

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en Sciences

Spécialité : Electronique

Option : Contrôle et Systemes

Commande Robuste d'une Chaine de Traction d'un Véhicule Electrique Multisources

Présentée par :
BOUGUENNA Ibrahim Farouk

Soutenue publiquement le : 13/02/ 2020

Devant le jury composé de :

M. ABID HAMZA	Président de Jury	Professeur à l'Université de Sidi bel Abbès
M. AZAIZ AHMED	Directeur	MCA à l'Université de Sidi bel Abbès
M. TAHOUR AHMED	Co-Directeur	Professeur à l'ESSA de Tlemcen
M. MEROUFEL ABDELKADER	Examineur	Professeur à l'Université de Sidi bel Abbès
M. AISSAOUI ABDELGHANI	Examineur	Professeur à l'Université de Bechar
M. TALEB RACHID	Examineur	Professeur à l'Université de Chelef

Remerciements

Le plus grand merci revient avant tout à "Dieu" qui, lui seul, nous a guidé dans le bon chemin durant notre vie et qui nous a donné le courage, la volonté, et la force pour élaborer ce travail de recherche.

Je tiens, tout d'abord, à remercier Monsieur AZAIZ AHMED, Maitre de conférences A à l'université de Sidi bel Abbess, d'avoir accepté de diriger mes travaux de recherches et pour ses conseils, corrections et aides précieuses qui m'ont permis de progresser tout au long de ce travail.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur TAHOUR AHMED, Professeur à l'université de Tlemcen, pour son excellent encadrement, sa disponibilité, sa gentillesse, ses qualités humaines et pour tout ce qu'il m'a apporté durant la thèse. Merci...

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur ABID HAMZA, Professeur à l'université de Sidi bel Abbess, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury.

Je tiens également à remercier :
Monsieur MEROUFEL ABDELKADER, Professeur à l'université de Sidi bel Abbess, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner,

Monsieur AISSAOUI ABDELGHANI, Professeur à l'université de Bechar, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce modeste travail,

Monsieur TALEB RACHID, Professeur à l'université de Chelef, d'avoir accepté juger ce travail.

La réalisation de cette thèse ne saurait être possible sans le soutien inconditionnel des proches tout au long de ce travail. C'est pourquoi, c'est avec un grand plaisir et une grande reconnaissance je remercie tous mes collègues et mes amis sans oublier les membres de ma famille, en particulier mes parents, pour leurs encouragements et leur appui moral qui m'ont permis de mener à bon terme ce travail.

Dédicaces

À mes parents pour leur soutien continu et leurs encouragements.

À mes très chères petites filles Maya et Leila.

À toute la famille.

Résumé

La crise du pétrole et les contraintes écologiques obligent de nombreux fabricants d'automobiles à développer des programmes de recherche importants dans le développement des véhicules électriques et hybrides électriques. Ainsi, afin de garder nos acquis en termes de mobilité, il est extrêmement important de trouver des solutions de propulsion propres et efficaces. C'est pourquoi, la commande optimale systémique et la gestion d'énergie dans les véhicules électriques est un enjeu majeur. Dans ce contexte, cette thèse concerne principalement le système de propulsion qui pourrait être optimisé pour une gestion efficace de l'énergie et une installation facile des sources d'énergie dans la voiture (pile à combustible, batterie).

Le travail présenté fait l'objectif de deux grands axes :

La première partie se focalise sur la commande du groupe motopropulseur par la technique mode glissant en premier lieu, et suite aux inconvénients de cette technique (chattering), une méthode de contrôle a été proposée pour réduire le broutement, telle que la commande en mode de glissement flou hybride (HFSMC). Malgré l'application de ces deux méthodes mentionnées ci-dessus, nous pouvons conclure que ces deux techniques ne peuvent pas éliminer complètement le problème de broutement dans le moteur électrique (MSAP) du véhicule, affectant ainsi les performances du véhicule. Pour cette raison on a suggéré de combiner les points forts de trois méthodes telles que le mode glissant, la logique floue, et les réseaux de neurones en les rassemblant dans une stratégie hybride et robuste, afin d'éliminer le problème du chattering et de garantir l'amélioration de l'efficacité énergétique. Cette stratégie appliquée au système global VE (MSAP et dynamique du véhicule) avec un cycle de conduite réel.

Alors que le deuxième axe, qui concerne les sources d'énergie, un gestionnaire d'énergie dont le rôle est de choisir à chaque instant la meilleure répartition de puissance entre les différentes sources d'énergie d'une manière à commander efficacement l'énergie fournie par les différentes sources.

Les résultats de simulation ont montré un fonctionnement fiable du système.

Mots Clés : Véhicule Electrique, Mode glissant, Logique floue, Réseaux neurones, Pile à combustible, Batterie, MSAP, gestionnaire d'énergie.

Abstract

The oil crisis and environmental constraints are forcing many car manufacturers to develop important research programs in the development of electric and hybrid electric vehicles. So, in order to maintain our mobility experience, it is extremely important to find clean and efficient propulsion solutions. This is why systemic optimal control and energy management in electric vehicles is a major issue. In this context, this thesis mainly concerns the propulsion system that could be optimized for efficient energy management and easy installation of energy sources in the car (fuel cell, battery).

The work presented in this thesis deals with two main axes :

The first part focuses on the control of the powertrain by the sliding mode control, due to the drawbacks (chattering) of this technique, a control method has been proposed to reduce chattering such as Hybrid Fuzzy Sliding Mode Control (HF-SMC). Despite the application of these methods mentioned above, we can see that these techniques can not completely eliminate the problem of chattering in the electric motor (PMSM) of the vehicle, thus affecting the performance of the vehicle. For this reason it was suggested to combine the strengths of three methods such as sliding mode, fuzzy logic, and neural networks by assembling them in a hybrid and robust strategy, to eliminate the problem of chattering and to guarantee the improvement of energy efficiency. This strategy was applied to the VE global system (PMSM and vehicle dynamics) under a real driving cycle. While the second axis, which concerns energy sources, an energy manager whose role is to choose at each moment the best power distribution between the different energy sources in a way to effectively control the energy provided by the different sources.

The simulation results have allowed the system to operate reliably.

Keywords : Electric Vehicle, Sliding Mode, Fuzzy Logic, Neural Networks, Fuel Cell, Battery, PMSM, Energy Manager.

Notations

F_a : Force aérodynamique
 F_g : Force gravité
 F_r : Force de roulement
 F_d : Force de perturbation
 F_t : Force de traction
 A_f : Surface frontale
 C_d : Traînée aérodynamique
 v : Vitesse du véhicule
 m_v : Masse du véhicule
 ρ_a : La densité de l'air ambiant
 g : Accélération gravitationnelle
 C_r : Résistance au roulement
 α : Inclinaisons
 γ : Rapport de transmission total
 θ_e : Le moment d'inertie total du groupe motopulseur
 V_{act} : La surtension d'activation
 E : La tension théorique à vide
 V_{ohm} : La surtension ohmique
 V_{conc} : La surtension de concentration
 Δg_f : L'énergie libre de Gibbs
 F : La constante de Faraday
 E : Tension à vide de la pile à combustible
 i : Densité de courant délivrée par la pile à combustible
 t_m : L'épaisseur de la membrane
 σ_m : La conductivité de la membrane
 $T_{fc}(K)$: Température de la pile à combustible
 $p_{ca}(bar)$: Pression à la cathode
 $p_{H_2}, p_{O_2}(bar)$: Pressions partielles de l'oxygène dans la cathode et de l'hydrogène dans l'anode
 SOC : L'état de charge de la batterie.
 C_{bat} : La capacité nominale de la batterie.
 Q_d : La quantité de charge manquante par rapport à C_{bat} .
 $V_{cell.ch}$: La tension en pleine charge d'une cellule à P à C de type PEM
 V_{dc} : La tension du bus continu.
 A_{fc} : La surface active de la cellule
 J_{ch} : La densité de courant à la puissance maximale
 $P_{120 km/h}, P_{100 km/h}$: Les puissances demandées par le véhicule pour les vitesses 120 et 100 km/h
 C_{bat} : La capacité nominale des batteries
 P_{bat} : La puissance délivrée par le pack de batterie

V_{bat} : La tension nominale du pack de batterie
 $Auton$: La durée d'autonomie de pack des batteries
 DOD : La profondeur de décharge des batteries
 I_{CH} : Courant de charge
 f : Fréquence de découpage
 I_{bat} : Courant de la batterie
 $I_{bat DC}$: Courant de la batterie injecté dans le bus continu
 L_{bat} : Inductance de lissage
 u_1 : Signal de contrôle de l'interrupteur k_1
 u_2 : Signal de contrôle de l'interrupteur k_2
 r : Taux de modulation
 $a-b-c$: Repère stationnaire triphasé
 $\alpha-\beta$: Cadre de référence
 i_a, i_b, i_c : Courants du stator phase a , phase b , phase c
 u_a, u_b, u_c : Tensions du stator phase a , phase b , phase c
 ψ_a, ψ_b, ψ_c : Liaisons de flux du stator
 θ : Angle électrique du rotor
 L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Inductances propres du stator
 $L_{ab}, L_{ba}, L_{bc}, L_{cb}, L_{ca}, L_{ac}$: Inductances mutuelles
 ψ_m : Amplitude du flux produit par les aimants permanents
 L_{ls} : Inductance de fuite de l'enroulement du stator
 L_{0s} : Inductance moyenne due au flux d'espace d'entrefer
 L_{ss} : La fluctuation d'inductance due à la saillance
 R_a, R_b, R_c : Résistances du stator
 $d-q$: Repère biphasé
 θ_r : Angle de transformation $d-q$
 $\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$: Les flux établies par un aimant permanent dans les enroulements de phase du stator
 $[\psi_r]$: La matrice de flux due à l'aimant permanent.
 T_e : Couple électromagnétique
 Ω_r : Vitesse mécanique du rotor
 p : Nombre de paires de pôles
 T_r : Couple résistant
 f : Coefficient des frottements
 J : Moment d'inertie
 X : Vecteur d'état
 U : Vecteur de commande
 A : Matrice fondamentale qui caractérise le système
 B : Matrice d'application de la commande
 C : Matrice de sortie (matrice d'observation)
 $\mu_A(x)$: Fonction d'appartenance
 Δe : Variation de l'erreur
 ΔU : Variation de la commande W_i : poids Ω_m : La vitesse mesurée pour MSAP.

Acronymes

VE : Véhicule Electrique
BEV :Battery Electric Vehicle
HEV :Hybrid Electric Vehicle
PHEV :Plug-In Hybrid Electric Vehicle
ICE :Intern Combustion Engine
MSAP : Moteurs Synchrones à Aimants Permanents
PMSM :Permanant Magnet Synchronous Motor
DC/DC : Direct Current/ Direct Current
DC/AC : Direct Current/ Alternatif Current
AC/DC : Alternatif Current/ Direct Current
MLI :Modulation par Largeur d'Impulsion
PEM : Proton Exchange membrane
SMC :Sliding Mode Control
HFSM : Hybrid Fuzzy Sliding Mode Control
PI : Proportional Integral
CMG : Commande par Mode Glissant
SSV : Système à Structure Variable
FLC :Fuzzy Logic Control
HFSMC : Hybrid Fuzzy Sliding Mode Control
RNA : Réseaux de Neurones Artificielles
LF : Logique Floue
NF :Neuro-Floue
ANFIS : Adaptatif Neuro Fuzzy Inference System
MF : Member Function
NEDC : New European Driving Cycle
UDC : Urbain Drive Cycle
EUDC : Extra Urbain Drive Cycle
PAC : Pile à Combustible
FTP :Federal Test Procédure
HFET : Highway Fuel Economy Test
HDUDDS :Urban Dynamometer Driving Schedule for Heavy Duty Vehicles
NYC : New York City Cycle

Table des matières

Introduction générale	1
1 Etat de l'art des véhicules électriques	5
1.1 Introduction	6
1.2 Contexte et aspects environnementaux	7
1.2.1 Défis énergétiques	7
1.2.2 Emissions du CO_2 et changement climatique	7
1.2.3 Problèmes liés au véhicules thermiques	10
1.2.4 Solutions envisagées	11
1.3 Historique des véhicules électriques	12
1.4 Définition d'un véhicule électrique (VE)	16
1.5 Chaîne de traction des véhicules électriques	16
1.6 Evaluation des moteurs de traction des véhicules élec-triques	17
1.6.1 Entraînement par moteur à courant continu	18
1.6.2 Entraînement par moteur à induction	19
1.6.3 Entraînement par moteur à réluctance variable	20
1.6.4 Entraînement par moteur synchrone à aiment permanent	20
1.6.5 Comparaison entre quatre types d'entraînement	21
1.7 Système de stockage de l'énergie dans les véhicules électriques	21
1.7.1 Batteries électrochimique	22
1.7.2 Supercondensateurs	23
1.7.3 Piles à combustibles	25
1.8 Convertisseurs électriques	26
1.9 Principaux types des véhicules électriques vendues depuis 2017	27
1.9.1 Véhicule électrique à batterie (BEV)	27
1.9.2 Véhicule électrique hybride (HEV)	27
1.9.3 Véhicule électrique hybride rechargeable (PHEV) ou Plug-In	29
1.10 Recherches effectués sur les véhicules électriques	30
1.11 Conclusion	33

2	Modélisation des éléments de la chaîne de traction	34
2.1	Introduction	35
2.2	Modèle dynamique du véhicule	35
2.2.1	Pertes de friction aérodynamiques	36
2.2.2	Pertes de friction par roulement	36
2.2.3	Force motrice en montée	37
2.2.4	Forces d'inertie	37
2.2.5	Forces d'accélération	38
2.3	Modèle de la pile à combustible à membrane d'échange de proton (PEM)	39
2.3.1	Caractéristiques statiques d'une cellule de la PAC	39
2.3.2	Influence de la température et la pression sur la PAC	42
2.4	Modélisation de la batterie	45
2.4.1	Le modèle du circuit équivalent	45
2.5	Dimensionnement des sources d'énergie	46
2.5.1	Dimensionnement de la PAC	46
2.5.2	Dimensionnement de pack de batteries	47
2.6	Convertisseur DC/DC associé à la PAC	48
2.6.1	Contraintes imposées par la PAC	48
2.6.2	Convertisseur Boost entrelacé à deux phases	49
2.6.3	Modèle mathématique du convertisseur DC/DC Boost entrelacé	51
2.6.4	Dimensionnement du convertisseur DC/DC Boost entrelacé	51
2.7	Convertisseur associé aux batteries	52
2.7.1	Modèle mathématique du convertisseur DC/DC buck-Boost	53
2.8	Modélisation du convertisseur statique <i>DC/AC</i>	53
2.8.1	Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux	54
2.8.2	Onduleur de Tension à MLI	56
2.8.3	Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	57
2.8.4	Critère de choix des composant semiconducteur des onduleurs de tension	58
2.9	Modélisation dynamique de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	61
2.9.1	Modèle mathématique du MSAP	61
2.9.2	Représentation d'état	68
2.9.3	Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère <i>d-q</i>	69
2.10	Conclusion	69

3	Interface de puissance et approches de commande appliquées à la chaîne de traction	70
3.1	Introduction	71
3.2	Couplage des sources d'énergie	72
3.3	Commande du boost entrelacé associé à la pile à combustible . .	73
3.4	Commande du convertisseur buck-Boost associé à la batterie . .	74
3.5	Commande par Mode Glissant du MSAP	75
3.5.1	Systèmes À Structures Variables	76
3.5.2	Conception de la commande par mode glissant	78
3.5.3	Détermination de loi de commande	80
3.5.4	Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant	83
3.6	Commande par mode glissement flou du MSAP	83
3.6.1	Description de la Logique Floue	84
3.6.2	Avantages de la commande par mode glissant flou	88
3.7	Commande par régulateur Neuro-Floue du MSAP	89
3.7.1	Réseaux de neurones artificiels	90
3.7.2	Neurone biologique	91
3.7.3	Neurone formel	92
3.7.4	Architecture des réseaux de neurones	92
3.7.5	Apprentissage des réseaux de neurones	93
3.7.6	Application des réseaux de neurones	95
3.7.7	La Commande Neuronale	97
3.7.8	Neuro-Floue	100
3.8	Gestion d'énergie à bord du véhicule	103
3.8.1	La notion de la gestion d'énergie	103
3.8.2	les différentes techniques de gestion d'énergie utilisées dans les véhicules électriques multi-sources	104
3.8.3	Estimation de la puissance du groupe motopropulseur d'un véhicule	106
3.8.4	Architecture parallèle avec deux convertisseurs	107
3.9	Conclusion	108
4	Résultats de simulation	110
4.1	Introduction	111
4.2	Performances dynamiques imposées au véhicule	111
4.3	Différentes stratégies de commande appliquées sur la chaîne de traction	115
4.3.1	Stratégie de réglage par mode glissant de la machine . .	115
4.3.2	Stratégie de réglage hybride par mode glissant flou (HF-SMC) de la machine	121
4.3.3	Stratégie de réglage hybride par Neuro-flou (ANFIS) de la machine	125

TABLE DES MATIÈRES

d

4.4	Efficacité énergétique du véhicule	128
4.5	Conclusion	132
	Conclusion générale	133
	Bibliographie	153
	Annexe	154

Introduction générale

Aujourd'hui, plus d'un milliard de véhicules circulent et les constructeurs produisent plus de 80 millions de voitures neuves chaque année. La plupart de ces voitures sont propulsées par un moteur à combustion interne (ICE) à énergie conventionnelle [22], polluant l'atmosphère par des particules de dioxyde de carbone, nuisant à la santé humaine et à l'environnement. Il est donc primordial que la communauté des chercheurs entreprenne des recherches axées sur des sources d'énergie propres, durables et vertes et fasse pression sur les décideurs politiques et économiques pour qu'ils prennent des mesures concrètes afin de faire face à cette menace et de promouvoir la transition énergétique [106]. Dans ce contexte, les constructeurs automobiles devraient contribuer à cette stratégie, tout en investissant dans la recherche et le développement de nouveaux prototypes de véhicules à traction hybride ou à énergie électrique complète [22]. Depuis juin 2015, les ventes de véhicules électriques ont augmenté de 49% [45]. L'utilisation intensive de voitures électriques dans le monde a joué un rôle très important dans l'augmentation de la pureté de l'air dans les zones surpeuplées, en limitant les effets de la pollution de l'air et en atténuant le réchauffement climatique de la planète [32].

Pour parvenir à une mobilité plus propre et plus verte dans les villes très urbanisées du monde, l'utilisation des véhicules électriques doit être considérée comme l'une des solutions [81]. Cette solution possible dite « zéro émission » est basée sur une chaîne de traction composée d'un moteur électrique et une source d'énergie (batterie). Par conséquent, travailler sur ces concepts améliorera les performances du véhicule électrique et tout dépassement d'un concept sur l'autre aura un impact négatif sur le véhicule. C'est dans ce cadre que s'inscrit le travail développé dans cette thèse et qui vise à contrôler la stabilité du véhicule dans différentes contraintes de la route en utilisant des techniques de contrôle intelligente appliquées sur la chaîne de traction complète (source d'énergie, et motorisation électrique).

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont de nombreuses applications industrielles, notamment les véhicules électriques, la robotique et les systèmes de conversion d'énergie éolienne [86, 104, 147]. Cela peut être at-

tribué aux caractéristiques de performance souhaitables, notamment une densité de puissance élevée, un rapport couple / poids élevé, une fiabilité élevée et un rendement élevé [104]. De nombreuses techniques de contrôle des MSAP ont été développées dans des études bibliographiques. Bien que le contrôleur PI reste un choix populaire en raison de sa simplicité et de sa facilité de mise en œuvre, il ne prend pas en compte les perturbations et les incertitudes, ce qui entraîne des performances médiocres [124].

Il est difficile d'obtenir le contrôle de haute performance du MSAP avec les méthodes de contrôle linéaires classiques telles que l'algorithme de contrôle PI. Des méthodes de contrôle robustes et non linéaires avec la capacité de rejeter les perturbations ont été appliquées pour améliorer les performances des MSAP. L'une de ces méthodes est la commande en mode glissant (SMC) [156], la commande par logique floue (FLC). Des méthodes de contrôle robustes H ont été appliquées dans [93]. Le modèle de contrôle prédictif [69] a également trouvé des applications. De plus, des méthodes de contrôle intelligentes ont été utilisées [103]. Le contrôle en mode glissant est un contrôle populaire en raison de sa capacité à rejeter les variations de paramètres internes et les perturbations externes. SMC a trouvé de nombreuses applications dans les domaines de l'électronique de puissance et des machines électriques [118]. Par conséquent, le SMC a été largement utilisé avec succès dans le contrôle de la position et de la vitesse du MSAP. Cependant, SMC a son propre inconvénient, c'est le phénomène de broutement (chattering), qui découle de l'interaction entre la dynamique parasitaire et le contrôle de la commutation à haute fréquence [24]. Afin d'éviter ce phénomène, des méthodes de contrôle ont été proposées pour réduire ou éliminer complètement le chattering, telle qu'une commande en mode glissant flou hybride (HFSSMC), et l'hybridation Neuro-floue (NF). La commande de mode glissant flou [11] est l'une des commandes les plus courantes associées à deux techniques : le mode glissant et la logique floue .

Ainsi, la deuxième stratégie c'est la régulation NF à travers les deux concepts tels que la logique floue (LF), et les réseaux de neurones artificielles (RNA), c'est les réseaux neuro-flous (NF), permettent en particulier de lever une contrainte en contrôle relativement à la nécessité de disposer d'un modèle le plus fidèle possible, sachant que les erreurs de modélisation et les imperfections des modèles contribuent à dégrader notablement les performances d'une loi de commande.

Concernant la source d'énergie qui est la batterie, n'est pas connue de véritable essor du fait de leur faible autonomie et de leur important temps de recharge et de son coût élevé. Une solution à ce problème est possible : la production d'énergie « propre » en quantité suffisante pour alimenter le véhicule électrique peut être réalisée par une pile à combustible, par des supercapacités ou l'hybridation entre ces sources pour les véhicules urbains.

La pile à combustible PAC est un dispositif de conversion d'énergie qui convertit l'énergie chimique directement en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique. Elle constitue actuellement un générateur électrique de très grandes performances ayant un rendement global élevé, son utilisation dans le véhicule électrique devient une solution intéressante. Notre chaîne de traction est équipée des éléments suivants : Une PAC de type PEM comme source principale (source d'énergie), et un pack de batteries (élément de stockage) comme source d'appoint. Ces deux sources nécessitent un gestionnaire d'énergie afin de garantir une consommation minimale d'hydrogène et un bon contrôle de l'état de charge de l'élément de stockage (batteries).

La simulation est devenue un passage obligatoire pour concevoir, caractériser, contrôler ou surveiller un processus quelconque. C'est dans ce contexte que nous contribuons à la commande, la modélisation et l'optimisation d'un véhicule électrique multisources sous l'environnement MATLAB /Simulink. Cet outil de simulation nous a permis d'une part d'étudier le comportement dynamique et électrique du véhicule, d'autre part de proposer des solutions de gestion d'énergie pour un meilleur contrôle du véhicule.

Le présent travail est subdivisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre a pour objectifs de présenter un bref contexte énergétique et écologique dans le monde lié à l'utilisation des ressources d'énergie fossile pour le transport, puis nous présentons sommairement un aperçu sur l'histoire du véhicule électrique. L'apport des véhicules électriques et leurs constituants est abordé. Ensuite, une description des différentes configurations des VE du côté source, ainsi que du côté moteur propulseur est présentée. Enfin, nous terminons par un bref revue des efforts appliqués au véhicule électriques.

Dans le second chapitre, une modélisation mathématique des efforts appliqués au véhicule est établie, la seconde étape consiste à modéliser les éléments internes de chaque sous système (moteur MSAP, pile à combustible, batterie, convertisseurs DC/DC et DC/AC), ce qui nous donnera une vue approximative de la nature des techniques de commande réalisées.

Le troisième chapitre est consacré à l'exposé de l'ensemble d'algorithmes et les différentes approches permettant de commander la chaîne de traction (véhicule électrique, pile à combustible et batterie). En premier lieu on a présenté les différentes topologies des convertisseurs utilisés dans notre véhicule. Concernant la commande du moteur MSAP, le contrôle en mode glissant est présenté en détail, ensuite deux techniques seront présentées, c'est l'hybridation entre la logique floue- mode glissant et le neuro-floue afin de remédier le problème de

chattering. Finalement un système de gestion d'énergie permettra une permutation fiable entre les différents modes de fonctionnement a été présenté.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation du système globale (groupe motopropulseur, gestionnaire d'énergie), obtenus sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les performances et la robustesse des stratégies de contrôle des différentes parties de ce système seront discutés et commentés.

Enfin, une conclusion générale reprendra les choix et les résultats de nos investigations et présentera nos recommandation et perspectives pour la continuation et l'amélioration de notre travail.

Chapitre 1

Etat de l'art des véhicules électriques



1.1 Introduction

Les véhicules conventionnels, qui utilisent le pétrole comme seule source d'énergie, représentent la majorité des véhicules existants. La pénurie de pétrole étant considérée comme l'un des problèmes les plus critiques au monde, un carburant coûteux devient un défi majeur pour les utilisateurs des véhicules conventionnels. De plus, les véhicules conventionnels émettent des gaz à effet de serre, ce qui rend plus difficile le respect des réglementations environnementales strictes. En tant que élément majeur de l'économie mondiale, l'industrie des transports joue un rôle important dans la vie quotidienne, ce qui a des effets non seulement sur l'environnement mondial, mais aussi sur les émissions mondiales des gaz à effet de serre, les loisirs et le mode de vie. Depuis le début des années 1900, le modèle rudimentaire de transport moderne a changé le monde. Il est bien connu que le transport est une activité humaine basée sur le pétrole, qui consomme plus de 21% de l'énergie totale utilisée. Depuis 1998, l'utilisation du pétrole dans les transports a dépassé celle des autres industries. Face au tarissement des énergies fossiles et au réchauffement climatique, mais également face à la croissance mondiale de la demande énergétique, le développement de sources d'énergies propres semble de plus en plus nécessaire [148].

Dans ce contexte les constructeurs automobiles et les chercheurs parviennent à rendre les véhicules conventionnels plus propres en les dotant de nouveaux constituants plus écologiques. L'introduction de ces nouvelles technologies a conduit à une décroissance significative des émissions de polluants tels que le SO_2 , le CO, les hydrocarbures totaux (HC), les NO_x ainsi que les particules et a permis de respecter les dernières normes [47].

Le véhicule électrique (VE) est considéré comme la catégorie ultime de véhicules avancés. Cependant, en raison de la technologie immature de la batterie, les performances d'un véhicule électrique sont fortement limitées par son énergie électrique. Ainsi, au moins pour les prochaines années, les véhicules électriques hybrides (VÉH) constituent une alternative pratique au vaste nombre actuel des véhicules conventionnels.

Nous nous sommes intéressés à cette dernière solution qui va permettre un passage progressif des véhicules conventionnels aux véhicules plus propres. Pour cela, la commande de la chaîne de traction, le stockage de l'énergie électrique et la gestion optimisée de l'énergie sont des points clés [85].

Ainsi, ce chapitre débute par une brève présentation du contexte énergétique et écologique mondial lié à l'utilisation de ressources d'énergie fossile pour le transport suivi d'un aperçu sur l'historique du véhicule électrique. Nous introduisons ensuite l'apport des véhicules électriques et hybrides et leurs constituants. Ensuite, nous décrivons les différentes configurations des VE en fonction de la source d'énergie utilisée et du côté moteur propulseur. Enfin, nous donnons un aperçu sur quelques travaux récents, traitants les commandes appliqués sur la chaîne de traction et l'optimisation électrique du véhicule.

1.2 Contexte et aspects environnementaux

Le réchauffement climatique est peut-être le problème le plus urgent auquel l'humanité doit faire face au XXI^e siècle. Comme on le sait, l'utilisation de l'automobile est l'une des principales causes de l'alerte mondiale, qui, tout en alimentant la croissance économique au XX^e siècle, a également créé des niveaux catastrophiques de CO_2 dans l'atmosphère, menaçant la planète et notre mode de vie. Pour faire face à ces problèmes environnementaux concomitants, nous devons rechercher d'autres solutions innovantes en matière de transport.

1.2.1 Défis énergétiques

La demande en énergie au niveau mondial, est en forte croissance sous l'effet de la croissance économique et démographique. Elle est principalement tirée par les nouveaux pays industrialisés, notamment la Chine et à moyen terme l'Inde. Les sources d'énergie primaires ou non renouvelables sont les plus utilisées dans le monde. Il s'agit principalement du pétrole, du charbon, du gaz naturel et du nucléaire. Elles assurent plus de 80% de l'offre mondiale en énergie. Une question de soutenabilité doit être posée à propos de cette situation qui se traduit par une dépendance mondiale de nos modes de vie aux énergies fossiles, tant sur le plan environnemental que sur celui de la prestation en matières premières [113]. Le peak oil ou le pic de la production de pétrole, qui représente le moment où la production pétrolière atteindra son maximum semble très prochainement. A partir de ce point, la production mondiale ne pourra que diminuer et les tensions entre les états augmenteront forcément. Personne ne peut vraiment anticiper le moment où cela arrivera et quelle sera la gravité des problèmes. Cela dépendra des actions menées par les nations pour gérer ce problème [132]. La Figure 1.1 représente la carte des réserves énergétiques mondiales.

1.2.2 Emissions du CO_2 et changement climatique

La COP21 est la vingt et unième Conférence des parties de la convention-cadre des nations unies sur les changements climatiques (Conference of the parties, COP). Lors de la conférence COP, qui s'est tenue à Paris du 30 novembre au 11 décembre 2015, cent quatre vingt quinze pays ont convenu de réduire leurs émissions de gaz CO_2 . Les 29 articles de l'accord adopté par la COP21 obligent chaque nation à choisir ses propres moyens de réduire ses émissions de gaz à effet de serre, mais l'objectif ultime est de limiter la hausse de la température de la Terre à un niveau bien inférieur à 2 ° C par rapport aux niveaux préindustriels, conformément aux limites préconisées par the Intergovernmental Panel on Climate Change (IPCC).

