy," *Encycl. Electr. Electron. Power Eng. Vol. 1-3*, vol. 3, pp. 529–541, Jan. 2023, doi: 10.1016/B978-0-12-821204-2.00080-5.
- [80] X. Zhao *et al.*, "Energy management strategies for fuel cell hybrid electric vehicles: Classification, comparison, and outlook," *Energy Convers. Manag.*, vol. 270, p. 116179, Oct. 2022, doi: 10.1016/J.ENCONMAN.2022.116179.
- [81] Y. Cao, M. Yao, and X. Sun, "An Overview of Modelling and Energy Management Strategies for Hybrid Electric Vehicles," *Appl. Sci. 2023, Vol. 13, Page 5947*, vol. 13, no. 10, p. 5947, May 2023, doi: 10.3390/APP13105947.
- [82] M. Guemri, "Heuristiques optimisées et robustes de résolution du problème de gestion d'énergie pour les véhicules électriques et hybrides," Thése de doctorat, École doctorale Systèmes, Toulouse; 2013.
- [83] S. G. Wirasingha and A. Emadi, "Classification and review of control strategies for plugin hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 1, pp. 111–122, Jan.

2011, doi: 10.1109/TVT.2010.2090178.

- [84] C. Shu-Mei, T. De-Wen, and Z. Qian-Fan, "Study of hybrid energy control strategy for hybrid electric drive system in all electric combat vehicles," 2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2008, 2008, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677639.
- [85] B. C. Chen, Y. Y. Wu, and H. C. Tsai, "Design and analysis of power management strategy for range extended electric vehicle using dynamic programming," *Appl. Energy*, vol. 113, pp. 1764–1774, Jan. 2014, doi: 10.1016/J.APENERGY.2013.08.018.
- [86] N. Bizon and M. Oproescu, "Experimental Comparison of Three Real-Time Optimization Strategies Applied to Renewable/FC-Based Hybrid Power Systems Based on Load-Following Control," *Energies 2018, Vol. 11, Page 3537*, vol. 11, no. 12, p. 3537, Dec. 2018, doi: 10.3390/EN11123537.
- [87] N. Bizon, "Real-time optimization strategies of Fuel Cell Hybrid Power Systems based on Load-following control: A new strategy, and a comparative study of topologies and fuel economy obtained," *Appl. Energy*, vol. 241, pp. 444–460, May 2019, doi: 10.1016/J.APENERGY.2019.03.026.
- [88] I. Azizi and H. Radjeai, "A new strategy for battery and supercapacitor energy management for an urban electric vehicle," *Electr. Eng.*, vol. 100, no. 2, pp. 667–676, Jun. 2018, doi: 10.1007/S00202-017-0535-1/METRICS.
- [89] T. Mesbahi, "Influence des stratégies de gestion d'une source hybride de véhicule électrique sur son dimensionnement et sa durée de vie par intégration d'un modèle multi-physique | Theses.fr," 2016.
- [90] H. Alloui, M. Becherif, and K. Marouani, "Modelling and frequency separation energy management of fuel cell-battery hybrid sources system for hybrid electric vehicle," 2013 21st Mediterr. Conf. Control Autom. MED 2013 - Conf. Proc., pp. 646–651, 2013, doi: 10.1109/MED.2013.6608791.
- [91] H. Alloui, K. Marouani, M. Becherif, M. N. Sid, and M. E. H. Benbouzid, "A control strategy scheme for fuel cell-vehicle based on frequency separation," 2014 1st Int. Conf. Green Energy, ICGE 2014, pp. 170–175, 2014, doi: 10.1109/ICGE.2014.6835417.
- [92] P. J. Tritschler, S. Bacha, E. Rullière, and G. Husson, "Energy management strategies for an embedded fuel cell system on agricultural vehicles," 19th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2010, 2010, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608314.
- [93] M. Ibrahim, S. Jemei, G. Wimmer, N. Y. Steiner, C. C. Kokonendji, and D. Hissel, "Selection of mother wavelet and decomposition level for energy management in electrical vehicles including a fuel cell," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 45, pp. 15823– 15833, Dec. 2015, doi: 10.1016/J.IJHYDENE.2015.06.055.
- [94] Y. Ates, O. Erdinc, M. Uzunoglu, and B. Vural, "Energy management of an FC/UC hybrid vehicular power system using a combined neural network-wavelet transform based strategy," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 35, no. 2, pp. 774–783, Jan. 2010, doi: 10.1016/J.IJHYDENE.2009.11.021.
- [95] B. Blunier, M. G. Simões, and A. Miraoui, "Fuzzy logic controller development of a

hybrid fuel cell-battery auxiliary power unit for remote applications," 2010 9th IEEE/IAS Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2010, 2010, doi: 10.1109/INDUSCON.2010.5739890.