Le Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat GIEC (IPCC) a présenté des preuves accablantes selon lesquelles l'accumulation depuis la révolution industrielle des gaz à effet de serre CO_2 (Figure 1.2), méthane, va-

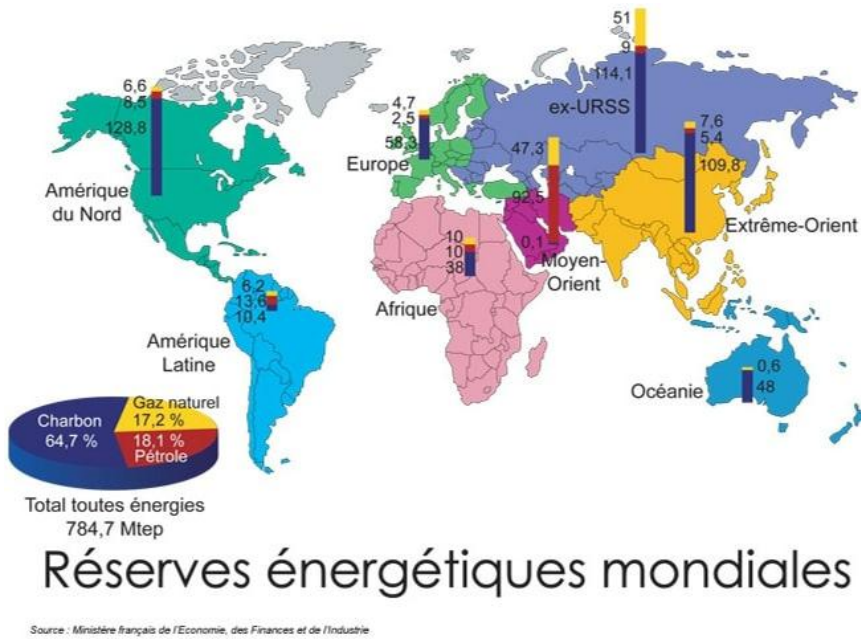


FIGURE 1.1: Réserves énergétiques mondiales [1]

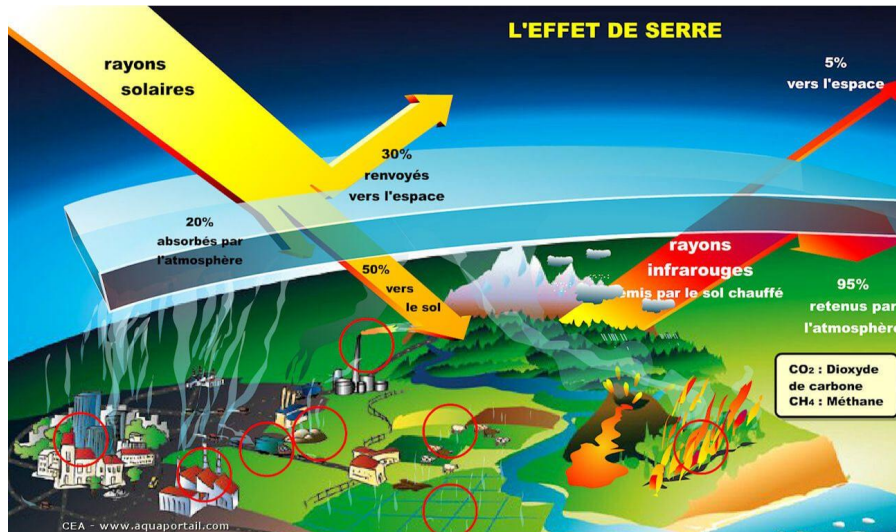


FIGURE 1.2: Principe des gaz à effet de serre [2]

peur d'eau, oxyde nitreux et ozone, qui absorbent et émettent des radiations dans le domaine infrarouge thermique, augmenteront la température de l'atmosphère

terrestre par rapport à son environnement actuel ce qui modifiera les régimes climatiques, le niveau de la mer, le boisement, la pêche et de nombreux autres phénomènes essentiels au maintien de la vie sur Terre, et à la vie de notre espèce en particulier. Le CO_2 est le deuxième gaz à effet de serre le plus répandu (représentant 9 à 26% du total des effets de serre [134]) après la vapeur d'eau et a augmenté le plus en raison des activités humaines depuis la révolution industrielle [44].

Sans réduction spectaculaire des émissions de CO_2 dans un avenir proche, nous ferons face à des conséquences désastreuses, dont beaucoup sont déjà devenues manifestes : la désertification des terres arables ; inondations, tornades, incendies de forêt et typhons plus fréquents ; une élévation du niveau de la mer de 2,5 à 6,5 pieds (0,8 à 2 m) d'ici à 2100 provoquée par la fonte des glaces polaires ; disparition complète de certaines îles de l'océan Pacifique en raison de l'élévation du niveau de la mer ; érosion des zones côtières ; et l'acidification des océans, affectant négativement la vie marine. Il est particulièrement injuste que, même si les habitants des pays développés produisent la plus grande partie du CO_2 , tous les habitants du monde en subiront les mêmes conséquences néfastes. Les prévisions des conséquences de l'augmentation du niveau de CO_2 dans l'atmosphère provient à la fois de la modélisation théorique et de mesures [28]. La prévision du GIEC est jugée crédible parce que de nombreux scientifiques remarquables ont collaboré pour établir la science du réchauffement planétaire.

Sur le plan de la santé publique, le changement climatique a une influence sur les déterminants sociaux et environnementaux de la santé : air pur, eau potable, nourriture en quantité suffisante, sécurité du logement. Le schéma suivant présente les impacts environnementaux liés aux changements climatiques (Figure 1.3). Il existe trois sources principales d'émissions anthropiques de CO_2 : la production d'électricité, les transports et l'industrie. Les deux plus importantes d'entre elles sont les centrales électriques qui utilisent des combustibles fossiles (charbon, pétrole ou gaz naturel), bien que les centrales au charbon émettent beaucoup plus d'émissions que celles utilisant du pétrole ou du gaz naturel, et les véhicules de transport terrestre, aérien et océanique qui utilisent le pétrole. Ces deux sources représentent environ les deux tiers de l'ensemble des émissions de CO_2 d'origine anthropique. Les centrales électriques et les automobiles contribuent également à deux autres problèmes environnementaux majeurs. Le premier de ces deux problèmes est spécifique et global : Parce que les automobiles et autres véhicules fonctionnant à l'essence sont responsables de 31% des émissions de CO_2 aux États-Unis ainsi que des émissions de particules, la qualité de l'air est moins bonne dans les grandes villes que dans les autres endroits en raison du grand nombre de voitures qui étouffent leurs routes [134].

Ainsi, du point de vue du réchauffement climatique et des autres risques environnementaux liés aux besoins actuels en énergie, la production d'électricité et les transports sont les deux principaux domaines sur lesquels la société doit se concentrer.

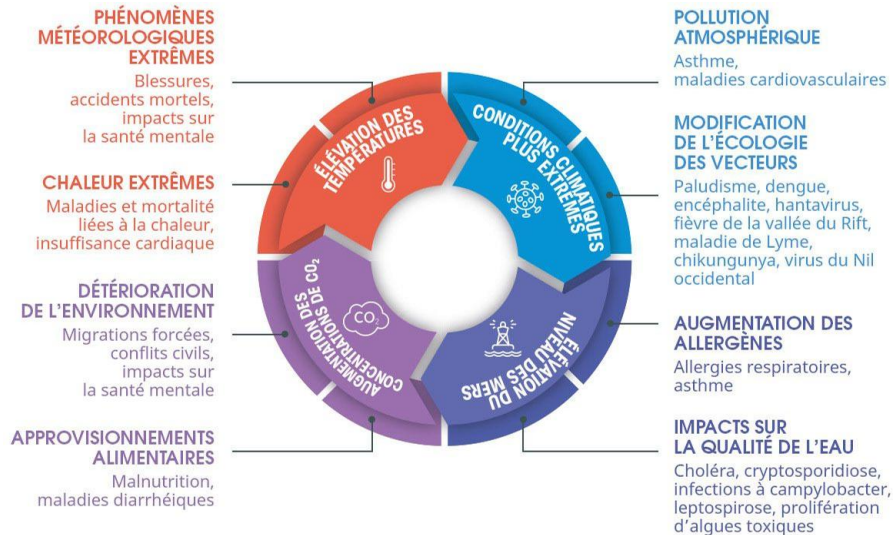


FIGURE 1.3: Impacts environnementaux liés aux changements climatiques [123]

Pour éviter la calamité mondiale, les économies avancées doivent tout particulièrement prendre des mesures prudentes dès maintenant pour réduire les émissions de gaz à effet de serre et les émissions de CO_2 , en particulier, produites par la production d'électricité et les transports à partir de combustibles fossiles. Pour traiter la première source d'émissions, elles doivent remplacer les centrales électriques au charbon par des centrales nucléaires et / ou à énergies renouvelables telles que l'énergie solaire, éolienne et hydraulique [134].

L'élimination des moteurs à combustion interne des automobiles est l'un des moyens les plus prometteurs de freiner le réchauffement climatique.

1.2.3 Problèmes liés au véhicules thermiques

Le problème du moteur à combustion interne provient du fait que lorsque le pétrole a été découvert pour la première fois à Titusville, en Pennsylvanie, aux États-Unis, en 1859, personne n'aurait pu prédire que le pétrole deviendrait la principale source d'énergie et l'un des plus importants moteurs économiques du monde. En 2015, le monde a consommé environ 96 millions de barils de pétrole et autres combustibles liquides par jour [68]. En 2014, les États-Unis ont consommé en moyenne environ 19,11 millions de barils par jour (dont environ 0,93 million de barils de biocarburants), environ 71 % (13,6 millions de barils [3]) ont été utilisés pour le transport [3]. Cette quantité utilisée pour le transport est approximativement équivalente à 0,5 gallon de pétrole consommée par personne et par jour. Selon la US Energy Information Administration, environ 63% de la crois-

sance estimée de l'utilisation du pétrole entre 2010 et 2040 sera destinée aux transports [134].

L'invention des moteurs à combustion interne a créé un marché pour le pétrole à la suite de l'invention de l'automobile par l'Allemand Karl Benz en 1886. Presque tous les véhicules de transport terrestre utilisent aujourd'hui le moteur à combustion interne, avec des pistons alternatifs ou des turbines à gaz. Au cours des 120 dernières années, les moteurs à combustion interne à pistons ont été perfectionnés et améliorés et, dans l'ensemble, ils fonctionnent bien et de manière fiable. Cependant, le moteur thermique à pistons présente une faible efficacité de l'ordre de 17 à 20%. Il est regrettable qu'une technologie aussi répandue que le moteur à combustion interne à piston alternatif présente un niveau d'efficacité de conversion d'énergie si faible par nature, et entraîne de tels problèmes d'émission. Environ 68 à 72% de l'énergie chimique d'un moteur à combustion interne est perdue dans le moteur lui-même.

En raison de ces carences, les moteurs à combustion interne utilisent une quantité énorme de pétrole et sont des pollueurs majeurs de notre environnement [51] et des émetteurs de CO_2 : environ 23% du CO_2 émis dans le monde provient de la combustion du pétrole pour propulser les véhicules équipés de moteurs à combustion interne [51]. (Seules un peu plus de CO_2 est générée par les centrales électriques qui brûlent du charbon et du gaz naturel). Les moteurs à combustion interne équipés de turbines à gaz sont plus efficaces à haute vitesse [27] que les moteurs à piston alternatifs, mais les constructeurs automobiles ne sont pas encore parvenus à les adopter pour les automobiles en raison de leurs vitesses de rotation élevées. Pour réduire de manière significative les émissions de CO_2 et les conséquences néfastes de l'utilisation de l'automobile sur l'environnement, nous devons mettre au point de nouvelles technologies capables de remédier à leurs principales lacunes.

1.2.4 Solutions envisagées

Dans le monde des transports, deux sortes de solutions ont été proposées comme des alternatives à l'usage personnel de son propre véhicule. Des solutions collectives comme l'autopartage, le covoiturage, les véhicules en libre service, la tarification variable de certaines autoroutes sont quelques solutions qui développent une interaction entre les gestionnaires des réseaux de transport et les utilisateurs.

Pour les solutions individuelles l'amélioration des rendements des moteurs thermiques, la diminution de la masse du véhicule, l'utilisation de biocarburant [60], l'éco-conception, l'assistance à l'éco conduite, etc., permettent aujourd'hui de réduire la consommation des véhicules neufs. Cependant, cette diminution aura un jour une limite et l'avenir du transport individuel dépendra de nouvelles avancées technologiques autres que celles liées au véhicule thermique. Plusieurs motorisations « propres » sont aujourd'hui disponibles ou en phase de développement telles que les véhicules électriques, les véhicules électriques à pile à combustible,

etc.

Les voitures électrique ont connu une croissance réelle dans les années 90, apparaissant initialement comme une solution prometteuse, grâce à des atouts incontestables : moins de pollution, moins de bruit et l'indépendance face au pétrole. Par le biais de négatifs, la principale limite de ces véhicules réside dans le coût relativement élevé et la faible autonomie de la batterie pour une utilisation dans les transports.

L'utilisation limitée de l'énergie et l'attention particulière mise sur la réduction des gaz à effet de serre ne devraient pas entraver la circulation des personnes et des marchandises. Cependant, avec la voiture électrique, on ne peut qu'espérer atteindre 200 km d'autonomie pour une très longue période de charge (de 6 à 8 heures). Les véhicules électriques sont ensuite utilisés uniquement en milieu urbain, ce qui les empêche de concurrencer leurs homologues classiques. Outre les difficultés techniques et commerciales rencontrées par les véhicules électriques, les moteurs thermiques ont continué de s'améliorer, en particulier avec l'avènement de l'électronique dans les systèmes de gestion des moteurs pour contrôler les composants des moteurs avec précision et efficacité (injection électrique, start & go). Les ventes ne dépassent pas quelques centaines d'unités. La vente de toutes les voitures électriques est encore très limitée.

1.3 Historique des véhicules électriques

Le premier véhicule électrique a été construit par le mécanicien Thomas Davenport à Brandon, au Royaume-Uni, en 1834. Il a construit une batterie pour alimenter un moteur électrique et l'a utilisée pour conduire un petit véhicule qui a réussi à faire un court trajet sur rail. En 1859 la batterie secondaire plomb/acide rechargeable a été inventée par le français G. Planté [67] et en 1869 Gramme construit le premier moteur électrique à courant continu ayant une puissance de plus d'un cheval. Douze ans plus tard, En 1881, le français Gustave a construit un véhicule électrique équipé d'un moteur à courant continu alimenté par des batteries au plomb-acide, l'ensemble du véhicule et de son conducteur pesant environ 160 kg [65]. Deux ans plus tard, un véhicule semblable à celui-ci a été construit par deux professeurs britanniques. Ces premières réalisations n'attirent pas beaucoup l'attention du public car la technologie n'était pas assez mature pour rivaliser avec les voitures à chevaux. Des vitesses de 15 km / h et une autonomie de 16 km ne passionnaient pas les clients potentiels.

Les 20 années suivantes ont été une époque au cours de laquelle les véhicules électriques ont concurrencé leurs homologues à essence. C'était particulièrement vrai en Amérique, où il n'y avait pas beaucoup de routes pavées en dehors de peu de villes [13]. La gamme limitée de véhicules électriques n'était pas un problème. Cependant, en Europe, le nombre rapidement croissant de routes revêtues nécessitait des plages étendues, favorisant ainsi les véhicules à essence.

En 1894, le premier véhicule électrique commercial était Morris and Electroboat

de Salom, illustré à la figure 1.4. Ce véhicule était exploité comme taxi à New York par la société de ses inventeurs. L'Electroboat s'est avéré plus rentable que les cabines à cheval malgré un prix d'achat plus élevé (environ 3000 contre 1200 dollars à cette époque). Il pourrait être utilisé pendant trois quarts de travail de 4



FIGURE 1.4: Electroboat [13]

heurs avec des périodes de recharge de 90 min entre les deux. Il était propulsé par deux moteurs de 1,5 Chevaux Vapeurs (CV) qui permettaient une vitesse maximale de 32 km / h et une autonomie de 40 km [142].

L'avancée technique la plus importante de cette époque est l'invention du freinage régénératif par le Français M.A. Darracq en 1897. Cette méthode permet de récupérer l'énergie cinétique du véhicule lors du freinage et de la recharge des batteries, ce qui améliore considérablement l'autonomie. C'est l'une des contributions les plus importantes à la technologie des véhicules électriques et hybrides, car elle contribue à l'efficacité énergétique plus que toute autre chose en conduite urbaine.

En outre, l'un des véhicules électriques les plus importants de cette époque a été le premier à atteindre 100 km / h. C'était "La Jamais Contente (figure 1.5)" construit par le français Camille Jenatzy en 1899 [142]. Les véhicules électriques ont commencé à disparaître. Leur coût élevé n'a pas aidé, mais c'est leur autonomie limitée et leurs performances qui leur ont nui, contrairement à leurs homologues à essence, qui sont devenus plus puissants, et plus flexibles. Les derniers véhicules électriques présentant un intérêt commercial ont été commercialisés vers 1905 [142]. Pendant près de 60 ans, les seuls véhicules électriques vendus ont été les voiturettes de golf et les véhicules de livraison. En 1945, l'invention du transistor et du thyristor a permis de commuter des courants élevés à des tensions élevées. Cela permettait de réguler la puissance fournie à un moteur électrique sans les rhéostats très inefficaces et permettait le fonctionnement de moteurs à courant alternatif à fréquence variable. Au cours des années 1960 et



FIGURE 1.5: La jamais contente [13]

1980, l'environnement a été à l'origine de certaines recherches sur les véhicules électriques et de nombreux constructeurs automobiles ont produit des prototypes et de petites séries de véhicules électriques conçus spécialement pour des marchés spécifiques [25]. Cependant, malgré les progrès de la technologie des batteries et de l'électronique de puissance, leur portée et leurs performances restaient un obstacle.

L'ère des véhicules électriques modernes a culminé dans les années 1980 et au début des années 1990 avec la sortie de quelques véhicules réalistes de sociétés telles que GM avec le EV1 et PSA avec le 106 Electric. Bien que ces véhicules aient représenté une véritable réussite, en particulier par rapport aux premières réalisations, il est apparu clairement au début des années 90 que les voitures électriques ne pourraient jamais concurrencer les voitures à essence en termes d'autonomie et de performances.

La raison est dans les batteries, l'énergie est stockée dans le métal des électrodes, qui pèsent beaucoup plus que l'essence pour le même contenu énergétique. L'industrie automobile a abandonné le véhicule électrique pour mener des recherches sur les véhicules électriques hybrides. Après quelques années de développement, ils sont beaucoup plus proches de la chaîne de montage pour la production de masse que les véhicules électriques.

Au cours des dernières années (à partir de 2000 exactement), le prototype d'apparence remplaçant une partie de la batterie par un groupe électrogène à pile à combustible a fait basculer la recherche sur la technologie avancée des véhicules vers la gestion de l'énergie des sources hybrides pour véhicules électriques ainsi que pour la pile à combustible, Supercapacité ou batterie [13], l'hybridation du système de pile à combustible avec une source d'alimentation de pointe est une technologie efficace pour surmonter les inconvénients des véhicules fonctionnant uniquement à pile à combustible. Dans le contexte du développement



FIGURE 1.6: Ventes mondiales des véhicules électriques [155]

des véhicules électriques, c'est la technologie de la batterie qui est la plus faible, bloquant le marché des véhicules électriques. Des efforts et des investissements importants ont été investis dans la recherche sur les batteries afin d'améliorer les performances pour répondre aux besoins du véhicule électrique. Malheureusement, les progrès ont été très limités. Les performances sont loin derrière les besoins, en particulier la capacité de stockage d'énergie par unité de poids et de volume. Cette faible capacité de stockage d'énergie des batteries limite les véhicules électriques à certaines applications, telles que les aéroports et les gares rail-route, les routes de distribution du courrier, les terrains de golf, etc. En fait, une étude de base montre que les véhicules électriques peuvent être capable de défier les véhicules à carburant liquide même avec la valeur optimiste de la capacité énergétique de la batterie. Cependant, l'industrie automobile a été un moteur important de la recherche. Parce que les véhicules électriques, considérés aujourd'hui comme les véhicules du futur et comme une solution possible pour réduire les émissions de gaz à effet de serre dans l'environnement. Aujourd'hui, tous les principaux constructeurs automobiles produisent des véhicules électriques. Bon nombre d'entre eux sont disponibles à la vente ou dans des lieux publics. De nombreux prototypes tels que Toyota PRIUS, Nissan MIEV, Peugeot et hydrogen fuel cell electric London taxis sont disponibles à l'heure actuelle (Ces véhicules électriques contient des moteurs à induction, moteurs synchrone à aimant permanent).

1.4 Définition d'un véhicule électrique (VE)

Un Véhicule Electrique est un véhicule dont la propulsion est garantie par un moteur fonctionnant uniquement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice transmise aux roues par un moteur électrique selon la solution de transmission retenue [38].

1.5 Chaîne de traction des véhicules électriques

L'élément central des véhicules électriques qui les distingue des véhicules classiques est la chaîne de traction électrique qui utilise les accumulateurs pour le stockage d'énergie électrique, un moteur pour convertir l'énergie électrique embarquée en énergie mécanique et un convertisseur électrique (onduleur) qui permet de transformer le courant continu délivré par les accumulateurs en courant alternatif afin d'alimenter le moteur. Ces convertisseurs font appel à des structures d'électronique de puissance complexes, utilisées en particulier dans le contrôle de la variation de vitesse des moteurs.

La version de base d'une transmission électrique comprend la batterie, un on-

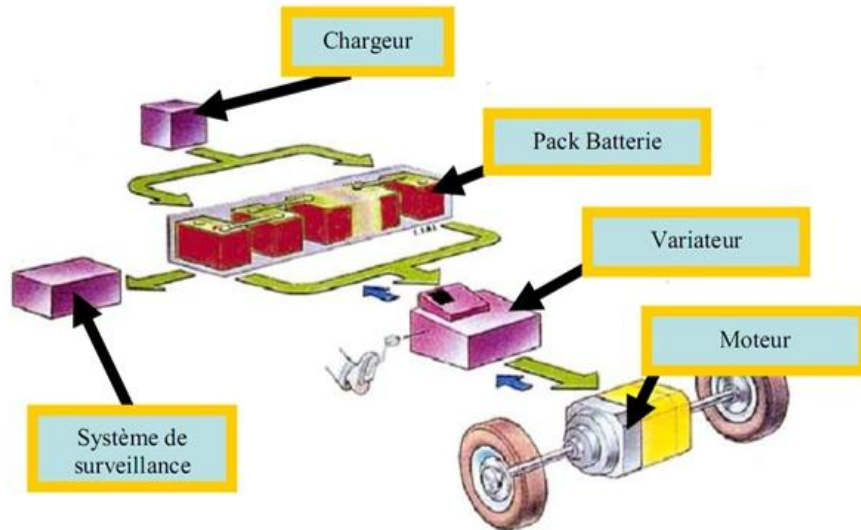


FIGURE 1.7: Eléments constituant un véhicule électrique

duleur (électronique de puissance) et le moteur électrique. La batterie fournit un courant continu qui est transmis à l'onduleur. L'onduleur transforme le courant continu en courant alternatif et le transmet au moteur électrique. Ensuite, le moteur électrique transforme l'énergie électrique en énergie mécanique (c'est-

à-dire en un couple avec une vitesse de rotation spécifique). Ce processus peut être inversé et le moteur électrique peut servir de frein électrique. Le moteur électrique fonctionne alors comme un générateur et transforme l'énergie de freinage en énergie électrique qui est stockée dans la batterie via l'onduleur. Ce processus est appelé récupération [38]. Pour le système électrique sans propulsion, une branche haute tension et une branche basse tension peuvent être distinguées. Les auxiliaires de chauffage et de refroidissement sont connectés à la branche haute tension. La branche basse tension est alimentée par un convertisseur DC / DC. Il assure une charge suffisante de la batterie 12 V ainsi que l'alimentation en énergie de tous les auxiliaires 12 V tels que l'éclairage, la radio et la navigation [38]. Les éléments constituant un véhicule électrique sont présentés à la figure 1.7.

Un autre élément, beaucoup moins connu du grand public, est le système de monitoring des batteries qui permet de connaître l'état de charge du pack de batterie et donc d'estimer l'autonomie du véhicule. Ce système de monitoring se complexifie avec la technologie des batteries. Les batteries lithium nécessitent une surveillance très particulière pour ne pas dépasser certains seuils de tension afin de ne pas dégrader la batterie et donc sa durée de vie. Ces systèmes de surveillance font appel au « Battery Management System » (BMS) [126].

1.6 Evaluation des moteurs de traction des véhicules électriques

Les moteurs électriques sont généralement constitués d'un composant mobile (le rotor) et fixe (le Stator). Ils génèrent des mouvements grâce à l'interaction d'un champ magnétique et de conducteurs qui transportent du courant, en utilisant la force dite de Lorentz [141].

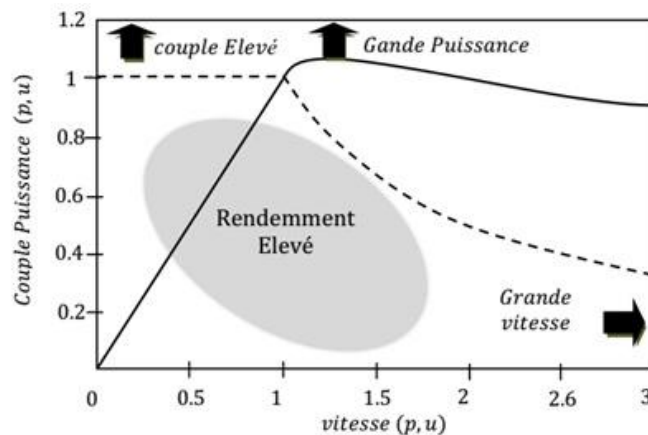


FIGURE 1.8: Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE [53]

Dans les véhicules électriques, le moteur électrique est l'unité de propulsion, tandis que dans les véhicules électriques hybrides, le moteur électrique et le moteur à combustion interne réunis en série ou en parallèle fournissent la puissance de propulsion. Dans un véhicule électrique ou un véhicule hybride, le moteur de traction électrique convertit l'énergie électrique de l'unité de stockage d'énergie en énergie mécanique entraînant les roues du véhicule. Les principaux avantages d'un moteur électrique par rapport à un moteur à combustion interne sont que le moteur fournit un couple complet à bas régime et que la puissance nominale instantanée peut être deux ou trois fois supérieure à la puissance nominale du moteur thermique [13].

Les performances globales d'un véhicule électrique dépendent du type de moteur d'entraînement employé. Dans le cas d'un véhicule électrique, dès que le conducteur relâche l'accélérateur, les roues motrices renvoient progressivement l'énergie cinétique du véhicule au moteur électrique, qui devient alors une génératrice et recharge les batteries. De manière spécifique, le choix du moteur électrique de propulsion et de sa transmission de puissance est déterminé au départ par les caractéristiques de fonctionnement suivantes [53].

- Assurer un démarrage en côte du VE (couple élevé),
- Obtenir une vitesse maximale,
- Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie (aspect rendement : rendement élevé en étant employé à différentes vitesses).

Ces quelques caractéristiques typiques requises pour les machines utilisées dans les systèmes de propulsion électrique, sont bien illustrées sur la figure 1.8 exhibant l'évolution du couple/puissance-vitesse. Jusqu'à présent, quatre types de motorisation ont été appliqués aux VE. Il s'agit des entraînements à moteur à courant continu (MCC), des entraînements à moteur à induction (MI), des entraînements à moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) et des entraînements à moteur à réluctance variable (MRV).

1.6.1 Entraînement par moteur à courant continu

Parmi les moteurs classiques utilisés dans les VE, le MCC à excitation séparée, représente la solution la plus économique grâce à son convertisseur de type hacheur de puissance agissant sur l'induit. L'inducteur est également alimenté par un hacheur de faible puissance. Il s'agit de la technologie utilisée par de nombreux constructeurs automobiles pour commercialiser les véhicules électriques de première génération. Mais le MCC présente un certain nombre d'inconvénients bien connus.

Les attributs positifs des machines à courant continu sont les suivants :

- Facilité de contrôle due à la linéarité ;
- Capacité de contrôle indépendant du couple et du flux ;
- Technologie de fabrication établie.

Les inconvénients des machines à courant continu sont les suivants :

- Usure des brosses nécessitant un entretien élevé ;

- Vitesse maximale faible ;
- Faible rapport poids / puissance.

Le MCC à excitation séparée utilisé dans un véhicule électrique ou un véhicule hybride possède deux convertisseurs DC / DC distincts alimentant les enroulements d'induit et d'inducteur à partir de la même source d'énergie. Les convertisseurs DC / DC traitent la tension d'alimentation fixe de la source d'énergie pour délivrer un courant continu variable aux enroulements d'induit et d'inducteur. La puissance du convertisseur alimentant les enroulements d'induit est beaucoup plus grande que celle du convertisseur alimentant les enroulements inducteurs [65]. Les entrées de commande des circuits du convertisseur correspondent au couple c'est la vitesse souhaités du moteur. Les sorties de commande des convertisseurs sont les tensions appliquées aux circuits d'induit et d'inducteur du moteur à courant continu.

1.6.2 Entraînement par moteur à induction

Les moteurs à induction se caractérisent par la simplicité de construction, la fiabilité, la robustesse, la maintenance réduite, le coût réduit et peuvent fonctionner dans des environnements hostiles. L'absence de friction des balais permet aux moteurs de relever la limite de vitesse maximale, et la vitesse nominale plus élevée permet à ces moteurs de développer un rendement élevé. Les variations de vitesse des moteurs à induction sont obtenues en modifiant la fréquence de la tension. Le contrôle d'orientation de champ (Field orientation control) d'un moteur à induction (MI) peut découpler le contrôle du couple du contrôle de champ. Cela permet au moteur de se comporter de la même manière qu'un MCC à excitation séparée. Ce moteur ne souffre pas toutefois des mêmes limitations de vitesse que dans le MCC. Le fonctionnement dans la plage de vitesse élevée au-delà de la vitesse de base est obtenu par affaiblissement du flux une fois que le moteur a atteint sa capacité nominale. Un moteur MI correctement conçu, par exemple un moteur de broche, avec une commande de champ orienté peut atteindre une plage d'affaiblissement du champ de 3 à 5 fois la vitesse de base [152]. Cependant, les contrôleurs des moteurs à induction coûtent plus cher que ceux de MCC. De plus, la présence d'un couple de claquage limite son fonctionnement prolongé à puissance constante. À la vitesse critique, le couple de claquage est atteint. Généralement, pour un MI conventionnel, la vitesse critique est environ deux fois supérieure à la vitesse synchrone. Toute tentative d'utilisation du moteur au courant maximal au-delà de cette vitesse entraînera le blocage du moteur. Bien que le FOC puisse prolonger le fonctionnement à puissance constante, il en résulte une augmentation du couple de claquage, ce qui entraîne un surdimensionnement du moteur. En outre, l'efficacité à une plage de vitesses élevée peut souffrir du fait que l'efficacité des MI est intrinsèquement inférieure à celle des moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) et des moteurs à réluctance variable (MRV) en raison de l'absence d'enroulement de rotor et les pertes de rotor en cuivre [65].

1.6.3 Entraînement par moteur à réluctance variable

Les entraînements à moteur à réluctance variable suscitent un vif intérêt et sont reconnus pour leur potentiel pour les applications des véhicules électriques. Ces entraînements à base de ce moteur présentent des avantages indéniables, tels qu'une construction simple et robuste, un fonctionnement tolérant aux pannes, un contrôle simple et des caractéristiques de couple-vitesse exceptionnelles. Les entraînements à moteur à réluctance variable peuvent fonctionner de manière inhérente avec une plage de puissance constante extrêmement large. Les caractéristiques couple-vitesse des entraînements à moteur à réluctance variable correspondent très bien aux caractéristiques de charge du véhicule électrique. Le variateur du MRV offre une capacité de fonctionnement à haute vitesse avec une large plage de puissance constante. Le moteur a un couple de démarrage élevé et un rapport couple-inertie élevé. La structure du rotor est extrêmement simple, sans aucun enroulement, aimant, commutateur ou balai. La tolérance de panne du moteur est également extrêmement bonne. En raison de sa construction simple et de sa faible inertie du rotor, le MRV présente une accélération très rapide et une vitesse de fonctionnement extrêmement élevée. En raison de son fonctionnement étendu, le MRV est particulièrement adapté au fonctionnement sans engrenage dans la propulsion des véhicules électriques [152]. De plus, l'absence de sources magnétiques (c'est-à-dire des enroulements ou des aimants permanents) sur le rotor rend le MRV relativement facile à refroidir et insensible aux températures élevées. Ce dernier est d'un intérêt primordial dans les applications automobiles, qui exigent un fonctionnement dans des conditions ambiantes difficiles. Une plage étendue de 2 à 3 fois la vitesse de base est généralement possible avec un contrôle approprié [152]. Les inconvénients des entraînements MRV sont qu'ils doivent subir des ondulations de couple et des bruits acoustiques. Cependant, ce ne sont pas des problèmes potentiels qui interdisent son utilisation pour l'application de véhicules électriques.

1.6.4 Entraînement par moteur synchrone à aimant permanent

Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) peut être considéré comme un croisement entre un MI et un MCC sans balai. Ils ont des structures de rotor similaires aux moteurs MCC qui contiennent des aimants permanents. Les avantages de MSAP sont bien connus. Le plus gros avantage est le faible volume des MSAP, contrairement aux autres types de moteurs, cela les rend parfaitement adaptés aux applications de moteurs à roues [152].

Les commandes des moteurs MSAP présentent les inconvénients en ce que l'aimant est coûteux et que la résistance mécanique de l'aimant rend difficile l'établissement d'un couple élevé dans le moteur. Les moteurs CC sans balai à aimant permanent ne disposent pas de balai pour limiter la vitesse, mais des questions subsistent quant à l'intensité de fixation de l'aimant, car elle limite la vitesse maximale si les moteurs sont du type à rotor intérieur. De plus, ce moteur souffre

d'une assez limite capacité d'affaiblissement du champ. Ceci est dû à la présence du champ magnétique permanent qui ne peut être affaibli que par la production d'un composant de champ stator qui oppose le champ magnétique du rotor [152]. Néanmoins, un fonctionnement prolongé à puissance constante est possible grâce à la progression de l'angle de commutation.

1.6.5 Comparaison entre quatre types d'entraînement

Le choix le plus approprié pour les VE parmi quatre types d'entraînement est déterminé en fonction des facteurs suivants : facteurs d'efficacité, poids et coût. Tableau récapitulatif ci-dessous des caractéristiques de quatre types d'entraînement pour véhicules électriques.

	MCC	MI	MRV	MSAP
Efficacité	Moyenne	Elevée	Elevée	Elevée
Poids	Moyenne	Moyenne	Faible	Elevée
Coût	Faible	Moyenne	Elevée	Elevée

TABLE 1.1: Comparaison des quatre moteurs [152]

Le tableau ci-dessus indique que les entraînements à base des MCC continueront à être utilisés dans les VE car les MCC sont disponibles au coût le plus bas. Du point de vue de l'efficacité, les motorisations MSAP sont le meilleur choix. Les entraînements MRV ont le poids le plus faible parmi quatre types d'entraînements à moteur pour véhicules électriques. Si le choix des entraînements à moteur pour les véhicules électriques est déterminé par trois facteurs, à savoir le poids, l'efficacité et le coût, il est clair que les entraînements MRV sont le meilleur choix pour les véhicules électriques. Hormis l'efficacité, le poids et le coût, les disques MRV ont également une place prépondérante dans les domaines du refroidissement, de la vitesse maximale, de la tolérance aux pannes et de la fiabilité.

1.7 Système de stockage de l'énergie dans les véhicules électriques

Dans un avenir proche, les véhicules électriques, y compris les véhicules hybrides et les véhicules électriques pure à batterie, domineront le marché des véhicules propres. D'ici 2020, plus de la moitié des ventes de véhicules neufs devraient provenir des véhicules électriques [143, 154]. La clé et la technologie permettant ce changement révolutionnaire est le stockage d'énergie. Le stockage de l'énergie est considéré comme le cœur d'un véhicule électrique. Plusieurs paramètres de stockage de l'énergie sont pris en considération dans une application automobile, telles que l'énergie spécifique, puissance spécifique, l'efficacité, les besoins de maintenance, la gestion, les coûts, l'adaptation environnementale, la convivialité et la sécurité. Pour l'affectation sur un véhicule électrique, l'énergie

spécifique est la première considération, car elle limite la portée du véhicule. Plusieurs types de stockage d'énergie ont été proposés et utilisés pour les applications des véhicules électriques et de véhicules hybrides. Jusqu'à présent, ces accumulateurs d'énergie comprennent principalement des batteries chimiques, des supercondensateurs et des piles à combustible. Il est particulièrement important que les ingénieurs en électricité comprennent le principe de base des différentes sources et les exigences spécifiques de la source d'approvisionnement en VE.

1.7.1 Batteries électrochimique

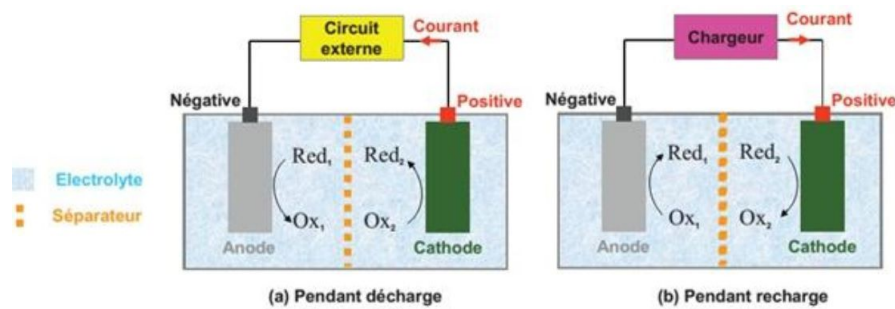


FIGURE 1.9: Principe de fonctionnement des accumulateurs [87]

Les batteries électrochimiques, plus communément appelées batteries, sont des dispositifs électrochimiques qui convertissent l'énergie électrique en énergie chimique potentielle pendant la charge et convertissent l'énergie chimique en énergie électrique lors de la décharge [80]. La figure. 1.9 présente le principe de fonctionnement d'un accumulateur, ce fonctionnement est basé sur l'exploitation de deux couples oxydo-réducteurs, Ox₁/Red₁ et Ox₂/Red₂, qui se déroulent respectivement à deux électrodes différentes.

Il existe de nombreux types de batteries différents, par exemple, acide au plomb, hydrure de nickel-métal, lithium-ion, etc. Cependant, aujourd'hui, lithium-ion est le choix préféré pour les applications VE en raison de son énergie spécifique et de sa puissance relativement élevées [95]. Le tableau 1.2 résume les propriétés des batteries utilisées dans les véhicules électriques.

Technologie Batterie	Energie massique (Wh/Kg)	Puissance massique (W/Kg)	Nombre cycles à 80% de décharge	Coût en euro/KWh
Pb-Acide	40-50	140-250	800-1500	100-190
Ni-Mh	60-80	500-1400	500-2000	400-2000
Li-Ion	70-130	600-3000	800-1500	700-2000

TABLE 1.2: Propriétés des batteries utilisées dans les véhicules électriques [77]

La figure 1.10 représente les différentes technologies de batteries sur un dia-

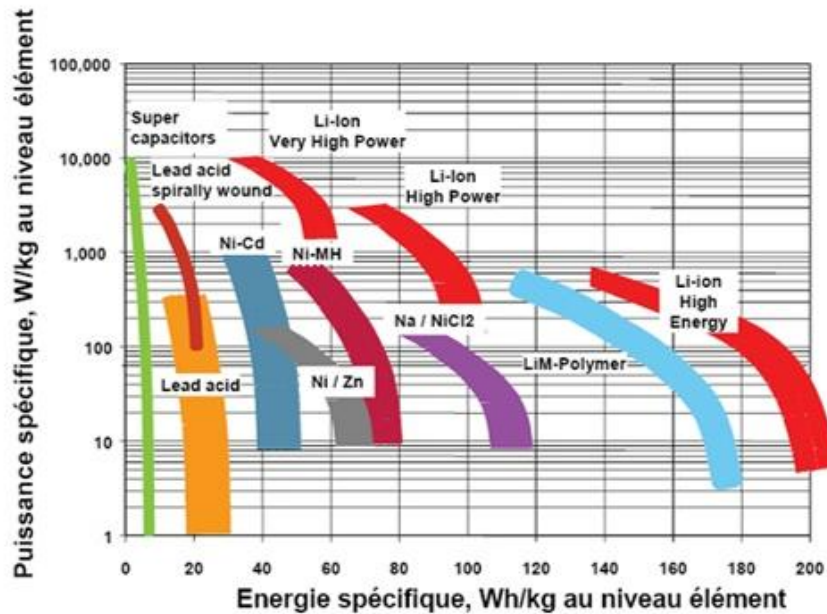


FIGURE 1.10: Diagramme de Ragone permettant de comparer les performances énergétiques et en puissance des différentes batteries [33]

gramme de Ragone. Sur cette figure on remarque bien la domination des batteries Li-ion par rapport aux autres technologies. Suivant l'énergie spécifique et la puissance spécifique, on peut différencier trois types de batteries Li-ion :

-Li-ion haute densité d'énergie (HE) : caractérisé par une forte énergie spécifique, mais un faible courant de charge/décharge.

-Li-ion haute puissance (HP) : caractérisé par une énergie plus faible que la précédente, mais un courant de charge/décharge plus élevé.

-Li-ion très haute puissance (VHP) : caractérisé par une énergie spécifique très faible et de très forts courants de charge/décharge. Cette technologie récente est très proche des performances des supercondensateurs, avec plus d'énergie et une durée de vie moins importante.

Aujourd'hui, les batteries les mieux adaptées aux applications automobiles sont incontestablement les Li-ion hautes puissances [102]. Cette technologie est actuellement au cœur de l'offre en matière de système de stockage pour le transport.

1.7.2 Supercondensateurs

Pour les applications VE, la source d'énergie, principalement les batteries et les piles à combustible, ont une énergie spécifique élevée. Ces sources d'énergie peuvent être rechargées à partir d'autres sources d'énergies lors d'une conduite moins exigeante ou d'un freinage par récupération. Les Supercondensateurs (SC)

sont les sources d'alimentation qui ont retenu l'attention.

L'effet de condensateur à double couche électrique a été remarqué pour la première fois en 1957 par les ingénieurs de General Electric qui expérimentaient des dispositifs utilisant une électrode de carbone poreuse [127]. On croyait que l'énergie était stockée dans les pores de carbone et présentait une "capacité exceptionnellement élevée", bien que le mécanisme en soit inconnu à ce moment-là. Les SC sont des composants électrochimiques qui ont une densité d'énergie exceptionnellement élevée, mais son principal inconvénient est son énergie spécifique plus faible par rapport aux batteries chimiques, ce qui limite les utilisations du SC en performances dynamiques transitoires du VE (accélérations et décélérations) [139].

Le SC électrochimique comprend deux électrodes séparées par une membrane (séparateur) perméable aux ions et un électrolyte reliant électriquement les deux électrodes. En appliquant une tension au condensateur, une double couche électrique est formée sur les deux électrodes, laquelle comportent une couche positive ou négative d'ions déposée dans une image miroir sur l'électrode opposée [127]. Le principe de base d'un condensateur à double couche est illustré à la figure 1.11. Lorsque deux barres de carbone sont immergées dans une solution d'acide sulfurique mince, séparées l'une de l'autre et chargées d'une tension augmentant de zéro à 1,5 V, il ne se passe presque rien jusqu'à 1 V; puis à un peu plus de 1,2 V, de petites bulles apparaîtront à la surface des deux électrodes. Ces bulles à une tension supérieure à 1 V indiquent une décomposition électrique de l'eau. En dessous de la tension de décomposition, alors que le courant ne circule pas, une "double couche électrique" se produit alors à la limite de l'électrode et de l'électrolyte, puis des électrons sont chargés à travers la double couche [10].

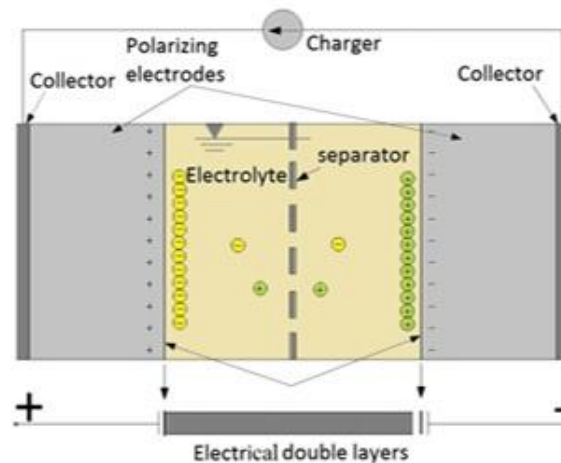


FIGURE 1.11: Principe de fonctionnement d'un supercondensateur

1.7.3 Piles à combustibles

Parmi les technologies envisagées pour l'avenir du véhicule électrique, c'est la pile à combustible, cette dernière est considérée comme une solution très prometteuse [133]. Ce convertisseur d'énergie, à la fois propre et efficace, permet de convertir l'énergie chimique de l'hydrogène en une énergie électrique, utilisable directement, et une énergie thermique qu'il est possible de valoriser. Les piles à combustible ou PAC présentent les énergies spécifiques les plus élevées parmi les dispositifs électrochimiques existants. Néanmoins, leur puissance spécifique reste très limitée (quelques dizaines de W/kg), et leur non-réversibilité en courant interdit la récupération d'énergie. Elles doivent donc dans la plupart des cas être hybridées avec un dispositif de stockage de plus forte puissance, tel que les supercondensateurs, les batteries ou les volants d'inertie [138, 139].

Une PAC consiste en un électrolyte pris en sandwich entre deux électrodes. L'électrolyte a une propriété spéciale qui permet aux ions positifs (protons) de passer à travers tout en bloquant les électrons. Le gaz hydrogène passe sur une électrode, appelée anode, et à l'aide d'un catalyseur, se sépare en électrons et en protons d'hydrogène, comme indiqué à la figure 1.12 [8].

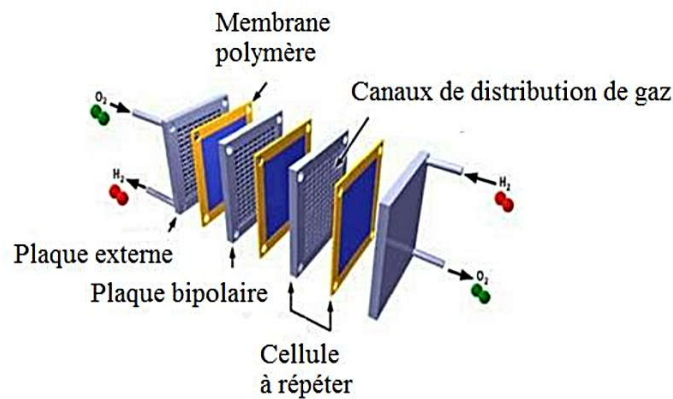


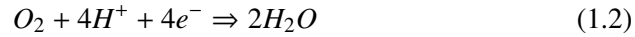
FIGURE 1.12: Principe de fonctionnement d'une pile à combustible

Dans le cas d'une pile à combustible PEMFC à électrolyte acide, on a une oxydation de l'hydrogène à l'anode selon :



Il Eq. (1.1) s'agit d'une réaction catalysée. La molécule d'hydrogène réagit en libérant deux électrons, qui circulent dans le circuit électrique qui relie l'anode

à la cathode. A la cathode, on assiste à la réduction cathodique (également catalysée) de l'oxygène selon :



La réaction globale de la PAC est donc :



La tension produite par une PAC est comprise entre 0 et 1 (V), en fonction des conditions de fonctionnement du PAC et de la taille de la charge qui y est connectée [115]. La valeur typique de la tension de PAC est d'environ 0,7 (V) [114, 115]. Pour obtenir une tension plus élevée, plusieurs cellules sont empilées en série, la tension totale délivrée par la pile est obtenue en multipliant le nombre de cellules par la tension moyenne d'une cellule. Comme d'autres dispositifs électriques, il existe des résistances électriques dans la PAC, la perte associée à la résistance est dissipée sous forme de chaleur. En d'autres termes, les réactions chimiques du PAC dégagent de la chaleur [115].

1.8 Convertisseurs électriques

L'emploi d'une chaîne de traction électrique au sein d'un véhicule sous-entend la présence à leur bord d'une source d'énergie électrique qui est un accumulateur de capacité adéquate à la durée d'utilisation désirée du véhicule. Dans la majorité des automobiles électriques, on est faisant face à la compatibilité des sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif et en même temps à des compatibilités entre les tensions des sources et des récepteurs. Puisque l'énergie électrique générée par les sources électriques est sous forme d'une tension continue (DC), il est nécessaire d'introduire, entre l'unité de production et d'application (la charge), une interface permettant l'adaptation entre les caractéristiques des sources d'énergie et les caractéristiques de la charge.

Afin d'assurer certaines fonctions comme l'alimentation d'un niveau de tension adéquate (dans des limites convenables), la protection du supercondensateur ou la gestion de l'énergie entre la batterie et les autres éléments de stockage, une interface de puissance doit être mise en place. Ainsi on peut identifier trois fonctions principales de l'interface de puissance :

- adapter les caractéristiques de tension à des tensions acceptables pour les applications visées ;
- optimiser les performances du système ;
- contrôler l'état de l'énergie produite, stockée ou fournie.

Dans la plupart des VE, le choix du type de structure d'interface de puissance dépend de plusieurs critères découlant de l'application. Dans ces applications, la structure se décompose en deux parties avec des rôles différents, DC (Direct Current) et AC (Alternative Current). Il faut utiliser des convertisseurs DC/DC,

des convertisseurs DC/AC ou des convertisseurs AC/DC [46].

Convertisseur DC/DC

Grâce à sa simplicité et au besoin d'élever une tension, la topologie la plus commune est le hacheur parallèle classique (Boost). Il fait l'interface entre les sources d'énergie électrique et le convertisseur DC/AC côté moteur [46].

Convertisseur DC/AC

Ces convertisseurs sont utilisés couramment dans les véhicules électriques. Il y a deux structures de base : l'onduleur de tension et de courant, dont le premier est largement plus répandu ; les deux peuvent être monophasés ou triphasés [46].

Convertisseur AC/DC

Les convertisseurs AC/DC également appelés redresseurs sont des convertisseurs d'énergie qui transforment une source électrique à courant alternatif en une source électrique à courant continu [46].

1.9 Principaux types des véhicules électriques vendues depuis 2017

1.9.1 Véhicule électrique à batterie (BEV)

Les voitures portant le nom de BEV fonctionnent uniquement à l'électricité et ne possèdent donc aucun moteur à combustion interne ; par conséquent, ils sont désignés comme étant le seul type d'émission nulle. En cas de recharge, ils doivent être branchés sur le réseau électrique. Les véhicules de ce type ne sont pas équipés de boîtes de vitesses, en raison de leur transmission uniquement électrique. Le freinage régénératif en tant que moyen de charge est inclus dans la technologie. [130] Les exemples typiques de BEV sont tous les types de produits Tesla, tels que le modèle S (figure 1.13) ou le modèle X le segment des voitures de luxe haut de gamme. Les solutions les plus abordables pourraient être la Chevrolet Bolt, la Ford Focus Electric, la Hyundai Ioniq ou la Volkswagen E-Golf. Pour le segment low-cost, nous rencontrons le Mitsubishi i-MiEV ou Smart Electric Drive, par exemple.

1.9.2 Véhicule électrique hybride (HEV)

On introduit la notion de véhicule hybride lorsqu'un véhicule à moteur électrique embarque plusieurs sources d'énergies supplémentaires. L'hybridation est



FIGURE 1.13: BEV Tesla Model S

aussi l'association à la fois d'un moteur électrique et un moteur à combustion interne; le second à essence ou diesel. Le moteur à combustion interne est dominant et le moteur électrique ne sert que de complément. Le véhicule est donc équipé d'une batterie plus petite, et le moteur à combustion assure l'alimentation avec l'énergie provenant du freinage par récupération. Contrairement aux BEV, cette batterie ne peut pas être rechargée via une prise de batterie, car sa capacité est petite et les voitures hybrides ne sont pas équipées d'une telle prise [130]. Ci-dessous, nous identifions trois principaux types de HEV.

1) La voiture hybride parallèle est le premier type, qui utilise simultanément le moteur à combustion interne et le moteur électrique pour alimenter la voiture. Cela signifie que les deux types peuvent entièrement mettre les roues du véhicule en mouvement. [16] Des exemples de tels véhicules hybrides sont, par exemple, la Toyota Prius (figure 1.14).

2) Le deuxième type de HEV est le véhicule dit hybride série. La voiture est à nouveau équipée de moteurs à combustion interne et électrique. Cependant, dans ce cas, le moteur à combustion seule ne peut pas mettre le véhicule en mouvement, car sa fonction ici est uniquement de générer de l'énergie, lorsque la batterie du véhicule s'épuise. [16] Par conséquent, le moteur à combustion porte le nom et a la fonction d'un prolongateur d'autonomie. Les exemples de véhicules hybrides en série sont la Chevrolet Volt américaine et sa version européenne Opel / Vauxhall Ampera ou la BMW i3.

3) Le troisième type de HEV est le véhicule dit à double drain. Le principe est que chaque essieu moteur est alimenté différemment, l'un par la combustion et le second par un moteur électrique. L'essieu moteur à combustion interne comprend la boîte de vitesses, tandis que le deuxième essieu moteur, celui à moteur électrique, n'a pas de boîte de vitesses. [16] Les entraînements électriques et conventionnels sont entièrement séparés l'un de l'autre et la voiture peut bas-



FIGURE 1.14: Parallèle HEV Toyota Prius



FIGURE 1.15: Série HEV Chevrolet Volt

culer entre eux, ou les deux peuvent être utilisés simultanément. Les exemples de HEV à double train sont les Volvo V60 (figure. 1. 16) hybride ou leur XC90 hybride etc.

1.9.3 Véhicule électrique hybride rechargeable (PHEV) ou Plug-In

Tout comme le HEV, les véhicules hybrides rechargeables sont équipés d'un moteur électrique et d'un moteur à combustion. La principale différence réside dans le mode de chargement : en plus du freinage par récupération et de l'énergie provenant du moteur à combustion, les batteries peuvent être chargées à partir du réseau électrique via la prise du véhicule. C'est pour cette raison que les bat-



FIGURE 1.16: Double drain HEV Volvo V60

teries du véhicule sont nettement plus grandes et peuvent fournir une conduite purement électrique sur plusieurs kilomètres. Après leur décharge, le moteur à combustion se met en place. Ce fait rend le PHEV particulièrement utile pour les longs trajets, sans avoir besoin de recharger les batteries [129]. Les exemples de véhicules hybrides rechargeables sont les Audi A3 e-Tron, BMW 330e ou Mercedes-Benz C350 (figure. 1. 17) etc.



FIGURE 1.17: Mercedes-Benz C350 Plug-In HEV

1.10 Recherches effectués sur les véhicules électriques

Malgré les recherches avancées menées pour le développement des véhicules électriques, en particulier les sources d'énergie (batteries), la gestion de l'énergie et le contrôle du système de propulsion électrique. Ces voitures souffrent encore de certains problèmes, principalement l'autonomie de la batterie, la gestion de l'énergie et les systèmes de propulsion électrique. Par conséquent, travailler

sur ces trois concepts améliorera les performances du véhicule électrique et tout dépassement d'un concept sur l'autre aura un impact négatif sur le véhicule. D'ailleurs, la recherche reste ouverte aux chercheurs pour améliorer les performances de ces voitures. Les véhicules électriques varient les uns des autres : le véhicule 100% électrique et le véhicule hybride. Les véhicules électriques hybrides incluent les moteurs classiques (moteur électrique avec moteur à combustion interne ICE), hybrides rechargeables et multisources (batteries, supercondensateurs, pile à combustible). Plusieurs recherches ont été menées sur ces différents types de véhicules afin d'améliorer ses performances. Certaines de ces recherches ont été réalisées sur : Les sources d'énergie et ses systèmes (batterie, supercondensateurs, pile à combustible), le plug-in et ses stations de charge, la mécanique et son impact sur la gestion d'énergie, et d'autres recherches ont été effectuées sur le système de propulsion électrique et son influence sur les performances de la voiture.

Des recherches qui ont été faites sur les véhicules hybride plug-in sont mentionnées dans les réf. [30, 31]. Les auteurs ont proposé un modèle de planification de charge du VE afin de minimiser le coût des infrastructures des stations de charge. Parmi les recherches effectuées sur les sources d'énergie et leurs systèmes, ce qui a été présenté dans la réf. [150] Une approche d'estimation de l'état de charge basée sur un système neuro-fuzzy est développée et évaluée par un simulateur de véhicule électrique afin d'améliorer les performances du véhicule. Une stratégie optimale a été développée dans la réf. [72] pour réduire la dégradation de la batterie et le coût total du véhicule hybride dans le cadre d'un cycle de conduite standard. En raison de la densité d'énergie plus faible et de la durée de vie limitée des batteries installées à bord du VE, une combinaison de système à plusieurs vitesses et de supercondensateurs a été proposée dans la réf. [71] afin d'améliorer l'efficacité énergétique et les performances dynamiques sans augmenter la taille de la batterie.

La référence [89] à augmenter l'économie du combustible du véhicule hybride, en utilisant un superviseur flou pour la gestion de l'énergie. Les structures d'énergie électrique (FC + B) et (FC + B+UC) sont développés par le logiciel ADVISOR. Dans [66], un modèle d'énergie électrique hybride, basé sur une pile à combustible (PEMFC) a été introduit comme une source primaire et une batterie Li-ion comme une source auxiliaire. La tension de la pile à combustible est réglée par un convertisseur DC/DC avant l'intégration avec la batterie.

Depuis plus de cents ans les recherches sur l'optimisation du système de propulsion ont commencées pour avoir une efficacité énergétique et une facilité d'installation des sources d'énergie renouvelable, c'est pour cette raison que nos travaux se concentrent principalement sur l'optimisation du système de propulsion [74, 128]. La recherche sur le système de propulsion électrique a suscité un grand intérêt pour les constructeurs automobiles et les chercheurs universitaires en raison de son impact considérable sur les performances et l'efficacité énergétique du véhicule [149]. L'entraînement dans le véhicule électrique fonc-

tionne via un moteur électrique traversant la transmission et les différentiels. Le moteur synchrone à aimants permanents MSAP a été le meilleur choix du système de conduite des véhicules électriques en raison de sa structure simple, son faible volume, sa densité de puissance élevée, son faible bruit, son couple élevé, sa faible inertie, sa réponse dynamique rapide et son entretien facile [149]. Selon ces avantages, MSAP est largement accepté dans les machines-outils à commande numérique, les véhicules électriques, les robots, l'aviation, etc. [109]. Les stratégies de contrôle linéaire telles que les régulations proportionnelles intégrales (PI) sont largement utilisées dans les systèmes à base de MSAP en raison de leur mise en œuvre simple [109]. Cependant, le moteur synchrone à aimants permanents est un système non linéaire avec perturbations, incertitudes et variations de paramètres [34, 153]. Par conséquent, cette méthode classique ne tient pas compte de ces faits, affectant les performances élevées du MSAP et de l'ensemble du système de propulsion électrique [109]. De nos jours, grâce aux grands progrès des processeurs de signaux numériques (DSP), de l'électronique de puissance et à de nombreuses méthodes de contrôle non linéaires telles que : le contrôle adaptatif [55], le contrôle robuste [62], le contrôle en mode glissant (SMC) [35, 107, 156], le contrôle de réseau neurone (NNC) [41, 42] et le contrôle flou [9, 90] ont été suggérés pour les entraînement MSAP.