- [96] R. Zhang, J. Tao, and H. Zhou, "Fuzzy optimal energy management for fuel cell and supercapacitor systems using neural network based driving pattern recognition," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 27, no. 1, pp. 45–57, Jan. 2019, doi: 10.1109/TFUZZ.2018.2856086.
- [97] Q. Jiang, O. Béthoux, F. Ossart, E. Berthelot, and C. Marchand, "A comparison of realtime energy management strategies of FC/SC hybrid power source: Statistical analysis using random cycles," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 46, no. 63, pp. 32192–32205, Sep. 2021, doi: 10.1016/J.IJHYDENE.2020.06.003.
- [98] L. N. Degliuomini, D. Zumoffen, M. Basualdo, D. Feroldi, and J. Riera, "Adaptive predictive robust control for fuel cells hybrid vehicles," 2010 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2010, 2010, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729254.
- [99] N. Bizon, A. G. Mazare, L. M. Ionescu, and F. M. Enescu, "Optimization of the proton exchange membrane fuel cell hybrid power system for residential buildings," *Energy Convers. Manag.*, vol. 163, pp. 22–37, May 2018, doi: 10.1016/J.ENCONMAN.2018.02.025.
- [100] J. J. Moré, P. F. Puleston, E. Fossas, and C. Kunusch, "Decoupled inputs sliding mode controllers for a fuel cell-supercapacitor module in hybrid generation applications," *Int. J. Energy Environ. Eng.*, vol. 10, no. 3, pp. 257–269, Sep. 2019, doi: 10.1007/S40095-019-0307-Y/FIGURES/19.
- [101] M. Y. Ayad, M. Becherif, and A. Henni, "Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 10, pp. 2627–2634, Oct. 2011, doi: 10.1016/J.RENENE.2010.06.012.
- [102] H. Sun, Z. Fu, F. Tao, L. Zhu, and P. Si, "Data-driven reinforcement-learning-based hierarchical energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 455, p. 227964, Apr. 2020, doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2020.227964.
- [103] T. S. Babu, K. R. Vasudevan, V. K. Ramachandaramurthy, S. B. Sani, S. Chemud, and R. M. Lajim, "A Comprehensive Review of Hybrid Energy Storage Systems: Converter Topologies, Control Strategies and Future Prospects," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 148702–148721, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3015919.
- [104] M. Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2210564.
- [105] M. Chen and G. A. Rincón-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, Jun. 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.874229.
- [106] S. Bhide and T. Shim, "Novel predictive electric Li-ion battery model incorporating thermal and rate factor effects," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 3, pp. 819–829, Mar. 2011, doi: 10.1109/TVT.2010.2103333.
- [107] T. Mesbahi, F. Khenfri, N. Rizoug, K. Chaaban, P. Bartholomeüs, and P. Le Moigne,

"Dynamical modeling of Li-ion batteries for electric vehicle applications based on hybrid Particle Swarm–Nelder–Mead (PSO–NM) optimization algorithm," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 131, pp. 195–204, Feb. 2016, doi: 10.1016/J.EPSR.2015.10.018.

- [108] R. Hidalgo León, G. Almeida Pazmiño, P. Jácome Ruiz, G. Soriano Idrovo, and J. Urquizo Guevara, "A Survey on Technologies to Implement Battery Emulators based on DC/DC Power Converters," Sep. 2016, doi: 10.18687/LACCEI2016.1.1.098.
- [109] H. E. Ghadbane, H. Rezk, S. Ferahtia, S. Barkat, and M. Al-Dhaifallah, "Optimal parameter identification strategy applied to lithium-ion battery model for electric vehicles using drive cycle data," *Energy Reports*, vol. 11, pp. 2049–2058, Jun. 2024, doi: 10.1016/J.EGYR.2024.01.073.
- [110] O. Tremblay and L. A. Dessaint, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications," World Electr. Veh. J. 2009, Vol. 3, Pages 289-298, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, Jun. 2009, doi: 10.3390/WEVJ3020289.
- [111] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," *VPPC 2007 - Proc. 2007 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 284–289, 2007, doi: 10.1109/VPPC.2007.4544139.
- [112] S. Njoya Motapon, L. A. Dessaint, and K. Al-Haddad, "A comparative study of energy management schemes for a fuel-cell hybrid emergency power system of more-electric aircraft," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1320–1334, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2257152.
- [113] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, A. Khaligh, and O. C. Onar, "Advanced Electric Drive Vehicles," *Adv. Electr. Drive Veh.*, Oct. 2014, doi: 10.1201/9781315215570.
- [114] M. S. Perdigao, J. P. Trovao, J. M. Alonso, P. G. Pereirinha, and E. S. Saraiva, "Experimental large-signal characterization of power inductors in bidirectional electric vehicle DC-DC converters for simulation analysis," 2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013, 2013, doi: 10.1109/EPE.2013.6634438.
- [115] Mário A. Silva, João P. Trovão, Paulo G. Pereirinha, "Implementation of a multiple input DC-DC converter for Electric Vehicle power system," 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE) 7-9 July 2011. https://ieeexplore.ieee.org/document/6028283 (accessed Apr. 29, 2024).
- [116] Robert Bausière ,"les-convertisseurs-de-l-electronique-de-puissance," livres, 05/09/1997 https://www.decitre.fr/livres/les-convertisseurs-de-l-electronique-de-puissance-9782743001391.html (accessed Apr. 29, 2024).
- [117] Toufik Azib "Contribution à l'Etude d'Electro-générateurs à Pile à Combustible: Conceptions d'Architectures et de Leurs Commandes." Thèse de Doctorat, Université de Paris-Su, 2010.
- [118] H. B. Zhou, B. Long, and B. G. Cao, "New energy recovery H∞ robust controller for electric bicycles," *Int. J. Automot. Technol.*, vol. 14, no. 2, pp. 283–289, Apr. 2013, doi: 10.1007/S12239-013-0032-0/METRICS.
- [119] A. Benmouna, "Gestion énergétique reconfigurable d'un véhicule électrique basée sur