Les propriétés de transmission du véhicule électrique détériorent le contrôle des performances du moteur synchrone à aimants permanents MSAP, en particulier dans le processus de freinage antiblocage. Pour cette raison, les auteurs de la réf. [158] ont proposé une nouvelle méthode de contrôle MSAP, comprenant un contrôle orienté de flux FOC, la dynamique du véhicule et un système de freinage hydraulique, pour éliminer ce problème.

Comme indiqué dans la réf. [73], une formulation MPC modèle prédictive contrôlée est appliquée sur un MSAP installé à bord d'un navire électrique afin d'améliorer le système de gestion de l'énergie en prévoyant le couple de charge de propulsion. En outre, dans la réf. [151], les auteurs ont exploré en détail l'impact des méthodes classiques de contrôle appliquées sur les systèmes de propulsion des véhicules électriques, comme le contrôle vectoriel, le contrôle PI-flou ; mais ces méthodes classiques ont des limites, c'est pourquoi les auteurs ont proposé un contrôle PI-flou avec une capacité d'adaptation automatique des paramètres afin d'améliorer le régulateur PI flou traditionnel de la boucle de vitesse. De même, dans la réf. [145] un régulateur de vitesse de VE avec MSAP a été réalisé à l'aide de contrôleurs PI et de mode glissant, afin de simplifier l'utilisation d'un modèle de vélo en tant que modèle de véhicule.

Dans [117] application d'un contrôle non linéaire par linéarisation entrée-sortie sur le modèle global du véhicule électrique (VE) (MSAP et dynamique du véhicule). Cette stratégie fournit une réponse rapide et de bonnes performances du système de propulsion électrique.

En réf. [136], un contrôleur ANFIS (Adaptive Neural Inference System) appliqué sur un moteur à réluctance variable afin de tester la robustesse du contrôle de vi-

tesse et traite les paramètres incertains et les perturbations externes.

1.11 Conclusion

Afin de parvenir à une mobilité plus propre et plus verte dans les villes très urbanisées du monde, l'utilisation de véhicules électriques doit être considérée comme l'une des solutions [5]. Malgré les recherches avancées menées pour le développement des véhicules électriques, en particulier les sources d'énergie (batteries), la gestion de l'énergie et le contrôle du système de propulsion électrique. Ces voitures souffrent encore de certains problèmes, principalement l'autonomie de la batterie, la gestion de l'énergie et les systèmes de propulsion électrique. Une brève présentation du contexte énergétique et écologique mondial lié à l'utilisation de ressources d'énergie fossile pour le transport. Un aperçu sur l'histoire du véhicule électrique. Ensuite Une vue macroscopique des systèmes embarqués à bord du véhicule électrique, ainsi que les principales configurations ont été présentés. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation des différents sous-systèmes qui composent le véhicule électrique.

Chapitre 2

Modélisation des éléments de la chaîne de traction



2.1 Introduction

Afin de pouvoir développer une stratégie de commande et estimer la consommation d'énergie d'un véhicule électrique, il est très important de disposer d'un modèle de véhicule approprié [52, 98]. Le modèle de véhicule électrique est très complexe car il contient de nombreux composants différents, par exemple la dynamique du véhicule, transmission, machine électrique, électronique de puissance et les sources d'énergie. Chaque composant doit être correctement modélisé afin d'éviter de mauvaises conclusions. La conception ou la modélisation de chaque composant est une tâche difficile, car les paramètres d'un composant affectent le niveau de puissance d'un autre. Il existe donc un risque qu'un composant soit considéré comme inapproprié, ce qui pourrait rendre le véhicule inutile, coûteux ou inefficace. Pour ce faire, nous établissons un bilan des efforts appliqués au véhicule. Après avoir élaboré le modèle dynamique, la seconde étape consiste à modéliser les éléments internes de chaque sous systèmes, ce qui nous donnera une vue approximative de la nature de la stratégie de commande à réaliser.

2.2 Modèle dynamique du véhicule

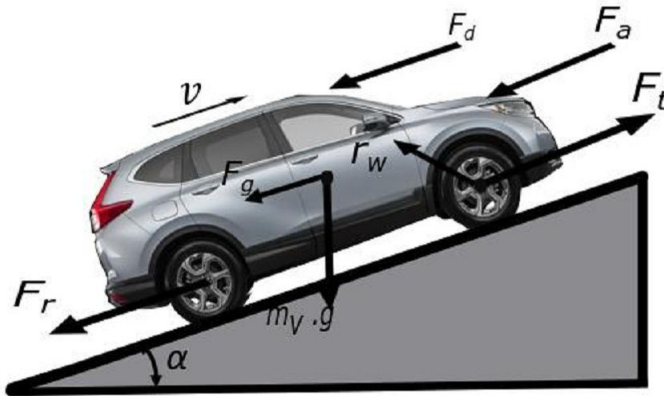


FIGURE 2.1: Représentation schématique des forces agissant sur le véhicule en mouvement

Le système de propulsion produit une énergie mécanique supposée être stockée momentanément dans le véhicule. Les résistances motrices sont supposées drainer l'énergie de ce réservoir. L'énergie dans le véhicule est stockée :

- sous forme d'énergie cinétique lorsque le véhicule est accéléré ; et
- sous forme d'énergie potentielle lorsque le véhicule atteint des altitudes plus élevées.

La quantité d'énergie mécanique fournie par un véhicule lors de la conduite

dépend principalement de trois effets :

- les pertes de friction aérodynamiques ;
- les pertes par frottement de roulement ; et
- l'énergie dissipée dans les freins.

L'équation élémentaire qui décrit la dynamique longitudinale d'un véhicule routier a la forme suivante :

$$m_v \frac{d}{dt} v(t) = F_t(t) - (F_a(t) + F_r(t) + F_g(t) + F_d(t)) \quad (2.1)$$

où F_a est le frottement aérodynamique, F_r le frottement de roulement, F_g la force causée par la gravité lorsque vous conduisez sur des routes non horizontales et F_d la force de perturbation qui résume tous les autres effets non encore spécifiés, m_v la masse du véhicule, $v(t)$ la vitesse du véhicule, et F_t la force de traction générée par le moteur principal. La figure. 2. 1 présente une représentation schématique de cette relation.

2.2.1 Pertes de friction aérodynamiques

La résistance aérodynamique F_a agissant sur un véhicule en mouvement est provoquée d'une part par le frottement visqueux de l'air environnant à la surface du véhicule. D'autre part, les pertes sont causées par la différence de pression entre l'avant et l'arrière du véhicule, générée par une séparation du flux d'air. Pour les formes de véhicules idéalisées, le calcul d'un champ de pression approximatif et de la force résultante est possible à l'aide de méthodes numériques. Une analyse détaillée des effets particuliers (ventilation du moteur, turbulence dans les passages de roue, sensibilité au vent traversant, etc.) n'est possible qu'avec des mesures spécifiques en soufflerie. Habituellement, la force de résistance aérodynamique est approximée en simplifiant le véhicule en un corps prismatique de surface frontale A_f . La force causée par la pression de stagnation est multipliée par un coefficient de traînée aérodynamique C_d qui modélise les conditions d'écoulement réelles [91].

$$F_a = \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot A_f \cdot C_d \cdot v^2 \quad (2.2)$$

Ici, v est la vitesse du véhicule et ρ_a la densité de l'air ambiant. Le paramètre C_d doit être estimé à l'aide des programmes CFD ou d'expériences en soufflerie. Pour l'estimation de l'énergie mécanique requise pour piloter un cycle de test typique, ce paramètre peut être supposé constant.

2.2.2 Pertes de friction par roulement

La force de résistance au roulement est liée à la masse du véhicule m_v , l'accélération gravitationnelle g et le coefficient de roulement des roues. Pratiquement, les pneus modernes ayant une très faible résistance au roulement

possédant un coefficient de résistance au roulement C_r égal à 0,01 (environ 0,015 pour les pneus conventionnels) [159]. Ce coefficient dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier. La force de résistance au roulement est indiquée ci-dessous [91].

$$F_r = C_r \cdot m_v \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (2.3)$$

2.2.3 Force motrice en montée

La force induite par la gravité lors de la conduite sur une route non horizontale est conservatrice et influe considérablement sur le comportement du véhicule. Dans ce texte, cette force sera modélisée par la relation [91].

$$F_g = m_v \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (2.4)$$

qui, pour les petites inclinaisons α peut être approché par :

$$F_g = m_v \cdot g \cdot \alpha \quad (2.5)$$

quand α est exprimé en radians.

2.2.4 Forces d'inertie

L'inertie du véhicule et de toutes les pièces en rotation à l'intérieur du véhicule génère des forces fictives (d'Alembert). La force d'inertie induite par la masse du véhicule est incluse dans (2.1) par le terme situé à gauche. L'inertie des masses en rotation du groupe motopropulseur peut être prise en compte dans les sous-modèles respectifs. Néanmoins, parfois, pour un calcul rapide, il peut être utile d'ajouter l'inertie des masses en rotation à la masse du véhicule. Une telle analyse considère généralement un moteur principal et une transmission avec un rapport de transmission total γ . Le couple d'inertie total des roues est donné par

$$T_{m,\omega}(t) = \theta_\omega \cdot \frac{d}{dt} \omega_\omega(t) \quad (2.6)$$

et il agit sur le véhicule comme une force d'inertie supplémentaire $F_{m,\omega} = T_{m,\omega}/r_\omega$, où r_ω est le rayon de la roue, θ_ω est l'inertie des pièces en rotation, ω_ω est la vitesse de rotation. Habituellement, le patinage des roues n'est pas pris en compte en première approximation, c'est-à-dire $v = r_\omega \cdot \omega_\omega$. Dans ce cas

$$F_{m,\omega}(t) = \frac{\theta_\omega}{r_\omega^2} \cdot \frac{d}{dt} v(t) \quad (2.7)$$

Par conséquent, la contribution des roues à l'inertie globale du véhicule est donnée par le terme suivant

$$m_{r,\omega} = \frac{\theta_\omega}{r_\omega^2} \quad (2.8)$$

De même, le couple d'inertie du moteur est donné par

$$T_{m,e}(t) = \theta_e \cdot \frac{d}{dt} \omega_e(t) = \theta_e \cdot \frac{d}{dt} (\gamma \cdot \omega_\omega(t)) = \theta_e \cdot \frac{\gamma}{r_\omega} \cdot \frac{d}{dt} v(t) \quad (2.9)$$

où θ_e est le moment d'inertie total du groupe motopropulseur et ω_ω sa vitesse de rotation. Encore une fois, en supposant que les roues ne patinent pas, ce couple est transmis par les roues à la carrosserie du véhicule sous forme de force [91].

$$F_{m,e}(t) = \frac{\gamma}{r_\omega} \cdot T_{m,e}(t) = \theta_e \cdot \frac{\gamma^2}{r_\omega^2} \cdot \frac{d}{dt} v(t) \quad (2.10)$$

Notez que cette expression suppose une boîte de vitesses idéale avec zéro perte et un embrayage engagé. Étant donné que l'efficacité moyenne des boîtes de vitesses réalistes est supérieure à 95% et que l'embrayage est fermé la plupart du temps, les erreurs causées par ces simplifications sont généralement très petites. En supposant un rapport de démultiplication constant γ , la force (2.10) correspond à une masse de véhicule supplémentaire de

$$m_{r,e}(t) = \theta_e \cdot \frac{\gamma^2}{r_\omega^2} \quad (2.11)$$

En résumé, la masse équivalente des pièces en rotation est approximée comme suit

$$m_r = m_{r,e} + m_{r,\omega} = \theta_\omega \cdot \frac{1}{r_\omega^2} + \theta_e \cdot \frac{\gamma^2}{r_\omega^2} \quad (2.12)$$

qui doit être ajouté à la masse du véhicule m_v en (2.1). Le rapport total γ/r_ω apparaît quadratique dans cette expression. En conséquence, pour les rapports élevés (rapports les plus bas d'une transmission manuelle standard), l'influence des pièces en rotation sur la dynamique du véhicule peut être importante et, en général, ne peut être négligée.

L'inertie θ_ω inclut toutes les roues et toutes les pièces en rotation présentes du côté des roues du boîtier d'engrenage. La vitesse ω_ω est supposée être identique pour toutes les roues.

L'inertie θ_e inclut l'inertie du moteur et l'inertie de toutes les pièces en rotation présentes du côté moteur de la boîte de vitesses.

2.2.5 Forces d'accélération

La force due à l'accélération F_{acc} assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur. Cette force est obtenue par le produit entre la masse du véhicule et l'accélération imposée par le conducteur [91].

$$F_{acc} = m_v \frac{d}{dt} v(t) \quad (2.13)$$

2.3 Modèle de la pile à combustible à membrane d'échange de proton (PEM)

Les sources d'énergie utilisées dans notre véhicule électriques notamment la PAC, les batteries électrochimiques sont déjà présentées. Cette section est consacrée à la modélisation et la simulation numérique de ces deux sources. Cette modélisation est un passage obligatoire et utile si l'on veut exploiter au mieux ces sources dans les applications de type véhicule électrique.

2.3.1 Caractéristiques statiques d'une cellule de la PAC

Plusieurs recherches comme dans [26, 40, 120] proposent un modèle statique décrivant la courbe de polarisation de la pile PEM (figure 2.2) comme la somme de quatre termes : la tension théorique à vide E , la surtension d'activation V_{act} (ou chute d'activation : région 1), la surtension ohmique V_{ohm} (ou chute ohmique : région 2) et la surtension de concentration V_{conc} (ou chute de concentration : région 3) :

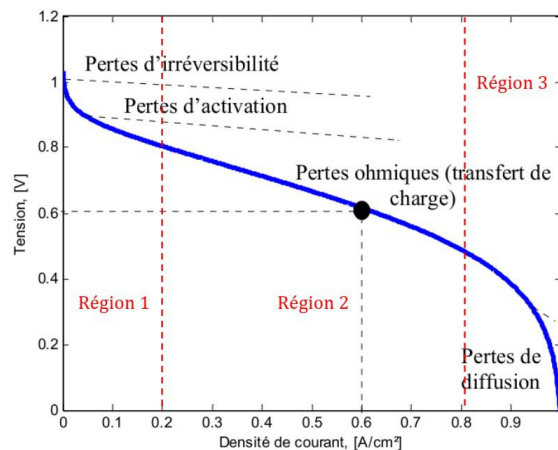


FIGURE 2.2: Caractéristique statique d'une cellule de PAC [40]

$$V_{PAC} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \quad (2.14)$$

2.3.1.1 La tension à vide de la pile à combustible, équation de Nernst

La pile à combustible convertit directement l'énergie chimique en énergie électrique. L'énergie chimique libérée par la PAC est déterminée par la variation de l'énergie libre de Gibbs (Δg_f), qui est la différence entre l'énergie libre de Gibbs des produits et l'énergie libre de Gibbs des réactifs. L'énergie libre de Gibbs est utilisée pour trouver l'énergie disponible nécessaire pour le travail externe. l'équation permettant de calculer La variation de l'énergie libre de Gibbs

est donnée [122] comme suit :

$$\Delta g_f = g_f \text{ des produits} - g_f \text{ des réactifs} = (g_f)_{H_2O} - (g_f)_{H_2} - (g_f)_{O_2} \quad (2.15)$$

La variation de l'énergie libre de Gibbs dépend de la température et de la pression :

$$\Delta g_f = \Delta g_f^0 - \bar{R}T_{PAC} \ln \left[\frac{p_{H_2} p_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{p_{H_2O}} \right] \quad (2.16)$$

Où :

Δg_f^0 : Variation de l'énergie libre de Gibbs à la pression standard (1 bar) qui dépend de la température T_{PAC} exprimée en Kelvin.

p_{H_2}, p_{O_2} et p_{H_2O} : pressions d'hydrogène, d'oxygène et de vapeur d'eau.

\bar{R} : Constante universelle des gaz (8.3145 J/(kg.K)).

Pour chaque mole d'hydrogène deux électrons passent par le circuit électrique externe et le travail électrique effectué est calculé comme suit :

$$L(\text{Travail électrique effectué}) = -2FE \quad (\text{joules}) \quad (2.17)$$

Où :

F : est la constante de Faraday ($F = 96485 \text{ coulombs}$) c'est la charge électrique d'une mole d'électrons.

E : Tension à vide de la pile à combustible.

si le système est sans pertes :

$$\Delta g_f = -2FE \quad (2.18)$$

$$E = \frac{-\Delta g_f}{2F} = \frac{-\Delta g_f^0}{2F} + \frac{\bar{R}T_{fc}}{2F} \ln \left[\frac{p_{H_2} p_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{p_{H_2O}} \right] \quad (2.19)$$

Le terme $\frac{-\Delta g_f^0}{2F}$ varie en fonction du point de fonctionnement, en pratique il est égal à 1.229 V à l'état standard (25°C et 1 bar).

2.3.1.2 Les pertes d'activation

Les pertes d'activation sont dues essentiellement aux cinétiques des réactions chimiques, la réaction de l'hydrogène étant rapide, tandis que celle de l'oxygène est plus lente [122].

$$V_{act} = a \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) \quad (2.20)$$

Où : a constante déterminée empiriquement,

i : Densité de courant délivrée par la pile à combustible,

i_0 : Densité de courant d'échange équivalente au flux d'électrons dans l'interface électrolyte/électrode à circuit ouvert.

Une autre fonction similaire, valide pour toute la gamme de i , est utilisée dans les modèles de la pile à combustible :

$$V_{act} = V_0 + V_a(1 - e^{-c_1 i}) \quad (2.21)$$

Où :

V_0 : la chute de tension à densité de courant égale à 0, V_a (volts) et c_1 sont constantes.

2.3.1.3 Les pertes ohmiques

Les pertes ohmiques sont dues d'une part à la résistance de contact des différentes couches de la pile et d'autre part à la résistance que rencontrent les particules chargées, les ions H^+ dans l'électrolyte et les électrons e^- dans les électrodes, les plaques bipolaires et les connexions (La résistance de contact est négligeable devant la résistance ionique de l'électrolyte et les résistances de l'anode et de la cathode) [122].

$$V_{ohm} = i.R_{ohm} \quad (2.22)$$

$$R_{ohm} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (2.23)$$

Où :

t_m , σ_m sont respectivement l'épaisseur et la conductivité de la membrane.

La variation de la conductivité de la membrane avec différentes valeurs d'humidité et de température est donnée sous la forme suivante :

$$\sigma_m = b_1 \exp\left(b_2 \left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T_{PAC}}\right)\right) \quad (2.24)$$

Où : b_1 est en fonction de la teneur en eau de la membrane λ_m .

b_2 est une constante.

$$b_1 = (b_{11}\lambda_m - b_{12}) \quad (2.25)$$

Les constantes b_{11} , b_{12} et b_2 sont habituellement déterminées empiriquement.

2.3.1.4 Les pertes de concentrations

A des densités de courant élevées, la faible vitesse de transport des réactifs ou des produits vers le site de la réaction est la principale cause de la chute de concentration. Cette chute de tension s'exprime en fonction d'une densité de courant limite appelée i_L inversement proportionnelle à la température, et d'une constante B appelée constante de transport ou du transfert de masse [122] :

$$V_{conc} = -B \ln \left[1 - \frac{i}{i_L} \right] \quad (2.26)$$

Une autre relation empirique plus simple :

$$V_{conc} = i \left(c_2 \frac{i}{i_{max}} \right)^{c_3} \quad (2.27)$$

Où : c_2 , c_3 et i_{max} : Constantes qui dépendent de la température et de la pression
 i_{max} : Densité de courant maximale.

2.3.1.5 Tension aux bornes d'une PAC

En combinant toutes les chutes de tension liées à toutes les pertes dans les sections précédentes, la tension de fonctionnement de la pile à combustible peut être écrite sous la forme suivante [122] :

$$\begin{aligned} V_{PAC} &= E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \\ &= E - [V_0 + V_a(1 - e^{-c_1 i})] - [iR_{ohm}] - \left[i \left(c_2 \frac{i}{i_{max}} \right)^{c_3} \right] \end{aligned} \quad (2.28)$$

Où :

V_{PAC} : tension de la pile (V),

E : tension à vide de la pile (potentiel de Nerst),

$V_{ohm}, V_{conc}, V_{act}$ les surtensions ohmiques, de concentration et d'activation respectivement.

La tension V_{PAC} , c'est la tension d'une seule cellule de pile à combustible. Plusieurs cellules sont empilées en série pour former une pile, pour calculer la tension de la pile, il faut multiplier la tension d'une cellule par le nombre de cellules n et le courant de la pile, I_{st} , est égale au courant de la cellule. La densité du courant est alors définie comme le courant de la pile par unité de surface active de la cellule :

$$\begin{cases} V_{st} = N \cdot V_{PAC} \\ i = \frac{I_{st}}{A} \end{cases} \quad (2.29)$$

2.3.2 Influence de la température et la pression sur la PAC

Pour étudier l'influence de la température il faut d'abord calculer les paramètres dans l'équation (2.28) [20].

$$\begin{aligned} V_0 &= 0.279 - 0.85 \times 10^{-3}(T_{PAC} - 298.15) + 4.3085 \\ &\times 10^{-5} T_{PAC} \left[\ln \left(\frac{p_{ca} - p_{sat}}{1.01325} \right) + \frac{1}{2} \ln \left(\frac{0.1173(p_{ca} - p_{sat})}{1.01325} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} V_a &= (-1.618 \times 10^{-5} T_{PAC} + 1.618 \times 10^{-2}) \\ &\left(\frac{p_{O_2}}{0.1173} + p_{sat} \right)^2 + (1.8 \times 10^{-4} T_{PAC} - 0.166) \\ &\left(\frac{p_{O_2}}{0.1173} + p_{sat} \right) + (-5.8 \times 10^{-4} T_{PAC} + 0.5736) \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned}
c_1 &= 10 \\
t_m &= 0.0125 \\
b_{11} &= 0.005139 \\
b_{12} &= 0.00326 \\
b_1 &= 0.005139\lambda_m - 0.00326 \\
b_2 &= 350
\end{aligned}$$

$$\sigma_m = b_1 \exp\left(b_2 \left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T_{PAC}}\right)\right) \quad (2.32)$$

$$R_{ohm} = \frac{t_m}{\sigma_m}$$

$$c_2 = \begin{cases} (7.16 \times 10^{-4} T_{PAC} - 0.622) \left(\frac{p_{o_2}}{0.1173} + p_{sat}\right) \\ + (-1.45 \times 10^{-3} T_{PAC} - 1.68) \\ \text{pour } \left(\frac{p_{o_2}}{0.1173} + p_{sat}\right) < 2atm \\ (8.66 \times 10^{-5} T_{PAC} - 0.068) \left(\frac{p_{o_2}}{0.1173} + p_{sat}\right) \\ + (-1.6 \times 10^{-4} T_{PAC} - 0.54) \\ \text{pour } \left(\frac{p_{o_2}}{0.1173} + p_{sat}\right) > 2atm \end{cases} \quad (2.33)$$

$$i_{max} = 2.2$$

$$c_3 = 2$$

Où :

$T_{PAC}(K)$: Température de la pile à combustible,

$p_{ca}(bar)$: Pression à la cathode, (bar) : Pression de saturation de l'eau qui est en fonction de la température,

p_{H_2} et p_{o_2} (bar) : Respectivement les pressions partielles de l'oxygène dans la cathode et de l'hydrogène dans l'anode. La simulation du modèle est réalisée sous Matlab-Simulink en utilisant l'outil S-function (figure 2.3). Cet outil est le mieux adapté à la représentation d'état car il permet de prendre en compte les variables entrées sorties ainsi que les variables d'état. L'influence de la pression sur le niveau de tension est due à la disponibilité des molécules de gaz dans les sites réaction (figure 2.4). Quand la pression monte, il y a plus de molécules dans un volume donné, ce qui améliore les performances de la pile. L'augmentation de la pression des réactifs doit alors permettre d'améliorer de façon significative les performances de la pile. La figure 2.5 montrent respectivement l'effet de la température sur la tension et la puissance de la P à C. Il est clair qu'une augmentation de la température de pile de 40°C à 100°C conduit à une amélioration des performances en tension et en puissance de la PAC.

L'effet de la teneur en eau(l'humidité) de la membrane sur les caractéristiques électrique de la pile est représenté sur la figure 2.6. Il est claire que la tension du stack pour une membrane humidifiée à 50% est inférieure à la tension d'une

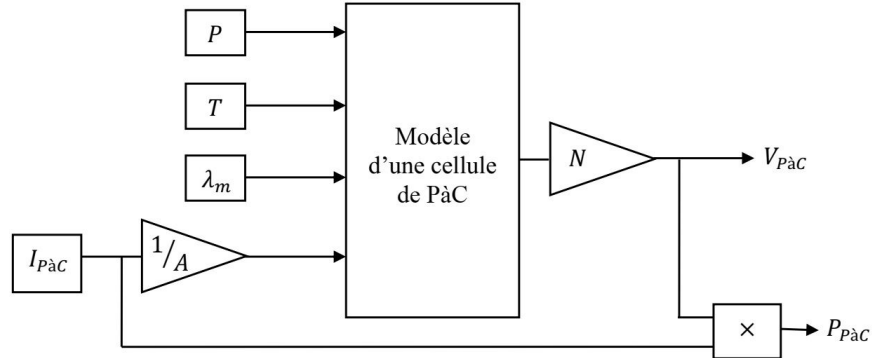


FIGURE 2.3: Schéma bloc du modèle de simulation de la tension du stack

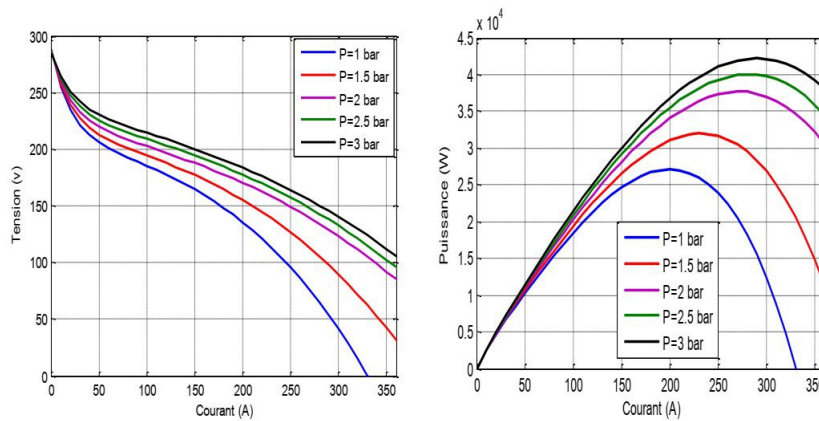


FIGURE 2.4: Tension et puissance de la PAC à température constante (80°C) et à pression variable.

membrane humidifier à 100%, pour cette raison il faut bien humidifier la membrane en injectant de l'eau avec les réactifs [20].

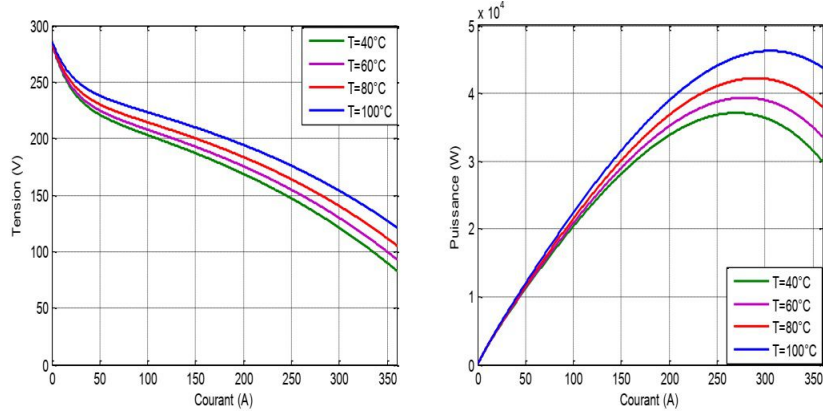


FIGURE 2.5: Tension et puissance de PAC à pression constante (3 bar) et à température variable

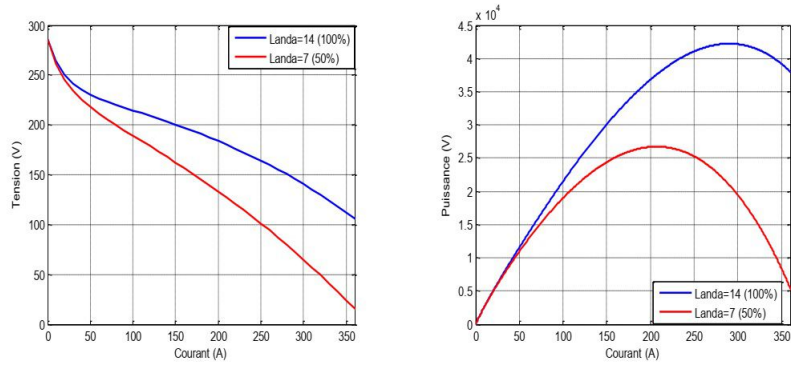


FIGURE 2.6: Tension et puissance de la PAC pour une pression de 3 bars pour deux valeurs de la teneur en eau de la membrane.

2.4 Modélisation de la batterie

2.4.1 Le modèle du circuit équivalent

Le modèle simple du circuit équivalent comprend une f.e.m E_0 pour modéliser la tension à vide de la batterie, un condensateur pour modéliser la capacité interne de la batterie et une résistance interne [99].

$$V_{bat} = E_0 - R_s \times i - V_{Cb} \quad (2.34)$$

$$SOC = 1 - \frac{Q_d}{C_{bat}} \quad (2.35)$$

SOC : l'état de charge de la batterie.

C_{bat} : la capacité nominale de la batterie (Ah).

Q_d : la quantité de charge manquante par rapport à C_{bat} .

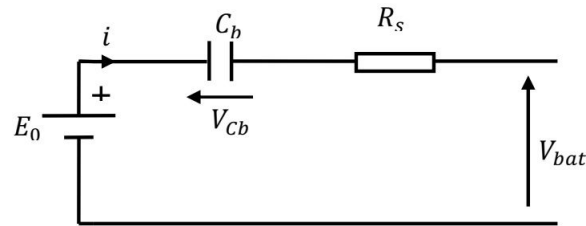


FIGURE 2.7: Modèle R-C de la batterie

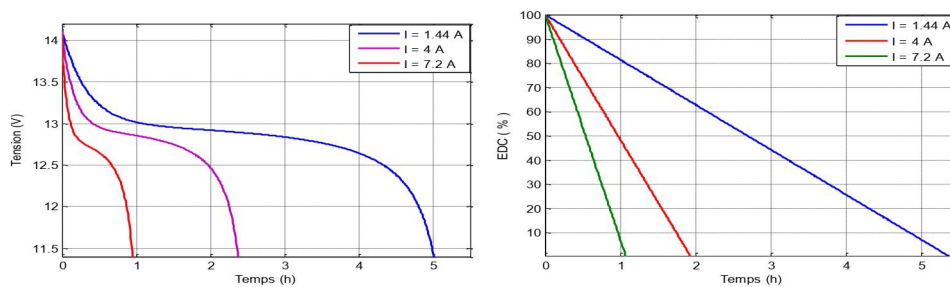


FIGURE 2.8: Tension et état de charge de la batterie pour différents courant de décharge

2.5 Dimensionnement des sources d'énergie

Pour dimensionner les sources d'énergie de notre véhicule, il faut prendre en charge les performances dynamiques qui sont spécifiées dans le cahier de charge. Ces performances sont caractérisées par la vitesse maximale et les temps d'accélération du véhicule. Ces limitations dynamiques tolère le calcul du dimensionnement limite de la source de puissance hybride, c'est à dire la capacité maximale que doit offrir la pile à combustible et la capacité minimale du module de batteries [99]. Dans notre travail, pour estimer la puissance demandée par le véhicule, nous avons choisir un cycle européen de vitesse. Cette puissance doit être satisfaite par l'ensemble (PAC - module de batteries)

2.5.1 Dimensionnement de la PAC

pour que le véhicule puisse maintenir une vitesse de 100 Km/h pendant une durée prolongée (typiquement sur autoroute pendant plusieurs dizaines de minutes), il faut que la PAC soit une source principale d'énergie dans le véhicule. Elle doit pouvoir offrir une puissance suffisante au moteur d'entraînement [99]. Suite au modèle dynamique du véhicule (détaillé en début de ce chapitre) et en supposant que la vitesse est fixée à 100 Km/h, la puissance utile de la pile est à 17.5 KW, en plus 20% de cette puissance représente la puissance consommée par

les auxiliaires, donc la puissance maximale de la pile est d'environ 21 KW.

$$P_{PAC-MAX} = (1 + 0.2)P_{PAC-Util} = 21Kw \quad (2.36)$$

Le nombre de cellules montées en série est donnés par :

$$N_{série} = \frac{V_{dc}}{2.5 \times V_{cell.ch}} = 400 \quad (2.37)$$

Ce nombre de cellules est divisé en quatre stacks montés en série, chaque stack est un assemblage de 100 cellules en série.

$V_{cell.ch}$:La tension en pleine charge d'une cellule à PAC de type PEM ,environ 0.5V.

V_{dc} :la tension du bus continu que alimenter la PAC via un hacheur boost, environ 500V.

La puissance maximale de la PAC se calcule par la relation suivante [96]

$$P_{PAC-MAX} = N_{série} \cdot V_{cell.ch} \cdot J_{ch} \cdot A_{fc} \quad (2.38)$$

A_{fc} : la surface active de la cellules (cm^2)

J_{ch} :La densité de courant à la puissance maximale d'une cellule soit $1.4A/cm^2$.

$$A_{fc} = \frac{P_{PAC-MAX}}{N_{série} \cdot V_{cell.ch} \cdot J_{ch}} = 75cm^2 \quad (2.39)$$

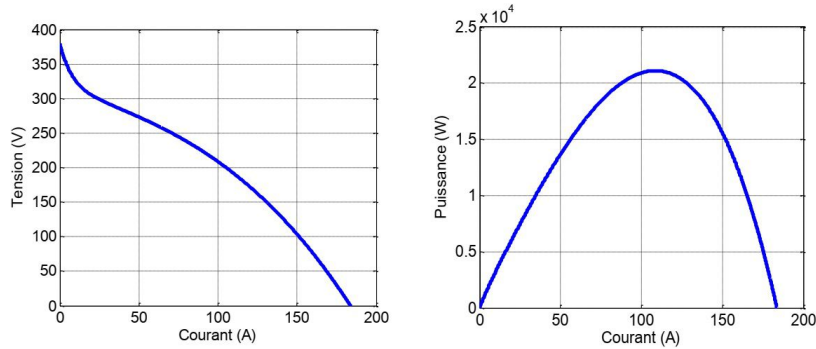


FIGURE 2.9: Caractéristiques électriques d'une cellule d'une PAC de type PEM

2.5.2 Dimensionnement de pack de batteries

Le pack de batteries joue le rôle d'une source d'énergie secondaire pour assurer les accélérations et lors du freinage de véhicule, et il permet aussi de booster la vitesse du véhicule. La PAC est dimensionnée pour que le véhicule puisse assurer une vitesse constante de 100 Km/h, si on veut augmenter la vitesse maximale

jusqu'au 120 Km, le pack de batteries doit rajouter une puissance donnée par la relation suivante :

$$P_{bat} = P_{120 \text{ km/h}} - P_{100 \text{ km/h}} = 27275 - 17500 = 9775W \quad (2.40)$$

$P_{120 \text{ km/h}}$, $P_{100 \text{ km/h}}$: les puissances qui permettent au véhicule d'atteindre les vitesses 120 et 100 km/h, sont estimées à partir du modèle dynamique.

On calcul la capacité total de la batterie pour que le véhicule maintient une vitesse maximale de 120 Km/h pendant une durée spécifié dans un cahier de charge (d'après le profil de vitesse, la période de conduite en vitesse de 120Km/h est environ 10s). La capacité totale de la batterie est donnée par cette relation :

$$C_{bat} \approx \frac{P_{bat} \times Auton}{V_{bat} \times DOD} \quad (2.41)$$

Avec : C_{bat} :La capacité nominale des batteries (Ah).

P_{bat} :La puissance délivrée par le pack de batteries pour une vitesse de 120 Km/h (W).

V_{bat} :La tension nominale du pack de batteries (V).

$Auton$: La durée d'autonomie de pack des batteries (h).

DOD :La profondeur de décharge des batteries.

Afin d'obtenir une tension nominale de 240V les batteries sont montées en série (pour avoir un rapport de transformation autour de 2). Et pour une profondeur de décharge de 80%, la capacité des batteries est calculée à 28 Ah.

2.6 Convertisseur DC/DC associé à la PAC

Pour utiliser la pile à combustible dans le véhicule électrique comme source d'énergie il faut pouvoir connecter la pile à un bus continu de tension fixe. Dans ce cas, il faut élevé la tension de la pile car elle est souvent inférieure à la tension du bus continu. Donc un convertisseur de type survolteur permet d'adapter la tension de la pile a celle du bus continu. La PAC provoque des contraintes spécifiques dues à sa conception et à son principe de fonctionnement.

2.6.1 Contraintes imposées par la PAC

•Fort courant et faible tension

Pour augmenter la puissance de la PAC, on doit placer plusieurs cellules en série pour avoir une tension élevée ou bien utiliser des surfaces plus grandes afin d'augmenter le courant. Pour des raisons de conception, le nombre de cellules en série dans un stack est limité à 100 cellules, donc ce stack aura une tension nominale autour de 60 V et 100 V à vide. L'amélioration de la puissance unitaire d'un stack demande une augmentation de la surface des cellules. Par exemple, la société Axane a exposé deux gammes de puissance correspondant à deux surfaces des plaques de pile.

-La première est de 80 cm^2 pour fournir une puissance de 2,5 kW,

-La deuxième est de 550 cm^2 pour une puissance de 20 kW.

La tension de ces deux gammes reste dans la même plage entre 60 V et 100 V. Dans ces conditions, nous voyons bien que nous sommes dans le domaine fort courant et faible tension [29].

●Faible ondulation du courant débité

Afin de ne pas réduire les performances de la PAC ainsi d'améliorer sa durée de vie, l'ondulation du courant demandée par le convertisseur lié à la PAC doit être limitée à une faible valeur car elle dégrade le rendement de la pile [29]. Ces pertes supplémentaires sont négligeables lorsque l'ondulation du courant offert par la pile est inférieure à 10%.

●Réponse à des variations de charges

La constante de temps de la PAC pendant les appels de charge de type échelon est limitée par la dynamique mécanique du compresseur. Nous remarquons une constante de temps de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes. Pour chaque système, la durée de ce régime dépend essentiellement du point de fonctionnement et de l'amplitude des échelons. Elle peut durer jusqu'à quelques secondes voire plus longtemps.

Pour résumer trois critères principaux permettent de déterminer le type et l'architecture du convertisseur associé à la PAC :

1-Augmenter la tension de la PAC à une tension qui permet sa connexion au bus continu.

2-Supporter le fort courant dû à la nature de la PAC.

3-Réduire l'ondulation de courant que débite la PAC.

Afin de satisfaire ces trois critères, une architecture parallèle peut être utilisée, cette architecture consiste à placer en parallèle plusieurs convertisseurs survolteurs élémentaires et de décaler les commandes de ceux-ci. Ce convertisseur est appelé « Convertisseur Boost Entrelacé ».

2.6.2 Convertisseur Boost entrelacé à deux phases

La technique d'entrelacement est utilisée pour résoudre le problème lié au fort courant d'entrée du hacheur parallèle dans plusieurs applications (ce qui est notre cas) . La mise en parallèle des convertisseurs est une architecture qui permet de diviser le courant entre plusieurs cellules élémentaires. Le courant passant dans chaque cellule est alors moins important. On réduit ainsi les contraintes en courant des composants. Cette architecture permet aussi de réduire la taille des éléments magnétiques en profitant de l'atténuation sur l'ondulation de courant à l'entrée du convertisseur entrelacé ainsi que les pertes en conduction dans le convertisseur [63]. La figure. 2.10 présente le convertisseur Boost entrelacé constitué de N branches identiques mise en parallèle.

●Tension de dimensionnement

$$V_k = V_D = V_S$$

• **Courant de dimensionnement**

$$I_k = D \frac{I_E}{N}$$

$$I_D = (1 - D) \frac{I_E}{N}$$

Parmi les avantages de cette architecture :

- Diminution des contraintes en courant sur les semi conducteurs.
- Diminution de l'amplitude des ondulations du courant d'entrée et de sortie, car la fréquence équivalente de commutation est multipliée par le nombre de branche.
- Diminution des pertes de puissance.
- Architecture mieux adaptée aux PAC.

Cependant, les inconvénients de cette structure : nombre de composants élevé , coût plus élevé, commande très compliquée et les contraintes en tension sur les semi conducteurs sont les même que dans un Boost classique. Le nombre minimale des branches résulte d'un compromis technico-économique analysant principalement le coût économique des composants et les pertes de puissance [57].

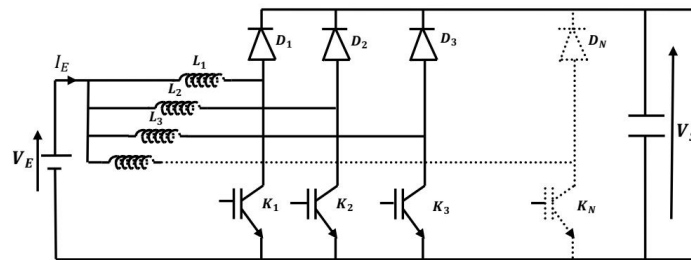


FIGURE 2.10: Architecture du convertisseur Boost entrelacé de N branches

Dans notre travail on a utilisé 2 branches du convertisseur de la PAC pour ne pas compliquer le schéma de contrôle.

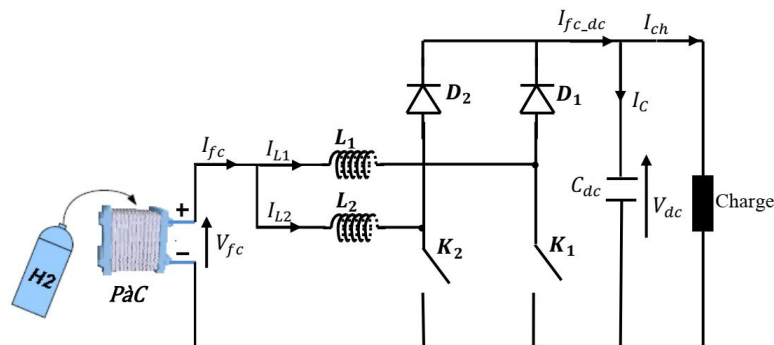


FIGURE 2.11: Convertisseur Boost entrelacé à 2 branches associé à une PAC [58]

Dans le convertisseur de la figure. 2.11, chaque Boost élémentaire est contrôlé avec le même rapport cyclique D avec des commandes décalées entre elle d'une

demi-période. Le courant moyen passant dans chaque cellule, représente la moitié du courant d'entrée, si les deux branches sont identiques. La tension de sortie a la même valeur que celle du Boost classique pour un rapport cyclique donné [58].

2.6.3 Modèle mathématique du convertisseur DC/DC Boost entrelacé

Suite au schéma électrique du convertisseur Boost entrelacé à deux branches représenté dans la figure 2.11, on applique les lois de Kirchhoff, on trouve le modèle suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = V_{PAC} - V_{DC}(1 - u_1) \\ L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} = V_{PAC} - V_{DC}(1 - u_2) \\ I_{PAC} = I_{L1}(1 - u_1) + I_{L2}(1 - u_2) \\ I_{PAC} = I_{L1} + I_{L2} \\ C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = I_{PAC} - I_{CH} \end{array} \right. \quad (2.42)$$

Ou :

u_1 et u_2 : sont deux variables binaires de contrôle des interrupteurs K_1 et K_2 , sont retardées entre eux d'une demi période et elles peuvent prendre 1 ou 0 : 1 quand l'interrupteur est fermé, 0 quand il est ouvert.

I_{PAC-DC} : courant de la PAC injecté au bus continu, il discontinu, sa valeur moyenne est liée au courant de la PAC par la relation :

$$\langle I_{PAC-DC} \rangle = (1 - D)I_{PAC}$$

Où D est le rapport cyclique de ce hacheur.

2.6.4 Dimensionnement du convertisseur DC/DC Boost entrelacé

•Calcul des inductances :

Généralement les inductances sont identiques ($L_1 = L_2 = L$) pour les deux branches pour atteindre une ondulation optimale. Dans notre travail de thèse la pile à combustible est connectée à un bus continu via le convertisseur où la tension du bus est constante. L'ondulation du courant de la pile en fonction du bus est donnée par la relation suivante :

$$\Delta I_{PAC} = \begin{cases} \frac{D(1-2D)V_{DC}}{Lf} & Si \quad D \leq 0.5 \\ \frac{(2D-1).(1-D)V_{DC}}{Lf} & Si \quad D \geq 0.5 \end{cases} \quad (2.43)$$

pour un rapport cyclique $D = 0.25$ et $D = 0.75$, l'ondulation maximale est donnée par :

$$\Delta I_{PAC_max} = \frac{V_{DC}}{8Lf} \quad (2.44)$$

L'inductance minimale est :

$$L = \frac{V_{DC}}{8\Delta I_{PAC_max}f} \quad (2.45)$$

On prend $V_{DC} = 500V$, et $\Delta I_{PAC_max} = 3A$, $f = 10KHz$, donc $L = 2mH$.

•**Calcul de la capacité du condensateur :**

C'est pareil que le boost classique, la valeur de la capacité est calculée selon la relation suivante :

$$C = \frac{\alpha \cdot I_{CH}}{\Delta V \cdot f} \quad (2.46)$$

α : le rapport cyclique (autour de 2.5),

I_{CH} : Courant de charge (valeur max=80A à partire du cycle de charge),

f :Fréquence de découpage (10 KHz)

ΔV : ondulation de tension maximale (5V)

On trouve :

$$C = 0.004F$$

2.7 Convertisseur associé aux batteries

Pour assurer la liaison entre le bus continu et l'élément de stockage(batterie), un convertisseur DC/DC est nécessaire, ce dernier contrôle aussi la puissance fournie est absorbée. La batterie peut être chargée ou déchargée ce qui conduit à l'utilisation d'un convertisseur réversible en courant. Dans notre travail nous avons choisi un convertisseur réversible à deux quadrant (figure 2.12). Ce convertisseur est constitué d'une cellule de commutation à deux interrupteurs (K_1, K_2) réversible en coutrant, chaque commutateur est un transistor commandable à l'ouverture et à la fermeture, des diodes sont monté en antiparallèle [57].

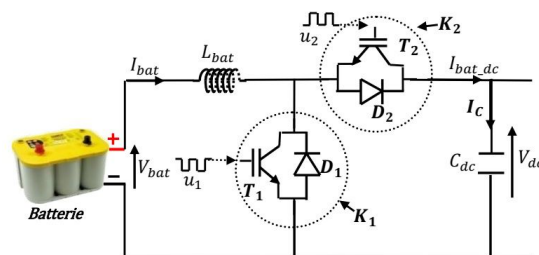


FIGURE 2.12: Hacheur à deux quadrants connecté aux batteries [58]

2.7.1 Modèle mathématique du convertisseur DC/DC buck-Boost

Ce convertisseur à deux types de fonctionnement : fonctionnement abaisseur quand la batterie reçoit de l'énergie du bus continu, ou un fonctionnement élévateur quand la batterie fournit l'énergie. Notons par u_1 et u_2 , les variables binaires qui représentent respectivement l'état des interrupteurs (K_1 et K_2) (l'état 1 : interrupteur fermé, l'état 0 : interrupteur ouvert). L'analyse du fonctionnement de ce convertisseur permet d'établir les équations différentielles suivantes [58].

- Mode de fonctionnement élévateur (Boost) ($I_{bat} > 0$)

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{DC}(1 - u_1) \\ I_{bat\ DC} = I_{bat}(1 - u_1) \end{cases} \quad (2.47)$$

- Mode de fonctionnement abaisseur (Buck) ($I_{bat} < 0$)

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{DC} u_2 \\ I_{bat\ DC} = I_{bat} u_2 \end{cases} \quad (2.48)$$

V_{bat} : tension aux bornes de la batterie .

I_{bat} : courant de la batterie.

$I_{bat\ DC}$: courant de la batterie injecté dans le bus continu.

L_{bat} : Inductance de lissage. u_1 : Signal de contrôle de l'interrupteur k_1

u_2 : Signal de contrôle de l'interrupteur k_2

Pour éviter un court-circuit de la source de tension , les signaux u_1 et u_2 doivent être complémentaires ($u_2 = \overline{u_1} = 1 - u_1$), donc on peut écrire un seul système d'équation en posant $u_1 = u$:

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{DC}(1 - u) \\ I_{bat\ DC} = I_{bat}(1 - u) \end{cases} \quad (2.49)$$

2.8 Modélisation du convertisseur statique DC/AC

Le convertisseur statique DC/AC possède une tension d'entrée continue V_{DC} obtenue à partir d'une source de tension continue (batterie, supercapacité, pile à combustible. . .). L'amplitude de cette tension d'entrée continue est généralement constante. L'onduleur doit utiliser cette tension d'entrée continue comme tension de référence pour produire une tension de sortie alternative, où l'amplitude et la fréquence peuvent être contrôlées [116]. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle. Selon [112], les signaux de commande des onduleurs triphasés ont de nombreux modèles de commutation. Les fonctionnements de l'onduleur triphasé peuvent être définies

en huit modes, indiquant l'état de chaque interrupteur dans chaque mode de fonctionnement.

2.8.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension figure. 2.13 on considère son alimentation comme une source parfaite, que nous supposons constitué de deux générateurs de F.E.M égale à $\frac{U_0}{2} = \frac{V_{dc}}{2}$ Connectés entre eux par un point noté n_0 [76, 135]. La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i (i = a, b, c)$. On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés des interrupteurs idéaux), On a :

- Si $S_i = +1$, Alors T_i est passant et T'_i est ouvert,
- Si $S_i = -1$, Alors T_i est ouvert et T'_i est passant. Dans ces conditions on peut

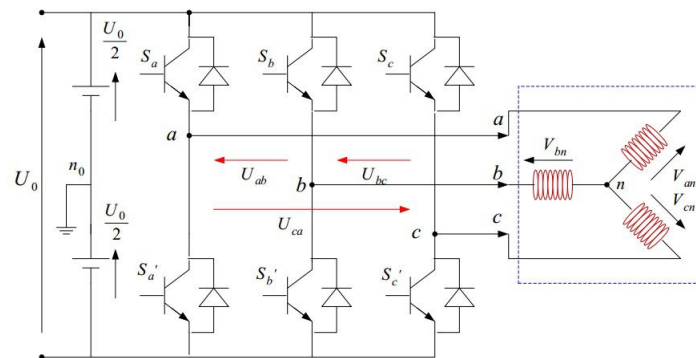


FIGURE 2.13: Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

écrire les tensions d'entrée de l'onduleur V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$. et en tenant compte du point fictive n_0 représenté sur la figure. 2.13

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \tag{2.50}$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MSAP), alors les trois tensions composées :

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} Sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{2.51}$$

Où : V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tension simple de la machine, la charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) , on aura donc

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.52)$$

En faisant apparaître le point "n₀", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (2.53)$$

En remplaçant (2.53) dans (2.52) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (2.55)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n_0 :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (2.56)$$

L'utilisation de l'expression (2.50) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

L'onduleur à pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdales possible, à cet effet, différentes méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) [112]. Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions du système d'équations (2.57) dans le plan (α - β), appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [135].

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

En remplaçant (2.57) dans (2.58) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal

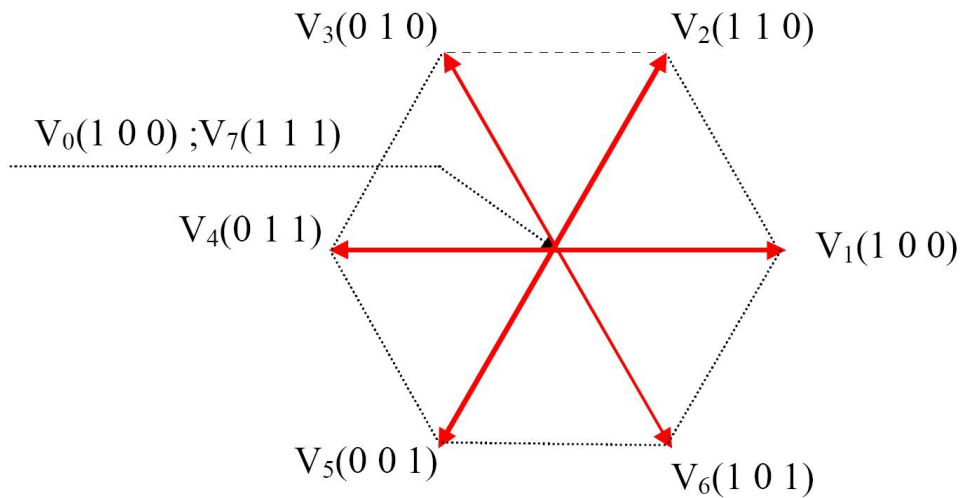


FIGURE 2.14: Vecteurs tension d'état d'un onduleur à deux niveaux

possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques $S(i = 1, 2, 3)$.

2.8.2 Onduleur de Tension à MLI

La modulation de largeurs d'impulsions (MLI) est une technique de commande qui permet d'une part de réduire les harmoniques de tension et d'autre part de contrôler son amplitude. La MLI consiste à multiplier le nombre des commutations des interrupteurs de l'onduleur, en gardant la tension d'entrée continue fixe, et en variant les largeurs des impulsions de la tension.

Il existe plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions :

- MLI triangulé-sinusoïdale,
- MLI à hystérésis,
- MLI vectorielle . . . etc.

Chacune d'elle doit obéir à un algorithme bien défini, mais toutes sont conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à la sortie de l'onduleur [116].

2.8.3 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

Le principe général de La commande MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [88] .

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

-Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

-Le second, appelé signal de la porteuse, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur. La figure 2.15 montre le fonctionnement de la modulation de largeur d'impulsions. Le signal de sortie est au niveau haut (5v) lorsque l'amplitude de la référence est supérieure à celle de la porteuse, il est au niveau bas (0v) dans le cas contraire.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1$ sinon $S(t) = 0$

U_r la tension de référence avec $f=50$ Hz

U_p la tension de porteuse avec $f=1$ KHz

$S(t)$ est le signal MLI résultant.

La figure 2.15 , illustre le principe de cette commande :

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :L'indice de modulation m et le taux de modulation r .

-L'indice de modulation qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence du signal de référence (f) :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (2.60)$$

-Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) r qui est défini comme étant le rapport entre l'amplitude de tension de la référence U_r et l'amplitude de la porteuse U_p .

$$r = \frac{U_r}{U_p} \quad (2.61)$$

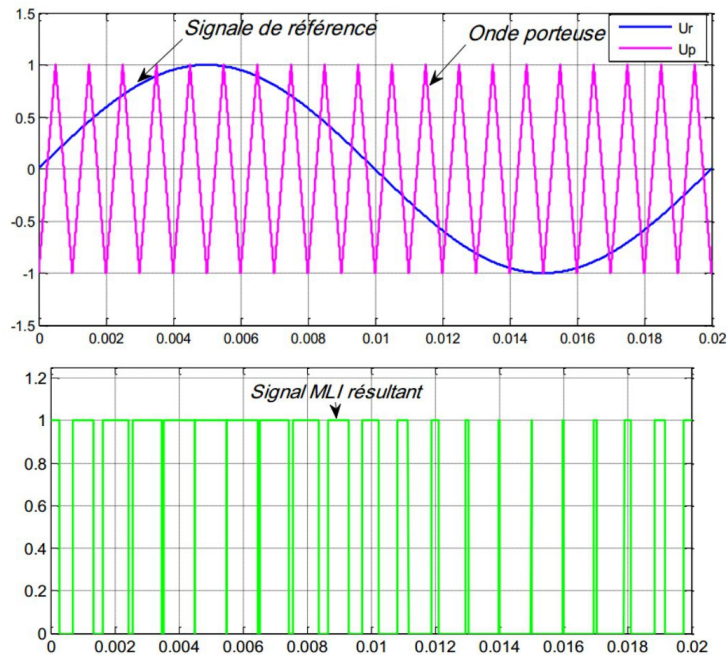


FIGURE 2.15: Illustration de la MLI triangulé - sinusoïdale

2.8.4 Critère de choix des composant semiconducteur des onduleurs de tension

•Les diodes

Elles sont équivalentes à un clapet dans une installation hydraulique.

Deux paramètres sont à prendre en compte :

- La tension maximale de blocage du composant, c'est-à-dire la tension au-delà de laquelle se produit le claquage et donc la destruction de la diode.
- L'intensité maximale du courant qui peut la traverser.

Les trois principaux défauts du composant sont :

sa tension de seuil : V_S

Sa résistance dynamique interne : R_D

Sa capacité parasite : C .

Actuellement les diodes se déclinent en plusieurs catégories :

Les diodes silicium de puissance

de résistance dynamique R_D faible. Elles sont utilisées dans le domaine des convertisseurs de forte puissance comme les onduleurs de traction. Elles sont réalisées en boîtier encapsulé. La jonction qui les constitue est de type PiN (P - Intrinsic - N), ou $PN - N+$. L'introduction d'une zone très faiblement dopée permet d'obtenir une tension de blocage élevée.

Les diodes rapides

de capacité parasite C faible. Elles ont des temps de recouvrement de l'ordre de

quelques dizaines de nanosecondes.

Les diodes Schottky

tension de seuil V_S faible et C faible. Elles sont constituées d'une jonction métal - semi-conducteur. Par rapport aux diodes PiN , la tension de seuil est plus faible, mais la résistance est plus élevée (d'où une chute de tension qui dépend plus fortement du courant qui la traverse). Elles peuvent fonctionner à des fréquences très élevées mais la tension inverse maximale autorisée est plus faible. Pour toutes ces raisons, elles sont principalement utilisées dans les convertisseurs fonctionnant en TBT et à fréquence élevée : alimentations à découpage. En carbure de silicium (SiC), elles conjuguent C très faible et une tension de blocage plus élevée que les diodes Schottky classiques mais ces améliorations se font au détriment de l'augmentation de V_S .

•Les MOSFET de puissance

Ce sont des interrupteurs électroniques dont le blocage ou l'amorçage sont commandés par une tension (Ils se comportent comme des portes que l'on peut ouvrir ou fermer à volonté). Ce sont les plus utilisés dans le domaine des faibles et moyennes puissances (quelques kilowatts).

Leur domaine d'utilisation est limité à quelques centaines de volts, excepté le domaine des fréquences élevées pour lesquelles le MOSFET surclasse tous les autres composants.

Leur principal défaut est qu'à l'état passant ils se comportent comme des résistances (R_{DSon}) de quelques dizaines de $m\Omega$. Cette résistance est responsable des pertes en conduction. Le MOSFET peut aussi présenter des pertes de commutation lorsqu'il est utilisé comme interrupteur dans les alimentations à découpage. En effet, à chaque commutation, les capacités parasites présentes à ses bornes doivent être chargées ou déchargées entraînant des pertes en CV^2 .