l'identification en ligne des sources embarquées," 2019.

- [120] I. Husain, "Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals, SECOND EDITION," Electr. Hybrid Veh. Des. Fundam. Second Ed., pp. 1–487, Jan. 2010, doi: 10.1201/9781439894972/ELECTRIC-HYBRID-VEHICLES-IQBAL-HUSAIN.
- [121] G. Sturtzer, "Modèle inverse et réduction de l'ondulation de couple pour machines synchrones déduits des courbes isocouples : Extension de la transformation de Park pour moteurs synchrones à pôles saillants non sinusoïdaux et saturés | Theses.fr," 2001.
- [122] S. Akyol and B. Alatas, "Plant intelligence based metaheuristic optimization algorithms," Artif. Intell. Rev., vol. 47, no. 4, pp. 417–462, Apr. 2017, doi: 10.1007/S10462-016-9486-6/METRICS.
- [123] J. Zhu *et al.*, "Investigation of lithium-ion battery degradation mechanisms by combining differential voltage analysis and alternating current impedance," *J. Power Sources*, vol. 448, p. 227575, Feb. 2020, doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2019.227575.
- [124] Q. Wang, J. Kang, Z. Tan, and M. Luo, "An online method to simultaneously identify the parameters and estimate states for lithium ion batteries," *Electrochim. Acta*, vol. 289, pp. 376–388, Nov. 2018, doi: 10.1016/J.ELECTACTA.2018.08.076.
- [125] D. Andre, A. Nuhic, T. Soczka-Guth, and D. U. Sauer, "Comparative study of a structured neural network and an extended Kalman filter for state of health determination of lithium-ion batteries in hybrid electricvehicles," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 26, no. 3, pp. 951–961, Mar. 2013, doi: 10.1016/J.ENGAPPAI.2012.09.013.
- [126] L. Sánchez, I. Couso, and C. Blanco, "A class of Monotone Fuzzy rule-based Wiener systems with an application to Li-ion battery modelling," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 64, pp. 367–377, Sep. 2017, doi: 10.1016/J.ENGAPPAI.2017.06.029.
- [127] A. Kumar, D. Saikat, S. Dilip, and K. Pratihar, "An Improved Design of Knee Orthosis Using Self - Adaptive Bonobo Optimizer (SaBO)," J. Intell. Robot. Syst., 2023, doi: 10.1007/s10846-022-01802-1.
- [128] H. Su *et al.*, "RIME: A physics-based optimization," *Neurocomputing*, vol. 532, pp. 183–214, 2023, doi: 10.1016/j.neucom.2023.02.010.
- [129] M. Dehghani, S. Hubalovsky, and P. Trojovsky, "Northern Goshawk Optimization: A New Swarm-Based Algorithm for Solving Optimization Problems," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 162059–162080, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3133286.
- [130] E. Trojovska, M. Dehghani, and P. Trojovsky, "Zebra Optimization Algorithm: A New Bio-Inspired Optimization Algorithm for Solving Optimization Algorithm," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 49445–49473, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3172789.
- [131] D. H. Wolpert and W. G. Macready, "No free lunch theorems for optimization," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 1, no. 1, pp. 67–82, 1997, doi: 10.1109/4235.585893.
- [132] M. Dehghani and P. Trojovský, "Osprey optimization algorithm: A new bio-inspired metaheuristic algorithm for solving engineering optimization problems," *Front. Mech. Eng.*, vol. 8, no. January, 2023, doi: 10.3389/fmech.2022.1126450.