•Les transistors bipolaires de puissance

Par rapport aux transistors MOS de puissance, ils nécessitent une commande plus compliquée et ont des performances dynamiques plus médiocres. Toutefois ils sont thermiquement plus stables et surtout, du fait d'une commande en courant, ils sont moins sensibles aux perturbations électromagnétiques.

•Les IGBT Le transistor MOS est rapide et facile à commander, mais les transistors bipolaires ont une meilleure tenue en tension et présentent une chute de tension à l'état passant plus faible pour des courants élevés. La volonté de cumuler ces deux avantages a donné naissance à des composants hybrides nommés IGBT.

Depuis les années 1990, ce sont les composants les plus utilisés pour réaliser des convertisseurs fonctionnant avec des tensions de quelques centaines de volts à quelques kilovolts et avec des courants de quelques dizaines d'ampères à quelques kiloampères.

•Les thyristors

Composant fonctionnant grossièrement comme un clapet commandé par un « tire-suisse » :

- Pour qu'il devienne passant il faut l'amorcer : il faut maintenir le courant de gâchette jusqu'à ce que le courant principal atteigne le courant d'accrochage.
- Au blocage il faut attendre une certaine durée le désamorçage (turn-off) pour que le thyristor puisse effectivement bloquer la tension inverse.

Pour ces raisons le thyristor est réservé à des applications concernant les très fortes tensions (ζ kilovolts) et les forts courants, où son coût inférieur compense ses limitations techniques. Par exemple les liaisons longues distances ou sous-marines par courant continu – haute tension (HVDC) sont presque toujours réalisées avec des thyristors.

Exemple de valeurs : Thyristor 16 kV – 2 kA, fréquence 300 Hz.

Commutation dure et commutation douce

La montée en fréquence des convertisseurs statiques entraîne une augmentation des pertes par commutation dans les interrupteurs. Ces pertes peuvent être réduites, mais surtout délocalisées par l'adjonction de circuit d'aide à la commutation CALC ou snubber en anglais, et cela sans modifier le principe de fonctionnement du convertisseur.

Une autre possibilité consiste à modifier la nature des interrupteurs pour qu'ils réalisent une commutation spontanée, dite aussi commutation douce car les pertes sont nulles, mais aussi celle des convertisseurs qui doivent alors créer les conditions de commutations. Ces convertisseurs sont dits convertisseurs (quasi) résonnants.

Deux types d'interrupteurs peuvent être utilisés, conduisant à deux types de commutations douces :

- Interrupteur à amorçage commandé et blocage spontané, comme le thyristor. Le blocage est alors réalisé au passage à zéro du courant, nommé ZCS (Zero Current Switching) en anglais.
- Interrupteur à blocage commandé et amorçage spontané. L'amorçage est alors réalisé au passage à zéro de la tension ou ZVS (Zero Voltage Switching) en anglais.

Pour parvenir au passage à zéro de l'une des grandeurs il est nécessaire d'ajouter un circuit oscillant dans le montage, d'où leur nom de convertisseurs quasi résonnants.

2.9 Modélisation dynamique de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Afin de concevoir et de développer des schémas de contrôle pour un système d'entraînement à base d'un moteur synchrone à aimants permanents, un modèle dynamique d'un MSAP dépendant du contrôle serait nécessaire. Le modèle dynamique du MSAP peut varier lorsqu'on les utilise pour concevoir des algorithmes de contrôle et de simulation [23].

Il est bien connu que les performances d'un MSAP triphasé sont décrites par les équations de tension et d'inductance, voir [140]. Classiquement, un modèle de circuit équivalent à deux phases au lieu d'un modèle triphasé compliqué a été adopté pour analyser une machine synchrone à réluctance. La théorie est maintenant appliquée à l'analyse de différents types de moteurs, notamment les MSAPs, les moteurs à induction, etc. (voir [110]). Le modèle de circuit équivalent à deux phases ($d-q$) est capable d'analyser efficacement un MSAP car il réduit la complexité de ces équations différentielles comme mentionné dans [111].

Dans cette section, la modélisation dynamique et l'analyse d'un MSAP sont décrites. Basé sur la transformation bien connue de Clarke et Park, le modèle en trois phases d'un MSAP est transformé en un modèle stationnaire en premier lieu, puis le modèle en position stationnaire $\alpha\beta$ est transformé en un modèle tournant équivalent en deux phases ($d-q$). En utilisant ces transformations, de nombreuses propriétés d'un MSAP peuvent être étudiées sans complexité dans les équations de tension [140].

Tout au long du calcul du modèle mathématique du MSAP dans le repère $d-q$, les hypothèses suivantes sont formulées [94]

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

2.9.1 Modèle mathématique du MSAP

Selon [23], sur la base de différentes constructions de rotor, il existe deux grandes variétés de MSAP : à savoir les MSAPs intérieurs (avec saillance) et les MSAPs montés en surface (sans saillance). La principale différence est que l'inductance dans un MSAP intérieur varie en fonction de l'angle du rotor. Cependant, un PMSM monté en surface présente une inductance fixe pour tout angle de rotor mentionné dans [105].

Dans les applications des véhicules électriques, un MSAP saillant constitue une préférence car il est facile de contrôler sans capteur en cas de défaillance du capteur. Un MSAP avec plus d'une paire de pôles a des enroulements de sta-

tor comprenant un jeu multiple correspondant de bobines. Pour les besoins de l'analyse, il est commode de ne considérer qu'une seule paire de pôles et de reconnaître que les conditions associées aux autres paires de pôles sont identiques aux conditions pour une seule paire de pôles, voir [84].

La figure. 2.16 illustre un diagramme schématique d'une coupe transversale d'un MSAP triphasé avec un cadre de référence α - β .

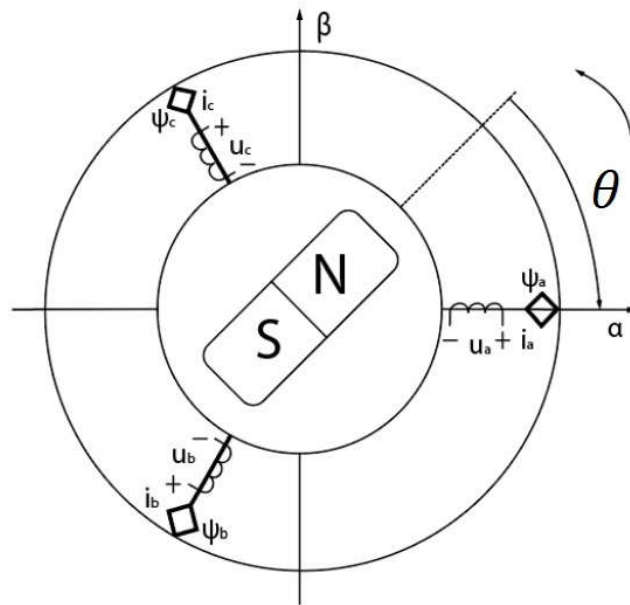


FIGURE 2.16: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé

Notez que les enroulements de stator triphasés sont décalés de 120° électriques dans l'espace. Comme le montre la figure 2.16, i_a, i_b, i_c sont les courants du stator phase a , phase b , phase c , respectivement u_a, u_b, u_c sont les tensions du stator phase a , phase b , phase c , ψ_a, ψ_b, ψ_c sont les liaisons de flux du stator respectivement en phase a , phase b , phase c . L'axe α et l'axe β sont orthogonaux. θ est l'angle électrique du rotor.

Les flux totaux statoriques pour un modèle triphasé sont données par :

$$\begin{aligned}\psi_a &= L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + \psi_m \cos(\theta) \\ \psi_b &= L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + \psi_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_c &= L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c + \psi_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\quad (2.62)$$

où L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont les inductances propres du stator phase a , phase b , phase c respectivement. $L_{ab} = L_{ba}, L_{bc} = L_{cb}, L_{ca} = L_{ac}$ sont les inductances mutuelles

entre la phase a et la phase b , les phases b et c , les phases c et a respectivement. ψ_m l'amplitude du flux produit par les aimants permanents. Dans les équations de flux, les inductances sont en fonctions de l'angle du rotor θ . En raison de la saillance, l'inductance propre des enroulements du stator peut être approximativement exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{ls} + L_{0s} - L_{ss}\cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_{ls} + L_{0s} - L_{ss}\cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ L_{cc} &= L_{ls} + L_{0s} - L_{ss}\cos(2(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{aligned} \quad (2.63)$$

où L_{ls} est l'inductance de fuite de l'enroulement du stator, L_{0s} est l'inductance moyenne due au flux d'espace d'entrefer fondamental mentionné dans [111], L_{ss} est la fluctuation d'inductance due à la saillance. Les inductances mutuelles entre les enroulements du stator peuvent être décrites comme suit :

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{ba} &= -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{ss}\cos(2(\theta - \frac{\pi}{3})) \\ L_{bc} = L_{cb} &= -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{ss}\cos(2(\theta + \pi)) \\ L_{ca} = L_{ac} &= -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{ss}\cos(2(\theta + \frac{\pi}{3})) \end{aligned} \quad (2.64)$$

Les équations triphasés des tensions statorique s'expriment par :

$$\begin{aligned} u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \quad (2.65)$$

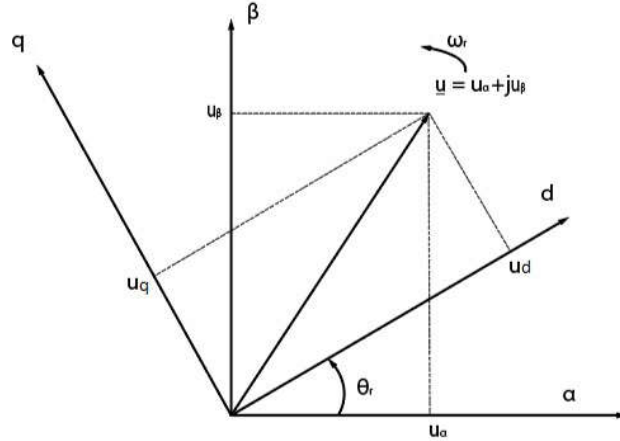
où R_a, R_b, R_c sont les résistances du stator respectivement en phase a, phase b et phase c. $R_a = R_b = R_c = R_s$ est supposé sous transformation invariante en amplitude.

Notez que θ_r est l'angle de transformation $d-q$.

2.9.1.1 Transformation de Clarke et Park

La méthode sera simplement décrite de manière plus simple, les tensions, les courants et les flux sont basés sur une forme matricielle et les calculs correspondants sont également effectués sous forme matricielle.

Pour la transformation de Clarke, afin qu'elle soit inversible, la composante homopolaire est ajouté en tant que troisième variable. La transformation résultante

FIGURE 2.17: Transformation de coordonnées d'un repère α - β à un repère d - q

du repère stationnaire triphasé a - b - c en repère de référence α - β est :

$$[f_{\alpha\beta 0}] = T_{\alpha\beta 0} [f_{abc}] \quad (2.66)$$

où $[f_{\alpha\beta 0}] = [f_\alpha \ f_\beta \ f_0]^T$ and $[f_{abc}] = [f_a \ f_b \ f_c]^T$
 f représente la tension, courant, flux. La matrice de transformation $T_{\alpha-\beta}$ est donnée par [140]

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

La transformation inverse est donnée par

$$[f_{abc}] = T_{\alpha\beta 0}^{-1} [f_{\alpha\beta 0}] \quad (2.68)$$

où la matrice de transformation inverse est décrite par

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Pour la transformation de park, un repère de référence fixe sur le rotor, c'est-à-dire un repère d - q , est adopté. Ainsi, les variables stator et rotor peuvent être observées sous forme de valeurs constantes du point de vue du rotor.

L'équation de transformation du repère stationnaire triphasée en repère de référence d - q est donnée par

$$[f_{dq0}] = T_{dq0} [f_{abc}] \quad (2.70)$$

où $[f_{dq0}] = [f_d \ f_q \ f_0]^T$ and $[f_{abc}] = [f_a \ f_b \ f_c]^T$

De même, f représente la tension, courant, flux. La matrice de transformation $dq0$ est définie par [140]

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

La transformation inverse est donnée par

$$[f_{abc}] = T_{dq0}^{-1} [f_{dq0}] \quad (2.72)$$

où la matrice de transformation inverse $dq0$ est décrite par

$$T_{dq0}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

A partir des équations d'inductances propre (2.63) et mutuelle (2.64), toutes les inductances du stator sont représentées sous forme de matrice ci-dessous :

$$L_{stator} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

En raison de la présence d'un aimant permanent sur le rotor, les flux dans les enroulements du stator sont exprimées sous forme de matrice :

$$[\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_m \cos(\theta_r) \\ \psi_m \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_m \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

où ψ_{ra} , ψ_{rb} , ψ_{rc} sont les flux établies par un aimant permanent dans les enroulements de phase du stator a, b, c respectivement.

Les équations de tension triphasées peuvent être réécrites comme suit :

$$[u_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] \quad (2.76)$$

où

$$[\psi_s] = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T \quad (2.77)$$

$$[u_s] = [u_a \ u_b \ u_c]^T \quad (2.78)$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (2.79)$$

$[\psi_s]$, $[u_s]$, $[i_s]$ se référer aux flux triphasés, aux tensions et courants triphasés du stator.

La matrice des flux des enroulements de stator triphasés peuvent également être exprimées comme suit :

$$[\psi_s] = L_{stator} [i_s] + [\psi_r] \quad (2.80)$$

où L_{stator} est la matrice d'inductance du stator qui varie avec l'angle du rotor. $[\psi_r]$ est la matrice de flux due à l'aimant permanent.

Selon la matrice de transformation T_{dq0} originale de Park, les flux triphasés, les tensions et les courants de stator triphasés peuvent être transformés en :

$$[\psi_{dq0}] = [T_{dq0}] [\psi_s] \quad (2.81)$$

$$[u_{dq0}] = [T_{dq0}] [u_s] \quad (2.82)$$

$$[i_{dq0}] = [T_{dq0}] [i_s] \quad (2.83)$$

La matrice de flux dans le repère $d-q$ sont obtenues par :

$$[\psi_{dq0}] = [T_{dq0}] L_{stator} [T_{dq0}]^{-1} [i_{dq0}] + [T_{dq0}] [\psi_r] \quad (2.84)$$

où

$$[\psi_{dq0}] = [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0]^T \quad (2.85)$$

$$[i_{dq0}] = [i_d \quad i_q \quad i_0]^T \quad (2.86)$$

Le terme $[T_{dq0}] L_{stator} [T_{dq0}]^{-1}$ est la matrice de transformation qui transforme la matrice d'inductance de phase L_{stator} vers la matrice d'inductance $[L_{dq0}]$ basée sur le repère $d-q$

$$[L_{dq0}] = [L_d \quad L_q \quad L_0]^T \quad (2.87)$$

Si les équations (2.81), (2.82), (2.83) sont remplacées par (2.76), alors l'équation de tension statorique est écrite en coordonnées $d-q$ comme suit :

$$[u_{dq0}] = [T_{dq0}] R_s [T_{dq0}]^{-1} [i_{dq0}] + [T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\psi_{dq0}]) \quad (2.88)$$

$$[u_{dq0}] = [u_d \quad u_q \quad u_0]^T \quad (2.89)$$

Puisque la résistance R_s est un scalaire, le second terme a une partie dérivée. L'équation de tension statorique peut être exprimée comme suit :

$$[u_{dq0}] = R_s [i_{dq0}] + [T_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}) [\psi_{dq0}] + ([T_{dq0}]^{-1}) \frac{d}{dt} [\psi_{dq0}] \right) \quad (2.90)$$

En développant le second terme au-dessus de l'équation au-dessus, enfin, l'équation de tension du stator en coordonnées $d-q$ est exprimée comme suit :

$$[u_{dq0}] = R_s [i_{dq0}] + [T_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}) [\psi_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\psi_{dq0}] \right) \quad (2.91)$$

En prenant la dérivée de $[T_{dq0}]^{-1}$, c'est-à-dire l'équation (2.73), la matrice est

$$\frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & -\cos \theta_r & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

où ω_r la vitesse électrique du rotor.

En utilisant des équations de réduction trigonométriques, une nouvelle matrice est obtenue en multipliant la matrice de transformation $[T_{dq0}]$ et l'équation ci-dessus.

$$[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

En combinant les équations (2.85), (2.86), (2.89), (2.93), l'équation de la tension de stator (2.90) est écrite sous forme de matrice développée :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

Les u_d, u_q peuvent être exprimés dans des équations basées sur la matrice ci-dessus :

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d - \omega_r \psi_q + \frac{d}{dt} \psi_d \\ &= R_s i_d - \omega_r L_q i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d \end{aligned} \quad (2.95)$$

$$\begin{aligned} u_q &= R_s i_q + \omega_r \psi_d + \frac{d}{dt} \psi_q \\ &= R_s i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m + L_q \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (2.96)$$

Les détails de la dérivation du couple électromagnétique T_e sont les suivants :

On utilise la puissance instantanée P du moteur, qui peut être représentée par :

$$P = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (2.97)$$

Une fois que les tensions et les courants triphasés sont transformés dans le repère de référence d - q , la puissance peut être exprimée comme suit :

$$P = \frac{3}{2} (u_q i_q + u_d i_d) \quad (2.98)$$

où les quantités d'ordre zéro sont négligées. La puissance de sortie mécanique P_e s'obtient en remplaçant u_q, u_d comme

$$P_e = \frac{3}{2} (\psi_d \omega_r i_q - \psi_q \omega_r i_d) \quad (2.99)$$

La puissance peut être exprimé comme :

$$P_e = T_e \Omega_r \quad (2.100)$$

où T_e est le couple électromagnétique, Ω_r la vitesse mécanique du rotor. la vitesse mécanique du rotor est exprimée comme :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (2.101)$$

où p le nombre de paires de pôles

Sur la base des équations (2.100), (2.101), la puissance électrique peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P_e}{\Omega_r} = \frac{pP_e}{\omega_r} = \frac{3p\omega_r}{2\omega_r}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ &= \frac{3p}{2}(L_d i_d i_q + \psi_m i_q - L_q i_d i_d) \\ &= \frac{3p}{2}[(L_d - L_q)i_d i_q + \psi_m i_q] \end{aligned} \quad (2.102)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$T_{ep} = \frac{3}{2}p\psi_m i_q$ Présente le couple principal.

$T_{er} = \frac{3p}{2}(L_d - L_q)i_d i_q$ Présente le couple de la reluctance variable. L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = T_e - T_r \quad (2.103)$$

T_r Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique.

f coefficient des frottements

J moment d'inertie.

2.9.2 Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états. Sera du type :

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX(t) + BU \\ Y &= CX(t) \end{aligned} \quad (2.104)$$

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B : matrice d'application de la commande.

C : matrice de sortie (matrice d'observation).

2.9.3 Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère $d-q$

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. on choisit le vecteur d'état comme suit :

-Variables de commande : les tensions statoriques u_d, u_q et le flux permanent ψ_m .

-Variables d'état : les courants i_d, i_q .

-Variables de sortie : Les courants i_d, i_q .

En utilisant les équations (2.93),(2.94) après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - \frac{\psi_m}{L_q}\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q \end{cases} \quad (2.105)$$

$$X = \begin{bmatrix} R_s & i_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ \psi_m \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.106)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ \frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q}\omega_r \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

2.10 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était la présentation du comportement dynamique du véhicule électrique en fonction des forces agissant sur le véhicule en montée. La conception du véhicule dépend des caractéristiques du moteur de traction, qui sont déterminées par les forces de traction, l'accélération du véhicule et la consommation d'énergie du véhicule électrique. Après nous avons modélisé la chaîne de traction en commençant par les sources d'énergie (Pile à combustible et batteries) ainsi leurs convertisseur associés, et finalement le moteur de traction. L'outil de modélisation développé est un outil performant, permettant de simuler le comportement des systèmes PAC-Batteries. Cette modélisation nous permettra de prédire les performances de la chaîne de traction une fois les approches de commande suggérées au chapitre suivant sont appliquées.

Chapitre 3

Interface de puissance et approches de commande appliquées à la chaîne de traction

3.1 Introduction

Nous avons établi dans le chapitre précédent la modélisation de la chaîne de traction de notre véhicule électrique qui est alimenté par un système de génération d'électricité. Ces générateurs utilisent deux sources, tel que les piles à combustible, et les batteries. L'électricité provenant des sources via des convertisseurs de puissance assure une disponibilité continue d'énergie pour la machine synchrone à aimant permanent afin de garantir la traction du véhicule. Nous souhaitons satisfaire la demande de notre véhicule, pour cela un ensemble d'algorithmes permettant de commander la chaîne complète seront présentés. La structure du véhicule sur laquelle sera implémentée notre architecture de contrôle est un véhicule routier à quatre roues, alimenté par une source hybride constituée d'un pack de batteries et d'une pile à combustible.

Le véhicule électrique peut être défini comme une adaptation partielle du véhicule thermique, il peut se décomposer suivant le schéma fonctionnel de la figure 3.1 :

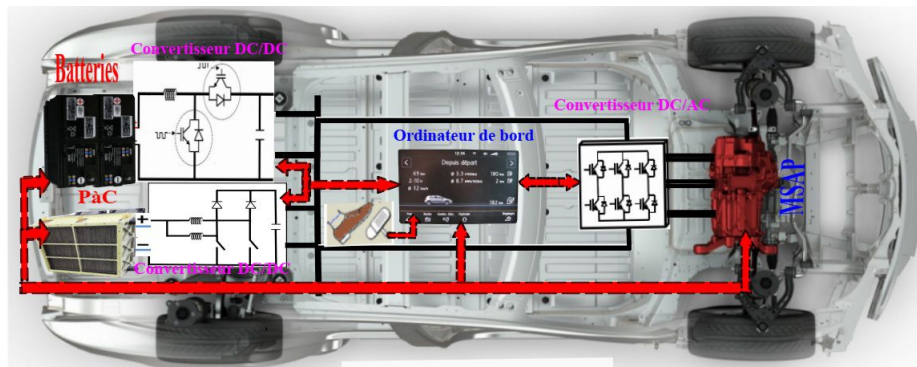


FIGURE 3.1: Structure générale du véhicule électrique choisi

- Une partie mécanique (châssis et pneumatique),
- Des sources d'énergie divisée en deux catégories, la première est l'ensemble des sources principales telle que la pile à combustible ou panneaux photovoltaïques. La deuxième rassemble les sources d'appoint (batterie et/ou supercondensateurs).
- Un véhicule électrique connecté au bus continu à travers le convertisseur DC/AC (onduleur);
- Des convertisseurs DC/DC permettant le contrôle de l'écoulement de puissance via l'ajustement de la tension du bus continu ;
- Un ordinateur de bord ou un contrôleur qui contient les algorithmes de commande et de la gestion d'énergie du système complet. Il contrôle toute la chaîne de traction (sources, convertisseurs, machine. . .), c'est un superviseur intelligent de l'énergie en assurant la puissance de réglage fournie par la pile à combustible à partir de la puissance demandée par la charge et la puissance disponible.

3.2 Couplage des sources d'énergie

Différentes topologies électriques sont possibles pour associer ces sources d'énergie (PAC et Batteries) [4] et gérer les puissances des deux sources : elles peuvent être à un seul degré de liberté, ou en deux degrés de liberté. Le degré de liberté représente une grandeur électrique à contrôler (courant et/ou tension). Le choix de l'architecture est principalement justifié par la simplicité de la réalisation du système et le coût global qu'elle entraîne [19].

Au niveau de la source d'énergie, parmi les rôles des convertisseurs de puissance est de commander la répartition de puissance entre le système PAC et la batterie.

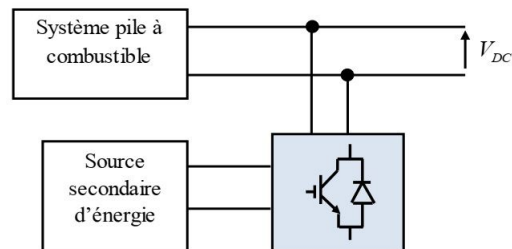


FIGURE 3.2: Architecture avec un seul convertisseur réversible connecté à la source secondaire

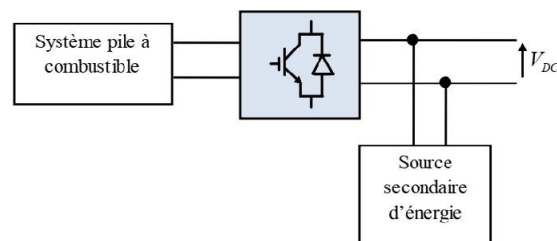


FIGURE 3.3: Architecture avec un seul convertisseur non-réversible connecté à la source primaire

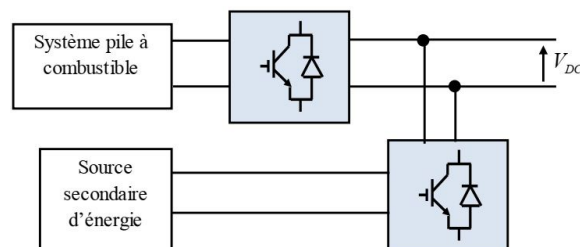


FIGURE 3.4: Architecture parallèle avec deux convertisseurs

De plus son contrôle locale permet généralement de limiter le courant, la tension et/ou la puissance transmise afin de garantir la sécurité des organes auquel il est relié. Principalement, trois architectures hybrides sont considérées [121] :

1. La PAC est connectée directement au bus continu et lui impose sa tension. Un convertisseur DC/DC réversible en puissance est placé entre la source secondaire et le bus (figure 3.2).
2. La source secondaire est placée directement et impose sa tension au bus continu. Un convertisseur DC/DC non-réversible en puissance est utilisée entre la PAC et le bus (figure 3.3).
3. La PAC et la batterie sont connectées tout les deux via des convertisseurs DC/DC (figure 3.4). Dans ce cas, la tension de bus peut être choisie librement (ce qui est notre cas dans ce travail).

3.3 Commande du boost entrelacé associé à la pile à combustible

Suite au caractère basse tension de la PAC, il sera nécessaire d'augmenter sa tension. Le hacheur Boost et ses différents types sont des hacheurs "courant – tension" bien adaptés à la PAC pour deux principales raisons :

- ils sont naturellement survolteurs,
- Ils ont un caractère inductif à l'entrée ce qui permet de réduire l'ondulation de courant.

Le hacheur utilisé est de type entrelacé, le courant débité par la PAC est dévisé sur les différentes branches du hacheur afin de minimiser l'ondulation de courant totale.

Deux techniques de commande sont proposées. La première technique consiste à utiliser deux boucles en cascade :La boucle externe de tension compare la valeur de référence de la tension et la valeur mesurée et impose une référence de courant dans les inductances. La boucle interne de courant réalise une comparaison entre la référence et le courant réel dans les inductances et l'erreur est corrigé pour donner le rapport cyclique. Un modulateur MLI transforme le rapport en une commande par impulsion des transistors du convertisseur (figure 3.5). Tous les transistors élémentaires commutent avec un même rapport cyclique dans cette technique, et seulement un point est utilisé pour effectuer la mesure du courant. L'existence des résistances parasites est prise en compte dans le circuit , si ces résistances sont identiques, donc les courants élémentaires seront équilibrés automatiquement. Dans le cas d'un nombre élevé de branches d'entrelacement, on peut réduire le nombre de capteurs de courant en mesurant en un point au lieu de m points dans m branches élémentaires [29]. Dans la deuxième technique, le calcul du courant de référence se fait par la boucle de tension , il est comparé avec les deux courants élémentaires (figure 3.6). Cette solution assure une précision absolue de l'équilibre. Cela conduit à utiliser autant de capteurs que le nombre de branches d'entrelacement. Le circuit devient plus compliqué, non seulement

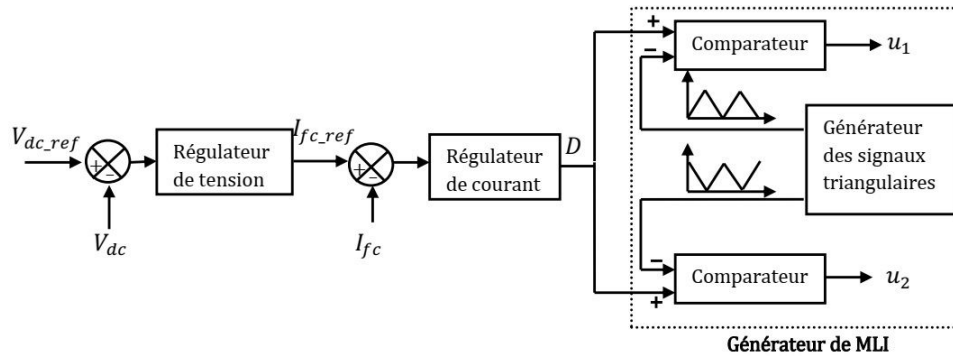


FIGURE 3.5: Commande du convertisseur entrelacé sans équilibrage des courants élémentaires [58]

en raison du nombre de capteurs, mais aussi par le nombre de régulateurs [29].

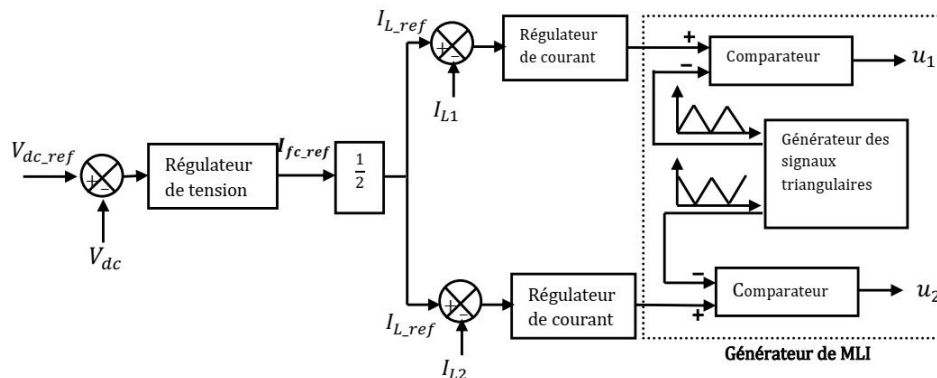


FIGURE 3.6: Commande du convertisseur entrelacé avec équilibrage des courants élémentaires [58]

3.4 Commande du convertisseur buck-Boost associé à la batterie

Contrairement au boost entrelacé de la PAC, le hacheur buck-Boost de l'élément de la batterie est commandé en courant par un régulateur PI classique (figure 3.7).