- [133] L. Abualigah, A. Diabat, S. Mirjalili, M. Abd Elaziz, and A. H. Gandomi, "The Arithmetic Optimization Algorithm," *Comput. Methods Appl. Mech. Eng.*, vol. 376, p. 113609, 2021, doi: 10.1016/j.cma.2020.113609.
- [134] S. Zhao, T. Zhang, S. Ma, and M. Chen, "Dandelion Optimizer: A nature-inspired metaheuristic algorithm for engineering applications," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 114, no. May, p. 105075, 2022, doi: 10.1016/j.engappai.2022.105075.
- [135] H. A. Shehadeh, "Chernobyl disaster optimizer (CDO): a novel meta-heuristic method for global optimization," *Neural Comput. Appl.*, vol. 35, no. 15, pp. 10733–10749, 2023, doi: 10.1007/s00521-023-08261-1.
- [136] R. T. Yadlapalli, A. Kotapati, R. Kandipati, and C. S. Koritala, "A review on energy efficient technologies for electric vehicle applications," *J. Energy Storage*, vol. 50, p. 104212, Jun. 2022, doi: 10.1016/J.EST.2022.104212.
- [137] A. Benmouna, M. Becherif, D. Depernet, C. Dépature, and L. Boulon, "Nonlinear control and optimization of hybrid electrical vehicle under sources limitation constraints," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 45, no. 19, pp. 11255–11266, Apr. 2020, doi: 10.1016/J.IJHYDENE.2018.12.227.
- [138] J. J. Jui, M. A. Ahmad, M. M. I. Molla, and M. I. M. Rashid, "Optimal energy management strategies for hybrid electric vehicles: A recent survey of machine learning approaches," J. Eng. Res., Jan. 2024, doi: 10.1016/J.JER.2024.01.016.
- [139] "Systems and Control in the Twenty-First Century," Syst. Control Twenty-First Century, 1997, doi: 10.1007/978-1-4612-4120-1.
- [140] P. Thounthong *et al.*, "Performance investigation of high-energy high-power densities storage devices by li-ion battery and supercapacitor for fuel cell/photovoltaic hybrid power plant for autonomous system applications," *IEEE Ind. Appl. Soc. - 51st Annu. Meet. IAS 2015, Conf. Rec.*, Dec. 2015, doi: 10.1109/IAS.2015.7356844.
- [141] P. Thounthong, P. Tricoli, and B. Davat, "Performance investigation of linear and nonlinear controls for a fuel cell/supercapacitor hybrid power plant," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 54, pp. 454–464, Jan. 2014, doi: 10.1016/J.IJEPES.2013.07.033.
- [142] P. Thounthong *et al.*, "Nonlinear Differential Flatness-Based Speed/Torque Control with State-Observers of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2874–2884, May 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2800678.
- [143] H. Rezk and R. M. Ghoniem, "Optimal Load Sharing between Lithium-Ion Battery and Supercapacitor for Electric Vehicle Applications," World Electr. Veh. J. 2023, Vol. 14, Page 201, vol. 14, no. 8, p. 201, Jul. 2023, doi: 10.3390/WEVJ14080201.
- [144] S. Mirjalili, A. H. Gandomi, S. Z. Mirjalili, S. Saremi, H. Faris, and S. M. Mirjalili, "Salp Swarm Algorithm: A bio-inspired optimizer for engineering design problems," *Adv. Eng. Softw.*, vol. 114, pp. 163–191, Dec. 2017, doi: 10.1016/J.ADVENGSOFT.2017.07.002.
- [145] M. Dagbagi, L. Idkhajine, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhodja, "FPGA implementation of Power Electronic Converter real-time model," SPEEDAM 2012 - 21st Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, pp. 658–663, 2012, doi:

10.1109/SPEEDAM.2012.6264543.

- [146] C. a Monje, Y. Q. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu, *Fractional-order Systems and Controls. Fundamentals and Applications*. 2010. doi: 10.1007/978-1-84996-335-0.
- [147] M. M. A. Ansari, W. A. Cronje, and A. Meyer, "Evaluation of a reluctance synchronous motor: For use in an Electric Mine Shuttle Vehicle (EMSV)," 2012 IEEE Int. Electr. Veh. Conf. IEVC 2012, 2012, doi: 10.1109/IEVC.2012.6183195.
- [148] H. A. Alsattar, A. A. Zaidan, and B. B. Zaidan, "Novel meta-heuristic bald eagle search optimisation algorithm," *Artif. Intell. Rev.*, vol. 53, no. 3, pp. 2237–2264, 2020, doi: 10.1007/s10462-019-09732-5.