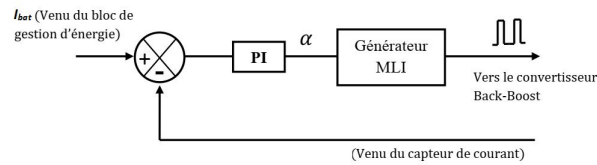


FIGURE 3.7: Schéma de la régulation du courant de batterie [58]

3.5 Commande par Mode Glissant du MSAP

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) attirent de plus en plus l'attention des applications d'entraînement électrique en raison de leur densité de puissance élevée, de leur rapport couple / inertie élevé et de leur rendement élevé par rapport aux autres types de moteurs. Dans le système de conduite de véhicule électrique, la vitesse du moteur doit suivre de près une trajectoire de référence spécifiée, quelles que soient les perturbations de la charge, les variations de paramètre et l'incertitude du modèle. De plus, une large plage de vitesse couvre le couple constant et la région à puissance constante est souhaitée. Pour les véhicules électriques, il existe des interférences inévitables telles que le couplage de courant, la force de frottement, la variation des paramètres, ainsi que la perturbation de la charge pendant le processus de fonctionnement. En raison de la présence de ces interférences, il est difficile de décrire avec précision un modèle mathématique du MSAP, et il est difficile de réduire rapidement ces perturbations avec une méthode de contrôle linéaire. Des recherches substantielles ont été rapportées détaillant les défis de contrôle et de performance. Le contrôleur classique proportionnel intégral (PI), en raison de sa simplicité de mise en œuvre, reste le choix dominant dans la plupart des applications ; toutefois, en raison de perturbations de la charge, des modifications d'états non modélisées, variations de paramètres et forces de frottement, les contrôleurs PI ne sont pas en mesure de fournir des solutions efficaces à de nombreux problèmes pratiques [157].

Le contrôle en mode glissant à structure variable est une sorte de méthode de contrôle non linéaire qui peut s'ajuster automatiquement en fonction de l'état actuel du système. Il ne nécessite pas de modèle mathématique précis et peut forcer le système à se déplacer en fonction de la trajectoire programmée en mode glissant. La trajectoire en mode glissant peut être définie à l'avance et n'a aucune incidence sur les paramètres et les perturbations de l'objet [92]. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant (CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface dite de "commutation". La CMG s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a pour but l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations paramétriques éventuelles.

3.5.1 Systèmes À Structures Variables

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface.

En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes (figure 3.8). [17]

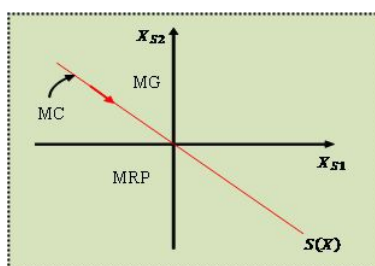


FIGURE 3.8: Les modes de trajectoires dans le plan de phase

♦ **Le mode de convergence (MC)** : dont la variable régulière se déplace à partir du point d'équilibre initial.

♦ **Le mode glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement.

♦ **Le mode de régime permanent (MRP)** : le comportement du système est autour du point d'équilibre.

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t, u) \quad (3.1)$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n] \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état; $u \in \mathfrak{R}$ est l'entrée de la commande; t : le temps; f : la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps.

La surface de glissement associé au système à structure variable est défini par :

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : S(x) = 0\} \quad (3.2)$$

Afin de maintenir l'état représentatif de l'évolution du système sur une variété, on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux valeurs (u^- , u^+) selon le signe de la surface de commutation $S(x)$:

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) & \text{si } S(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

$u^+(x, t)$ et $u^-(x, t)$ sont des fonctions continues.

$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : S(x) = 0\}$ est une variété de surface de glissement qui divise l'espace d'état en deux parties $S(x) > 0$ et $S(x) < 0$.

Cette logique de commutation a pour but de contraindre la trajectoire à suivre la surface de commutation. On dit alors que la trajectoire du système glisse le long de la surface de commutation $S(x) = 0$ et on parle alors du phénomène de glissement [15]. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de deux parties (figure 3.9) :

◆ Le mode d'accès (reaching mode)

◆ Le mode de glissement.

Dans la première phase, l'état du système à partir d'une condition initiale quel-

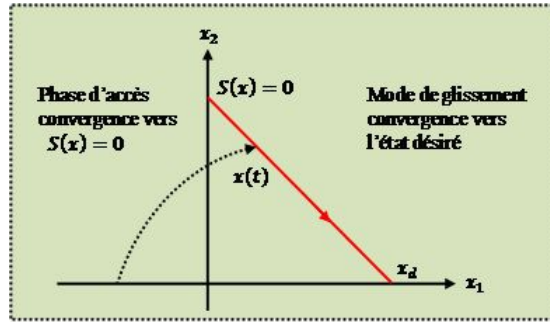


FIGURE 3.9: Trajectoire d'état dans le plan de phase

conque $x_1(0) = x_0$ tend vers une surface de commutation $S(x) = 0$.

La deuxième phase est caractérisée par le mode de glissement durant lequel la variable d'état évolue sur la surface de glissement et converge vers l'état désiré $x_d(t)$.

Le système variable (3.1) avec la loi de commande (3.3) peut se ramener à l'écriture suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t, u) = \begin{cases} f^+(x, t) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, t) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

$S(x, t)$: est une surface dans \mathfrak{R}^n qui divise l'espace en deux parties disjointes : $S(x, t) > 0$ et $S(x, t) < 0$.

En dehors de la surface de discontinuité, les fonctions f^+ et f^- peuvent avoir différents comportements :

◆ les fonctions f^+ et f^- traversent la surface d'un côté vers l'autre.

◆ les fonctions f^+ et f^- sont attirées chacune vers la surface.

Le cas qui nous intéresse est celui où les deux fonctions f^+ et f^- sont orientées chacune vers la surface, on dit alors que la surface est attractive.

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de discontinuité de la commande (Equation (3.3) et (3.4)) peut être illustré par la figure 3.10.

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la tra-

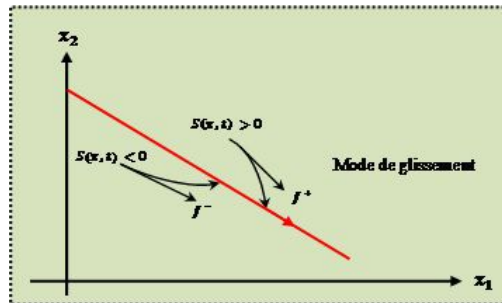


FIGURE 3.10: Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation

jectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface S . Nous souhaitons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance entre la trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut être montré par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

D'où la condition d'attractivité pour l'obtention du régime glissant :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant des systèmes non linéaires.

3.5.2 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes [48].

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

3.5.2.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ces surfaces et leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [17] :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.7)$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent : soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite « loi de commutation par contre réaction

d'état », celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase.

Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J.Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, cette équation est sous la forme suivant [17] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.8)$$

$e(x)$: L'écart de la variable à régler, $e(x) = x_{ref} - x$,

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$r = 1 \quad S(x) = e(x)$$

$$r = 2 \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$$

$$r = 3 \quad S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

La difficulté de cette commande, revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart : (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre $\ll r \gg$ [48].

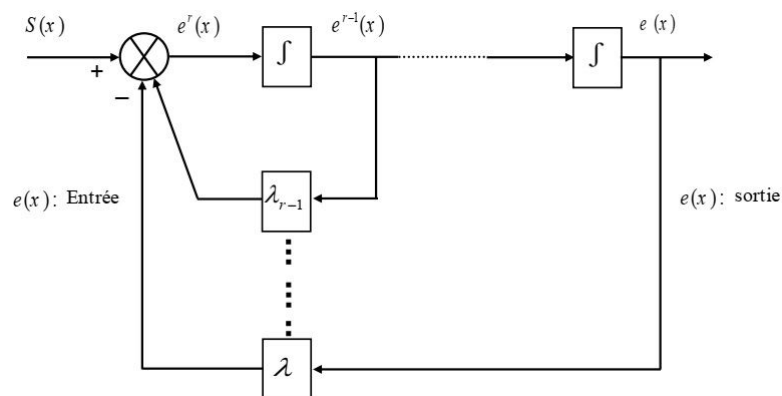


FIGURE 3.11: Linéarisation exacte de l'écart

3.5.2.2 Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [17].

◆ Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par Emelyanove Utkin . Elle est sous la forme :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0 \quad (3.9)$$

Ceci signifie, que la trajectoire du point de fonctionnement après avoir atteint la surface de glissement durant un régime transitoire qui vérifie la condition (3.9) oscille de part et d'autre de la surface avec une fréquence élevée et une amplitude faible et tend rapidement vers le point de fonctionnement désiré ($e(x) = 0$) [17].

◆ Fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, elle est utilisée pour estimer les performances de la commande et l'étude de la robustesse, et garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (3.10)$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par la relation suivante :

$$\dot{V}(x) < 0 \Rightarrow S(x).\dot{S}(x) \quad (3.11)$$

Cela peut être exprimé par les relations suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad (3.12)$$

L'équation (3.10) explique que le carré de la distance vers la surface mesurée par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

3.5.3 Détermination de loi de commande

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement. Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence qui

apparaissent dans le mode de glissement.

En mode glissant, le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec la surface de glissement $S(x)$ au moyen d'une commande définie par l'équation suivante :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.13)$$

avec :

u : grandeur de commande,

u_{eq} : correspond à la composante équivalente.

u_N : correspond à la composante non linéaire (grandeur de commande discontinue).

Lorsque la surface de commutation est atteinte, on peut écrire :

$$u = u_{eq} \quad \text{et} \quad u_N = 0 \quad (3.14)$$

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre (u_{Max}) et (u_{Min}) .

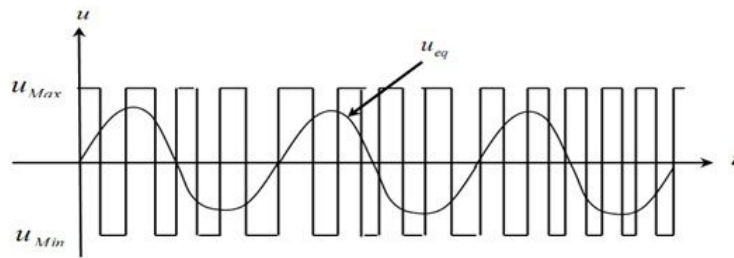


FIGURE 3.12: La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre (u_{Max}) et (u_{Min})

Le vecteur de commande u permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement : u_{eq} : Permet d'influer sur le mode de glissement. Elle est calculée en sachant que le comportement du système durant le modèle de glissement est décrit par $\dot{S}(x) = 0$, c'est-à-dire dans le cas d'un système sans incertitudes. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface : $S(x, t) = 0$ et $\dot{S}(x, t) = 0$.

u_N : Permet d'influer sur le mode d'approche, elle est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence, elle assure l'insensibilité du système aux variations des paramètres.

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.7) :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.15)$$

Le vecteur u est composé par deux grandeurs :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}(x, t) &= \frac{dS}{dt} \\ &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \\ &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \dot{x} \\ &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [g(x, t)u_N] \end{aligned} \quad (3.17)$$

En mode de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation $S(x) = 0$, autrement dit, sa dérivée sera nulle $\dot{S}(x) = 0$ et $u_N = 0$, l'équation (3.14).

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right] \cdot \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1}, u_N = 0 \quad (3.18)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (3.18) dans l'équation (3.17).

Posons : $L = \frac{\partial S}{\partial x}$ d'où : $u_{eq} = - [Lf] [Lg]^{-1}$ Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [g(x, t)u_N] \quad (3.19)$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = \dot{S}(x) \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [g(x, t)u_N] < 0 \quad (3.20)$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais, figure 3.13. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.21)$$

En remplaçant l'expression (3.20) dans (3.19), on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = |\dot{S}(x)| \frac{\partial S}{\partial x} \cdot K \cdot g(x, t) < 0 \quad (3.22)$$

◆ Le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

◆ Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (3.22). Le choix de ce gain est très influent car s'il est très petit, le temps de réponse sera très grand et s'il est choisi très grand, nous aurons un temps de réponse très petit et des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations de très haute fréquence, appelées « Chattering » peuvent exciter les dynamiques négligées ou même détériorer l'organe de commande ou endommager les actionneurs.

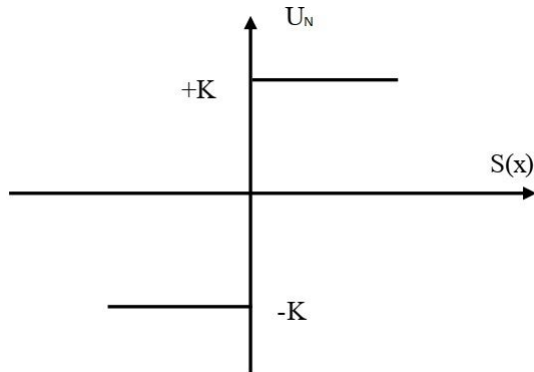


FIGURE 3.13: Définition de la commande

3.5.4 Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y'a beaucoup d'avantages pour la commande par mode glissant : la précision, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Evidemment, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement ou « chattering ». Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. La principale raison à l'origine de ce phénomène, c'est le caractère discontinu de la commande correspond à la composante discontinue de la forme « $K \cdot \text{sign}(S(x))$ » qui permet au point de fonctionnement d'osciller autour de la surface de glissement avec une fréquence élevée.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées.

3.6 Commande par mode glissement flou du MSAP

De nos jours, comme conséquence du progrès important dans le domaine de la commande des machines électriques, de nouvelles techniques et approches ont vu le jour. La commande par mode glissant flou est l'une des commandes robustes les plus courantes qui consiste à combiner les deux techniques : logique floue et mode glissant pour exploiter les avantages des deux techniques en même temps, afin de limiter les inconvénients de régulation par les algorithmes de réglage classiques et améliorer les performances du système à commander (sta-

bilité, précision, rapidité, robustesse, . . . etc.). Dans cette section nous détaillons donc le principe de la commande floue (FLC) pour remédier cet inconvénient ce que nous voulons démontrer est que la commande par mode glissant floue (FSMC) peut traiter efficacement ce phénomène de Chattering.

3.6.1 Description de la Logique Floue

La logique floue est apparue comme une substitution à la logique stricte, imitant ainsi le comportement empirique du cerveau humain. Son introduction effective est due au célèbre chercheur L. Zadeh, qui a contribué à la modélisation de phénomènes physiques en formalisme flou qui repose sur la théorie des ensembles flous développée en 1965 [54]. Ensuite c'est au tour de M. Mamdani qui l'a expérimenté en 1974 en l'introduisant dans la régulation des processus industriels (régulation d'un moteur à vapeur) [97].

Sans trop se perdre dans les formalismes mathématiques de la logique floue, on va présenter brièvement des définitions générales sur cette méthode et ses propriétés essentielles.

3.6.1.1 Ensembles flous et fonction d'appartenance

La théorie des ensembles flous [54] permet d'exprimer l'idée d'une appartenance partielle d'un élément à un ensemble ou plus précisément son degré d'appartenance. Dans la théorie des ensembles classiques, un élément appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Néanmoins, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est distinctement défini.

Un ensemble flou A est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ exprimé entre les valeurs $[0,1]$ et qui quantifie le degré par lequel un élément x de X appartient à A .

Plusieurs ensembles flous (par fois appelés sous-ensembles) peuvent être définis sur la même variable, chacune par une fonction d'appartenance, l'ensemble est appelé «Univers de discours X ».

$$A = \{(x, \mu_A(x) \in X)\} \quad (3.23)$$

3.6.1.2 Représentations des fonctions d'appartenance

Plusieurs formes non linéaires assez différentes peuvent représenter les fonctions d'appartenance. Les formes trapézoïdale, triangulaire (figure 3.14), et de cloche sont les plus souvent employées [21].

3.6.1.3 Structure d'un contrôleur flou

La structure de base d'un contrôleur flou se compose de trois parties principales comme le montre la figure 3.15 [14].

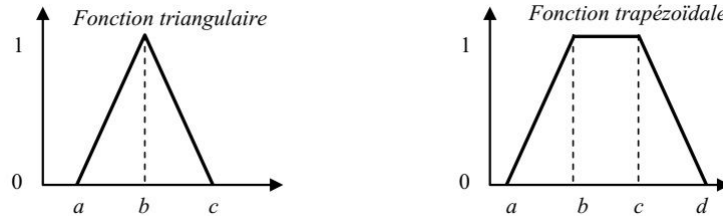


FIGURE 3.14: Formes usuelles des fonctions d'appartenance

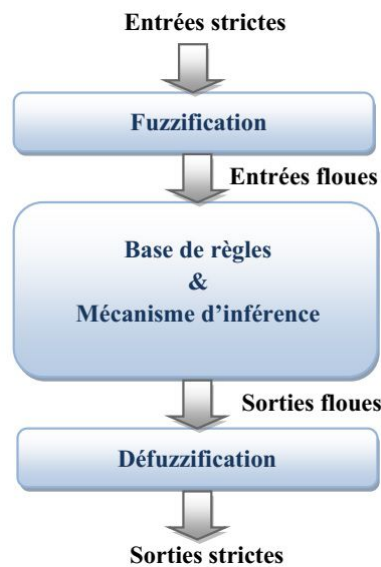


FIGURE 3.15: Structure d'un contrôleur flou

•Fuzzification

La fuzzification consiste à définir des fonctions d'appartenance pour les différentes variables physiques d'entrées. Il s'agit d'attribuer à la variable d'entrée (qui est une variable strict « crisp » en anglais) les degrés d'appartenance à ses ensembles flous. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, et de leur répartition sur l'univers de discours sont définis par l'opérateur expert.

•Base de règles

Les connaissances de l'expert sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles linguistiques de la forme suivante :

Si prémisse **Alors** conclusion

Les règles peuvent être représentées dans une matrice dite matrice d'inférence. La prémisse est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Les plus communément uti-

lisés sont : l'opérateur d'intersection "ET", l'opérateur d'union "OU", et l'opérateur de la négation ou du complément "NON".

En prenant par exemple deux ensembles flous A , et B , d'où leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x), \mu_B(x)$ respectivement, et appartenants à un univers de discours X . Les opérateurs susmentionnés sont définis alors comme suit [14]:

*** Opérateur « OU »**

Il correspond à l'union (C) de deux ensembles flous (A, B) exprimé mathématiquement par :

$$C = A \cup B \quad (3.24)$$

En logique floue l'union est généralement réalisée par la formulation du maximum des fonctions d'appartenance comme suit :

$$\mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (3.25)$$

*** Opérateur « ET »**

L'intersection ($C = A$) est souvent réalisée par la formulation du minimum suivante :

$$\mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (3.26)$$

*** Opérateur « NON »**

Le complément d'un ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance tel que $\mu_{\bar{A}}(x)$:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.27)$$

● Mécanisme d'inférence

Maintenant, il faut définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses ensembles flous. On parle alors de mécanisme d'inférence ou méthodes d'implication floue, pour les systèmes régulés par la logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence « max-min », dite méthode de Mamdani.
- Méthode d'inférence « max-prod », dite méthode de Larsen.
- Méthode d'inférence « somme-prod ».
- Méthode d'inférence de Sugeno.

À cause de sa simplicité la méthode de Mamdani est la plus utilisée [6], elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction "max".

$$\mu_A(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (3.28)$$

Enfin vient l'agrégation des règles qui est la dernière étape de l'inférence, elle permet de synthétiser les résultats obtenus en prenant en compte l'influence de l'ensemble des valeurs proposées par la décision floue.

•Défuzzification

Le résultat obtenu de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication est formellement une valeur floue. Cette dernière ne peut être exploitée directement pour contrôler le processus. Une transformation doit être alors considérée à la sortie du mécanisme d'inférence pour la transformer en grandeur stricte. Cette action est interprétée par le terme défuzzification. Il existe dans la littérature plusieurs solutions qui réalisent cette opération, on compte parmi elles, la méthode de la valeur maximum, la moyenne des maxima, le centre de gravité (barycentre), et les hauteurs pondérées.

La méthode de défuzzification par le centre de gravité est de loin la méthode la plus utilisée en commande floue [6, 14].

Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante [137].

La technique du maximum : Est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

La technique de la moyenne pondérée : Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

La technique du centre de gravité : Est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{X} = \frac{\int_{-1}^1 x\mu_B(x)dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x)dx} \quad (3.29)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

3.6.1.4 Différentes approches pour la détermination des règles

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique ; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigé. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus [125, 160]. La seconde approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les

paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.

Une autre méthode a été introduite [119] pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur e (observation) et la variation de l'erreur Δe . (dynamique du processus) ainsi que la variation de la commande ΔU (entrée du processus à réguler).

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la figure 3.16. Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

Règle 1 : Si $e=PG$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=PG$. Départ.

Règle 2 : Si $e=PG$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U =PM$. Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.

Règle 3 : Si $e=PM$ et $\Delta e =NP$ alors $\Delta U =PP$. Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.

Règle 4 : Si $e=PP$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.

Règle 5 : Si $e=EZ$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=NP$. Freinage du processus.

Règle 6 : Si $e=NP$ et $\Delta e=PP$ alors $\Delta U=NM$. Freinage et inversion de la variation de la commande.

Règle 7 : Si $e=NM$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=NM$. Rappel du processus vers l'équilibre.

Règle 8 : Si $e=NP$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.

Règle 9 : Si $e=EZ$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Equilibre.

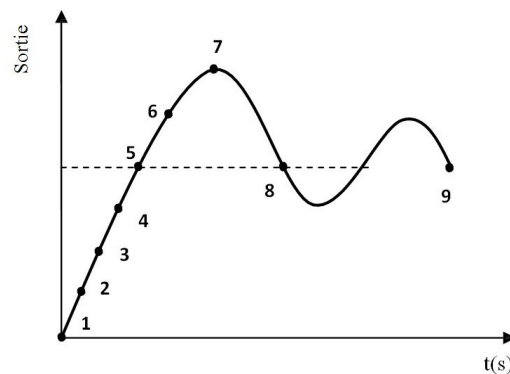


FIGURE 3.16: Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle

3.6.2 Avantages de la commande par mode glissant floue

Dans cette section, nous avons proposé une nouvelle commande robuste basée sur la combinaison des principes du SMC et FLC. La stratégie de la commande exige moins d'informations sur le modèle du système et il est simple et facile pour la conception.

Dans le chapitre qui suit les différents résultats de la simulation obtenue montrent

la haute performance et la robustesse de cette commande sur la présence de la variation des paramètres et des perturbations externes (Couple de charge). Le contrôle de la vitesse donne une dynamique de réponse rapide sans dépassement et se stabilise en régime permanent. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu en ce qui concerne les variations des paramètres et perturbation externe.

Dans l'état d'équilibre, le problème de chattering est réduit par rapport à la commande précédente (mode glissant).

3.7 Commande par régulateur Neuro-Floue du MSAP

Tout processus peut être décrit sous la forme d'un ensemble d'équations mathématiques dont la résolution permettra de savoir, comment va réagir le processus, suite à la modification d'une de ses entrées ou à l'arrivée d'une perturbation externe, aussi de définir les caractéristiques du régulateur en mesure de contrôler au plus près le processus.

Les descriptions mathématiques des processus sont souvent très complexes et exigent de grandes compétences dans des disciplines très différentes. Pour calculer les paramètres des régulateurs, il existe plusieurs techniques telles que la méthode de Ziegler et Nichols...ect; ces méthodes donnent en général des résultats acceptables, mais ne sont pas efficaces pour tous les processus dans toutes les conditions. Avec les progrès technologiques, les régulateurs dont les commandes basées sur les techniques de l'intelligence artificielle, se sont substitués aux régulateurs PID utilisant le raisonnement ainsi que le fonctionnement du cerveau humain [79].

L'apparition des techniques d'intelligences artificielles telle que la logique floue, les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones artificielles (RNA) ont été utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande des machines électriques [61].

Les recherches dans le domaine des RNAs ont été motivées par la recherche des réponses à deux questions importantes : la manière avec laquelle le système nerveux biologique arrive à traiter l'information à travers quelques impulsions et comment exploiter les propriétés du cerveau humain sur les systèmes réels. L'objectif derrière ces recherches, était de simuler la structure d'un ensemble des neurones biologiques en s'inspirant du système nerveux pour créer un RNA. Dans ce sens, le premier pas était d'essayer de fournir un modèle mathématique approprié au neurone biologique. Le premier modèle a été proposé par les deux biologistes McCulloch et Pitts en 1943 [61].

Parmi toutes les techniques intelligentes, le RNA semble avoir le maximum d'impact dans le domaine de l'électronique de puissance et dans la commande des machines électriques ce qui est évident par le nombre important de publications réalisées dans la littérature [61].

Cette technique est menée afin d'éliminer une contrainte en contrôle, relative-

ment à la nécessité d'avoir un modèle le plus fidèle possible, sachant que les erreurs de modélisation et les problèmes des modèles, contribuent à diminuer notablement les performances des lois de commandes conventionnelles pour aboutir à des solutions plus efficaces et plus robuste [101].

Une des solutions pour pallier ce problème consiste à introduire une technique intelligente nouvelle en combinant la logique floue avec les réseaux de neurones pour former un réseau de Neuro-Floue (NF). Cette hybridation a permis la création des contrôleurs NF qui sont actuellement l'un des domaines de recherche les plus populaires. Les systèmes hybrides NFs [101], permettent de tirer les avantages de ces deux approches, le fait que les RNAs offrent une capacité d'apprentissage et de généralisation permettant une représentation efficace de la connaissance, et la logique floue (LF) permet de traduire l'expérience humaine en un ensemble de règles linguistiques et facilite le traitement des connaissances imprécises. Les systèmes hybrides NFs sont classés généralement en deux catégories : systèmes d'inférence neuro-flou (INF) et système d'inférence neuro-flou adaptative (ANFIS). La deuxième catégorie est la plus utilisée et elle est conçue pour combiner les capacités d'apprentissage des RNAs et les propriétés de raisonnement de la LF. La fonction principale du RNA dans ce type est d'apprendre davantage le comportement du système d'inférence flou et utilise cette connaissance pour modifier de manière adaptative ses paramètres [43, 61].

Le principe général de la commande NF est de garantir la robustesse et la stabilité, en augmentant la vitesse de convergence et d'améliorer les performances du système de commande. Afin d'améliorer le comportement et la stabilité du véhicule dans différentes contraintes de la route, nous nous proposons dans cette section d'analyser ce que la méthode décrite (NF) précédemment peut apporter comme solution à la commande d'un VE.

3.7.1 Réseaux de neurones artificiels

L'origine des RNAs vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'oeuvre de Mac Culloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés comme le montre la figure 3.18.

Un RNA peut être considéré comme un modèle mathématique de traitement réparti, composé de plusieurs éléments de calcul non linéaire (neurones), opérant en parallèle et connectés entre eux par des poids. Les RNAs sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit [61]. Ces derniers sont les plus utilisés dans le domaine de la modélisation et de la commande des procédés. Ils sont constitués d'un nombre fini de neurones qui sont arrangés sous forme de couches. Les neurones de deux couches adjacentes sont inter-connectés par des poids. L'information dans le réseau se propage d'une couche à l'autre. Nous distinguons trois types de couches :

Couche d'entrée : les neurones de cette couche reçoivent les valeurs d'entrée du réseau et les transmettent aux neurones cachés. Chaque neurone reçoit une valeur. Il ne fait pas donc de sommation [37].

Couches cachées : chaque neurone de cette couche reçoit l'information de plusieurs couches précédentes, effectue la sommation pondérée par les poids, puis la transforme selon sa fonction d'activation qui est en général, une fonction sigmoïde. Par la suite, il envoie cette réponse aux neurones de la couche suivante [37].

Couche de sortie : elle joue le même rôle que les couches cachées. La seule différence entre ces deux types de couches est que la sortie des neurones de la couche de sortie n'est liée à aucun autre neurone [37].

3.7.2 Neurone biologique

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce que l'on nomme les dendrites. C'est par les dendrites que l'information est acheminée de l'extérieur vers le soma, corps du neurone [61]. L'information traitée par le neurone chemine ensuite le long de l'axone pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire entre l'axone du neurone et les dendrites du neurone. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse [61].

Durant sa durée de vie, le cerveau humain étend sa mémoire et améliore son traitement d'information en réorganisant, continuellement, automatiquement et en temps réel, ses connexions. Ce phénomène s'appelle apprentissage autonome et le traitement parallèle d'information représente les propriétés essentielles de cerveau. La figure 3.17 illustre le schéma synoptique du neurone biologique. Chaque neurone reçoit un ensemble de potentiels excitateurs, par l'intermédiaire

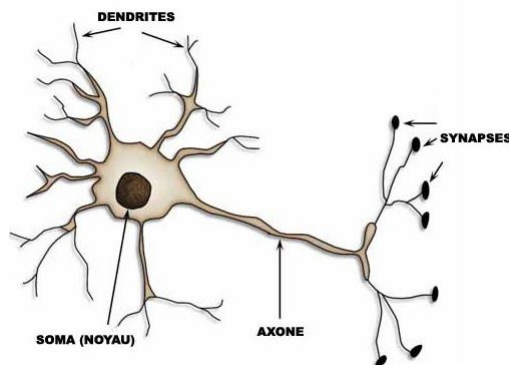


FIGURE 3.17: Neurone biologique

des synapses qui le relient aux autres neurones, les dendrites calculent une somme pondérée de leurs entrées, selon le niveau d'activation obtenu, le noyau génère

ou non un potentiel d'action qui se propage le long de l'axone. Ainsi, ce modèle biologique simple sert de base au modèle mathématique du neurone formel [61].

3.7.3 Neurone formel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La figure 3.18 représente un modèle de base d'un neurone formel.

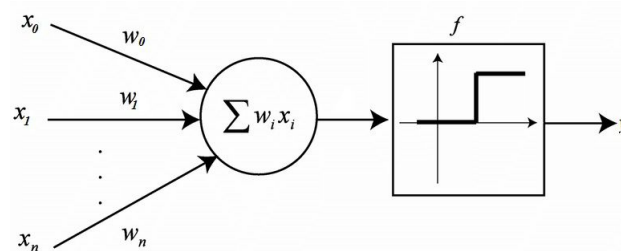


FIGURE 3.18: Modèle de base d'un neurone formel

Dans la majorité des cas, la fonction y , comme le montre la figure 3.18, est une fonction non linéaire bornée, dont la valeur dépend des paramètres de pondération appelés poids W_i ; les variables de cette fonction sont les entrées du neurone et la valeur de la fonction est la sortie. D'après la figure 3.18, on a :

$$y = f(x) \quad (3.30)$$

avec :

$$x = \sum_{i=0}^n W_i x_i \quad (3.31)$$

Où

x : est l'état d'activation du neurone.

f : fonction d'activation.

y : sortie du neurone.

Un neurone est caractérisé par la fonction d'activation qui détermine ses propres caractéristiques. Les fonctions d'activation les plus utilisées sont : a) tout ou rien ; b) fonction signe ; c) plus ou moins à seuil ; d) fonction affine ; e) saturation ; f) sigmoïde ; g) fonction arc tangente ; h) fonction gaussienne. ;

leur choix a une grande importance et dépend souvent du type d'application et du domaine de variation des variables d'entrée/sortie [56].

3.7.4 Architecture des réseaux de neurones

Un réseau de neurones est constitué de plusieurs neurones arrangés sous forme de blocs différents appelés couches du réseau. Les neurones appartenant à

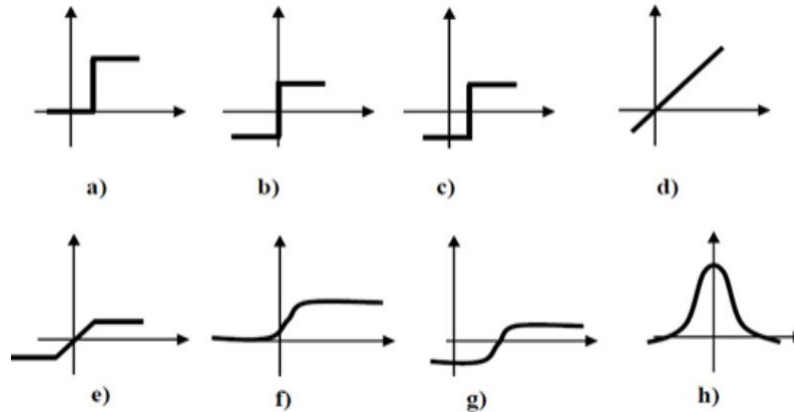


FIGURE 3.19: Fonctions d'activation les plus utilisées

la même couche utilisent le même type de fonction d'activation et possèdent les mêmes caractéristiques. La liaison entre deux couches voisines se fait par l'entremise de poids qui ont le rôle des synapses. La structure du réseau permet de traiter l'information portée par la valeur de ses poids et le diriger vers la sortie. En général, les structures des réseaux sont divisées en deux grandes familles : les réseaux de neurone non bouclés et les réseaux de neurones bouclés [78].

➤ Réseaux de neurones non bouclés :

Ce type de réseau se caractérise par la présence d'une ou plusieurs couches cachées dont les couches de calcul correspondant s'appellent neurones cachés. Les couches cachées s'interposent entre l'entrée du réseau et sa sortie [54]. Leur rôle est d'effectuer un prétraitement des signaux d'entrée, reçus par la couche d'entrée en provenance du milieu extérieur, et de transmettre les résultats correspondants à la couche de sortie ou seront déterminées les réponses finales de réseau [51]. La figure 3.20 montre de façon schématique comment sont ordonnées les couches du réseau.

➤ Réseaux de neurones bouclés :

Un réseau de neurone bouclé ou récurrent possède la même architecture qu'un réseau multicouches complété par des boucles ou des contre-réactions. Les boucles peuvent exister entre les neurones de la couche de sortie vers les neurones de la couche d'entrée ou entre les neurones de la même couche. D'une autre façon, les boucles peuvent exister entre tous les neurones du réseau sans exception.

3.7.5 Apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les

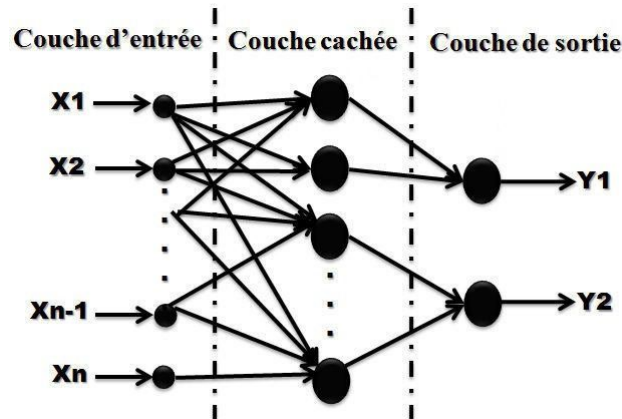


FIGURE 3.20: Réseaux de neurones non bouclés

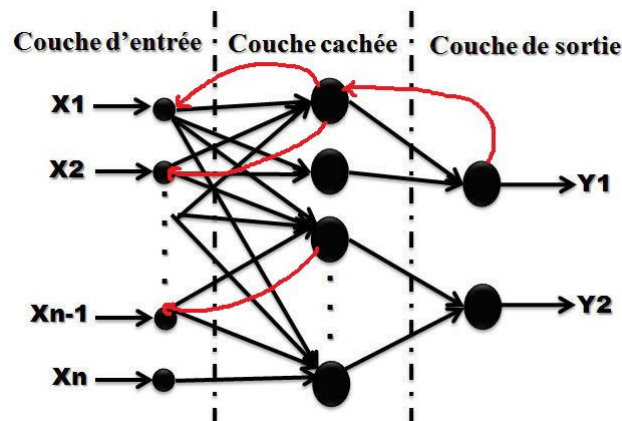


FIGURE 3.21: Réseaux de neurones bouclés

plus utilisés. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement. Durant cette phase de fonctionnement, le réseau adapte sa structure (le plus souvent, les poids des connexions) afin de fournir sur ses neurones de sortie les valeurs désirées. Cet apprentissage nécessite des exemples désignés aussi sous l'appellation d'échantillon d'apprentissage ainsi qu'un algorithme d'apprentissage. Après initialisation des poids du réseau (en général des valeurs aléatoires), il y a présentation des exemples au réseau et calcul des sorties correspondantes. Une valeur d'erreur ou de correction est calculée et une correction des poids est appliquée. Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit supervisé ou non supervisé. Cette distinction repose sur la forme des exemples d'apprentissages. Dans le cas de l'apprentissage supervisé, les exemples sont des couples (Entrée,

Sortie associée) alors que l'on ne dispose que des valeurs (Entrée) pour l'apprentissage non supervisé. Remarquons cependant que les modèles à apprentissage non supervisé nécessitent avant la phase d'utilisation une étape de labellisation effectuée par l'opérateur, qui n'est pas autre chose qu'une part de supervision.

3.7.5.1 Apprentissage supervisé

L'apprentissage est dit supervisé lorsque les exemples sont constitués de couples de valeurs du type : (valeur d'entrée, valeur de sortie désirée). Tout le problème de l'apprentissage supervisé est donné comme suit, étant donné un ensemble d'apprentissage E de N couples (entrée - sortie désirée) $(x_i, y_i) \ i = 1, 2, \dots, n$ à déterminer le vecteur des poids W d'un réseau f_w capable de mettre ces informations en correspondance, c'est à dire un réseau tel que : $f_w = y_i$ avec $i = 1, 2, \dots, n$.

3.7.5.2 Apprentissage non supervisé

L'apprentissage est qualifié de non supervisé lorsque seules les valeurs d'entrée sont disponibles. Dans ce cas, les exemples présentés à l'entrée provoquent une auto-adaptation du réseau afin de produire des valeurs de sortie qui soient proches en réponse à des valeurs d'entrée similaires (de même nature).

3.7.6 Application des réseaux de neurones

3.7.6.1 Identification par Réseaux de Neurones

Différentes structures de réseaux, ainsi que différents algorithmes d'apprentissage, ont été développées pour des réseaux de taille plus modeste. Ces derniers ont prouvé leur efficacité dans différents domaines tels que : la reconnaissance de formes, le traitement du signal, filtrage, la reconnaissance vocale, l'aide à la décision ainsi que la simulation.

Ils ont été aussi utilisés dans le domaine de l'automatique, soit pour la commande de système, contrôle, soit pour l'identification de procédés.

3.7.6.2 Intérêt des réseaux de neurones

Ils ont des propriétés similaires à celles du système nerveux humain :

- les neurones sont des entités qui travaillent simultanément, c'est le parallélisme.
- les réseaux de neurones ont une grande capacité d'apprentissage. Cette caractéristique est très intéressante pour l'approche des systèmes évoluant dans le temps.
- la "connaissance" est distribuée dans toute la structure.
- le concept de boîte noire, en particulier pour modéliser des systèmes non-linéaires.

Ils offrent aussi quelques inconvénients :

- le choix de la structure du réseau de neurones en fonction du problème à traiter. Il apparaît des problèmes de sous-dimensionnement, under-fitting, ou de sur-dimensionnement, over fitting. Dans le cas de la reproduction d'une fonction mathématique, l'under-fitting se traduit par une mauvaise reproduction des variations d'une courbe (figure 3.22) et l'over-fitting se traduit par une reproduction correcte de la courbe, mais avec l'ajout de bruit (figure 3.22).

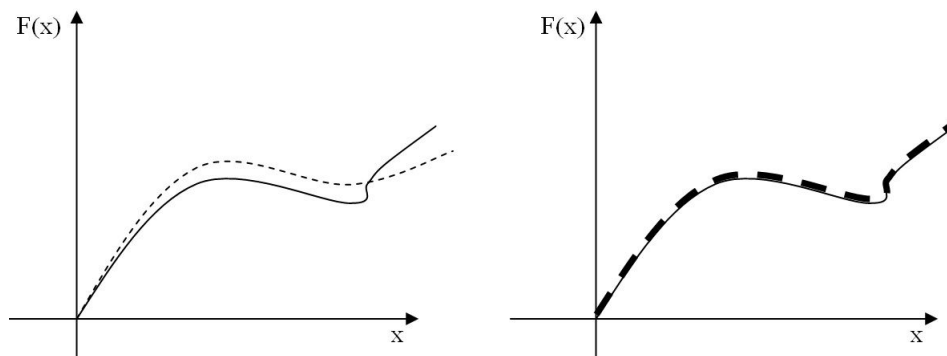


FIGURE 3.22: sous-dimensionnement et sur-dimensionnement

- l'efficacité de l'algorithme d'apprentissage utilise certains algorithmes, comme le gradient, se retrouvent facilement piégés dans des minima locaux.
- le pré-traitement des données. Les données présentées aux entrées du réseau doivent être normalisées pour l'apprentissage.

3.7.6.3 Principe de l'identification par réseaux de neurones

Tous les travaux sont basés sur des méthodes d'apprentissage supervisé avec des systèmes automatiques échantillonnés. La méthodologie de l'identification classique a été conservée, mais adaptée aux réseaux de neurones. Elle passe par quatre étapes :

- choix de la structure du réseau.
- choix de l'entrée.
- algorithme d'apprentissage.
- validation.

Il y a deux structures de base de modèle d'identification de réseau de neurone ; la structure parallèle et la structure série parallèle.

➤ **Identification parallèle** : La structure parallèle utilise la chaîne de retour directe des sorties de réseau pour ses entrées (figure 3.23). Elle estime les sorties et emploie ces évaluations pour prévoir les futures sorties. Cependant, cette structure ne garantit pas la stabilité en raison de la chaîne de retour.

➤ **Identification série parallèle** : La structure d'identification série-parallèle n'emploie pas la chaîne de retour. Au lieu de cela, elle emploie la sortie de l'installation réelle pour prévoir les sorties futures. Le backpropagation statique est

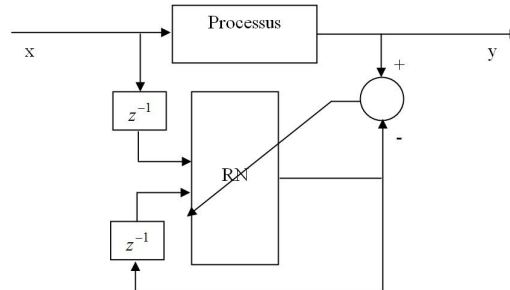


FIGURE 3.23: Modèle d'identification parallèle

employé et généralement la stabilité et la convergence sont garanties avec cette méthode [108].

3.7.7 La Commande Neuronale

En commande de procédé, le neuronal, n'a pas besoin de modèle analytique du processus à commander. Cette caractéristique se révèle intéressante dans le cas de modèles non-linéaires difficilement modélisables mathématiquement. Il s'agit de faire de la commande de processus par un réseau de neurones.

3.7.7.1 Principe

Un dilemme se pose lorsqu'il s'agit de faire de la commande neuronale : d'où proviennent les informations concernant le contrôle du processus, sachant que c'est le réseau lui-même qui doit les produire. Pour résoudre ce problème, un certain nombre de solutions existent.

3.7.7.2 Solution

Copier un régulateur déjà existant l'intérêt de cette méthode ne semble pas évident. En effet pourquoi copier un régulateur qui existe déjà ? Il existe deux cas où cette copie d'un régulateur par un réseau de neurones est intéressante. Le premier cas se présente lorsque ce régulateur est un être humain. Le deuxième cas est celui où le réseau peut réguler le processus à partir d'un modèle moins difficile à évaluer que celui qui est demandé par le régulateur habituel.

3.7.7.3 Commande supervisée

Il est possible d'enseigner à un réseau de neurone les actions correctes en employant un contrôleur existant ou rétroaction humaine. Ce type de commande s'appelle commande supervisée [36]. Mais pourquoi nous voudrions copier un contrôleur existant qui fait déjà le travail ? La plupart des contrôleurs de traditionnels commandent des systèmes dont le modèle mathématique est linéarisé

autour d'un point de fonctionnement . Ceci signifie que si le point de fonctionnement du système commandé change sous l'effet d'une perturbation (incertitude paramétrique ou incertitude de modèle), alors le contrôleur ne fonctionnera pas correctement et les performances du système en boucle fermée seront détériorées. Les avantages de la commande neuronale si une incertitude se produit le réseau de neurone pourra adapter les paramètres et maintient la commander quand d'autres contrôleurs robustes échouent. Dans la commande supervisée, un professeur fournit des actions correctes pour le réseau de neurone pour apprendre. Dans la figure 3.24, la formation des cibles est fournie par un contrôleur existant, le réseau de neurone ajuste ses poids jusqu'à ce que le rendement de réseau de neurone soit semblable au contrôleur [36].

Quand le réseau de neurone est formé, il est placé dans la boucle de la chaîne de

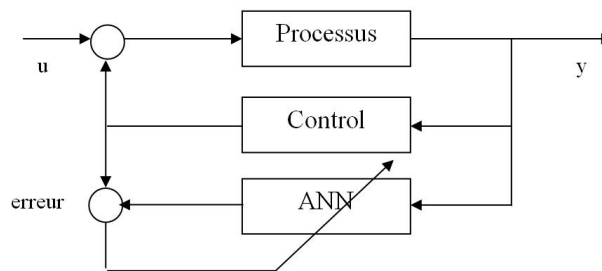


FIGURE 3.24: La commande supervisé

retour. Puisque le réseau de neurone est exercé en utilisant les cibles existantes de contrôleur, il devrait pouvoir commander le processus. A ce stade, il y a un réseau de neurone qui commande le processus semblable au contrôleur existant. L'avantage de la neuro-commande est la capacité d'être adaptatif en ligne (figure 3.25). Le signal d'erreur (signal de sortie désiré– signal de sortie réel) est calculé et employé pour ajuster les poids en ligne.

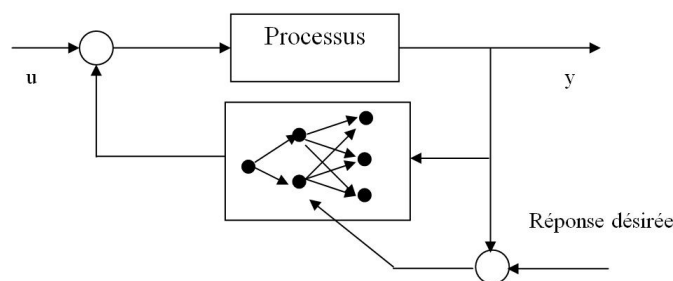


FIGURE 3.25: La commande neurone adaptatif

3.7.7.4 Commande par modèle de référence

L'utilisation d'un modèle de référence permet de bénéficier plus rationnellement, quand c'est possible, de la connaissance a priori du système pour synthétiser la commande. Dans cette méthode la fonction du coût instantanée n'est pas choisie pour rapprocher le plus possible, a chaque pas de temps, de l'objectif souhaité mais de la connaissance du système contrôlé et des capacités des actionneurs (figure 3.26) [36].

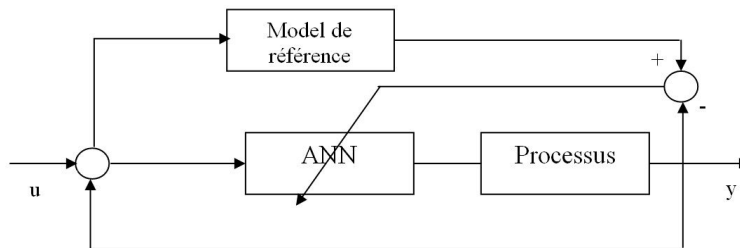


FIGURE 3.26: La commande par modèle de référence

3.7.7.5 Commande par inversion directe en utilisant réseaux de neurones

La méthode la plus simple pour construire un système de commande neuronal a partir d'un modèle du système dynamique commandé, identifié sous forme d'un réseau de neurone en boucle ouverte est l'inversion directe du modèle. Le système de commande est alors simplement l'inverse du modèle du processus. La sortie de système est employée comme une entrée au réseau. La sortie de réseau de neurone est comparée au signal de la formation (le système d'entrée) et l'erreur est utilisée comme moyen pour former le réseau (figure 3.27). Cette méthode de formation force le réseau de neurone pour représenter l'inverse du système [108].

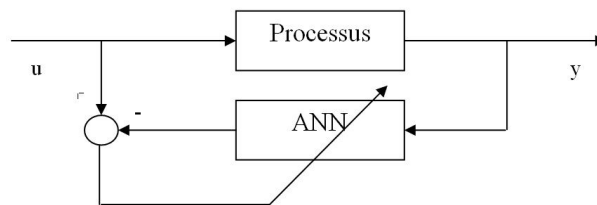


FIGURE 3.27: La commande par modèle inverse

3.7.7.6 Commande par modèle interne

La figure ci-dessous (figure 3.28) présente le modèle de IMC (internal model control). Comme son nom l'indique, la commande avec modèle interne met en

jeu, outre un contrôleur, un modèle de processus, dit modèle interne ; l'erreur de modélisation est utilisée pour modifier la consigne, si bien que le système est robuste aux erreurs de modélisation, ce qui n'est pas le cas pour la commande par modèle inverse [64].

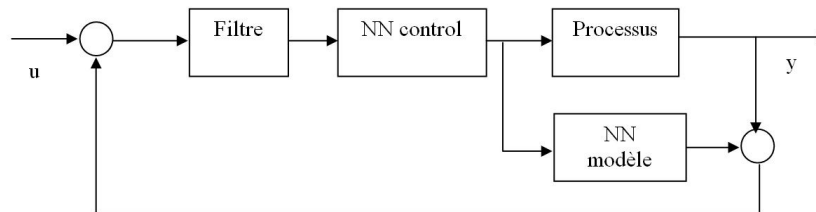


FIGURE 3.28: La commande par modèle interne

3.7.8 Neuro-Floue

Les systèmes neuro-flous sont des systèmes qui utilisent les techniques d'apprentissage des réseaux neurones permettant d'inclure l'information empirique dans un système flou. Ceci augmente considérablement les applications dans lesquels les systèmes flous peuvent être utilisés du fait qu'elles peuvent servir à l'expert des informations empiriques. Ces techniques peuvent être employées pour construire les fonctions d'appartenance ou les règles des systèmes flous [70].

3.7.8.1 Système d'inférence Adaptatif Neuro-Floue (ANFIS)

Le système ANFIS est une classe de réseau adaptatif proposé par Jang [70]. Il peut être vu comme un réseau de neurones non bouclé pour lequel chaque couche est un composant d'un système neuro-flou. Le modèle ANFIS est le modèle le plus utilisé en pratique, utilisé en poursuite de trajectoire, en approximation non linéaire, la commande dynamique et le traitement du signal.

Plusieurs ouvrages et articles montrent un bon rendement de ce modèle lorsqu'il est utilisé dans la commande de moteur [50, 82, 83, 144]. Cette architecture perfectionne les règles floues obtenues par des experts humains pour décrire le comportement d'entrée-sortie d'un système complexe [7].

Le modèle ANFIS contient cinq couches comme montrées par la figure 3.29. La première couche cachée est pour la fuzzification des variables d'entrée. Des opérateurs utilisés dans la deuxième couche cachée pour calculer la partie précédente de règle. La troisième couche normalise les poids des règles, elle est suivie de la quatrième couche où les paramètres conséquents de la règle sont déterminés. La couche de sortie calcule la sortie totale par addition de tous les signaux venant de la quatrième couche [100].

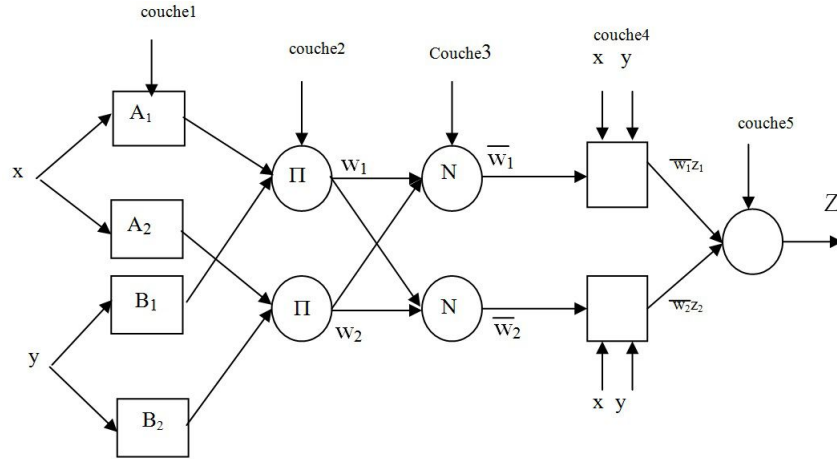


FIGURE 3.29: Architecture de l'ANFIS

3.7.8.2 La méthode d'apprentissage de l'ANFIS

Le procédé d'apprentissage du modèle ANFIS, ne se préoccupe que de l'adaptation de paramètres dans des structures fixes. En effet, chaque terme linguistique est représenté par un seul ensemble flou. La procédure d'apprentissage utilise une combinaison de rétropropagation et d'estimation par moindres carrés moyen [50, 82, 83, 144].

Parmi tous les systèmes neuro-flous, le modèle ANFIS présente la plus faible erreur moyenne quadratique. Ceci est probablement dû à l'implémentation de règles type TakagiSugeno dans le modèle ANFIS comparé au système flou type Mamdani.

L'algorithme de l'ANFIS est résumé comme suit :

On suppose qu'il y a deux variables linguistiques d'entrées x et y et une sortie Z , et que la base des règles contient deux règles de types [82] :

➤ **Règle 1** : si x est A_1 et y est B_1 , alors $z_1 = p_1x + q_1y + r_1$

➤ **Règle 2** : si x est A_2 et y est B_2 , alors $z_2 = p_2x + q_2y + r_2$

où :

x et y sont les variables d'entrées,

A_1, A_2, B_1 et B_2 des ensembles flous,

z_i les sorties de tous les neurones de défuzzification,

p_i, q_i et r_i sont des paramètres du conséquent de la règle i déterminés pendant le processus d'apprentissage.

➤ **Première couche "Fuzzification"** : Chaque noeud i dans la première couche utilise une fonction de noeud donnée par :

$$O_i^1 = \mu_{A_i}(x), \quad i = 1, 2 \quad (3.32)$$

$$O_i^1 = \mu_{B_{i-2}}(x), \quad i = 3, 4 \quad (3.33)$$

Où μ_{A_i} et μ_{B_i} peut adopter n'importe quelle fonction floue (MF). On peut employer la fonction gaussienne.

$$Gaussian(x, c, \sigma) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2} \quad (3.34)$$

Où c_i, σ_i est l'ensemble des paramètres qui change la forme du MF. Les paramètres dans cette couche désignent sous le nom des paramètres de lieux.

➤ **Deuxième couche "Génération du poids de la règle i"** : Chaque noeud dans cette couche calcul les poids par l'intermédiaire de la multiplication.

$$O_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_i}(y) \quad i = 1, 2 \quad (3.35)$$

Cette couche est formée par des nœuds circulaires de type fixe sont notés Π , chaque nœud correspond à une règle floue Sugeno. Et chacun d'eux engendre en sortie le produit (opérateur ET de la logique floue) de ses entrées, et qui correspond au degré d'appartenance de la règle considérée.

➤ **Troisième couche "Normalisation des poids de la règle i"** : Les nœuds de cette couche sont circulaires et également fixes appelés N , chaque nœud calcul l'activation normalisée d'une règle floue donnée, selon la relation :

$$O_i^3 = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2} \quad i = 1, 2 \quad (3.36)$$

Où : \bar{w}_i désigné sous le nom des forces normales.

➤ **Quatrième couche Conséquence "Calcul de la sortie des règles"**
où **"Défuzzification"** : Dans cette couche, chaque noeud i a la fonction suivante :

$$O_i^4 = \bar{w}_i z_i = \bar{w}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad i = 1, 2 \quad (3.37)$$

Où : \bar{w}_i est la sortie d'une couche 3, et p_i, q_i, r_i est l'ensemble de paramètre. Les paramètres dans cette couche sont désignées sous le nom des paramètres conséquents.

➤ **Cinquième couche "Sommmation"** : Le noeud simple dans cette couche calcul la sortie global comme addition de tous les signaux entrants, qui est exprimée par :

$$O_i^5 = \sum_{i=1}^2 \bar{w}_i z_i = \frac{w_1 z_1 + w_2 z_2}{w_1 + w_2} \quad (3.38)$$

Il est clair que l'ANFIS ait deux ensembles de paramètres réglables, à savoir les paramètres de lieux et les paramètres conséquents. Pendant l'apprentissage, les paramètres de lieux dans la couche (1) et les paramètres conséquents dans la couche (4) sont accordés jusqu'à ce que la réponse désirée du FIS soit réalisée. La sortie globale peut être exprimé comme combinaison linéaire des paramètres conséquents :

$$z = (\bar{w}_1 x) p_1 + (\bar{w}_1 x) q_1 + (\bar{w}_1 x) r_1 + (\bar{w}_2 x) p_2 + (\bar{w}_2 x) q_2 + (\bar{w}_2 x) r_2 \quad (3.39)$$

Le LSM peut être employé pour trouver les valeurs optimales des paramètres conséquents. Quand les paramètres de lieux ne sont pas fixes, l'espace de recherche devient plus grand, et la convergence de la formation devient plus lente. L'algorithme hybride est adopté pour résoudre ce problème. Cet algorithme a un processus de deux étapes. D'abord, les paramètres conséquents sont identifiés en utilisant le LSM quand les valeurs des paramètres de lieux sont fixes. Puis, les paramètres conséquents sont jugés fixes tandis que l'erreur est propagée de la fin de la sortie à l'extrémité de l'entrée [18].

3.7.8.3 Avantages des techniques neuro-floue

Les techniques de l'intelligence artificielle appliquées à la commande présentent plusieurs avantages [49] :

- Leur conception ne demande pas de modèles mathématiques du processus à commander ;
- ainsi elles peuvent combiner la réponse du système et l'expertise humaine,
- Elles améliorent les performances de la commande comparées à certaines techniques classiques,
- Elles peuvent profiter de l'expertise humaine,
- En l'absence de l'expertise humaine, leur conception peut se baser sur la réponse du système,
- Elles tiennent compte des changements qui surviennent dans le processus,
- Certaines architectures sont moins coûteuses que d'autres en termes d'implémentation matérielle,
- La plupart de ces architectures sont évolutive.

3.8 Gestion d'énergie à bord du véhicule

Dans cette section, on s'intéresse à la gestion de l'énergie entre les différentes sources et la charge. C'est un paramètre très important lors de la conception d'une stratégie de commande visant à imposer certains critères et objectifs comme la minimisation de la quantité de combustible et le maintien de l'état de charge de la batterie.

Après l'estimation de la puissance nécessaire à la traction en tenant compte de la dynamique du véhicule et le cycle de conduite, une topologie d'hybridation et une stratégie de gestion d'énergie sera testée. Les performances de cette stratégie sont discutées et comparées afin d'atteindre les objectifs souhaités.

3.8.1 La notion de la gestion d'énergie

Dans notre système d'alimentation hybride (pile à combustible, batterie) les deux sources d'énergie sont connectés à un bus commun via les deux convertisseurs, ce bus est appelé DC bus (Direct Current Bus ou Bus à Courant Continu),

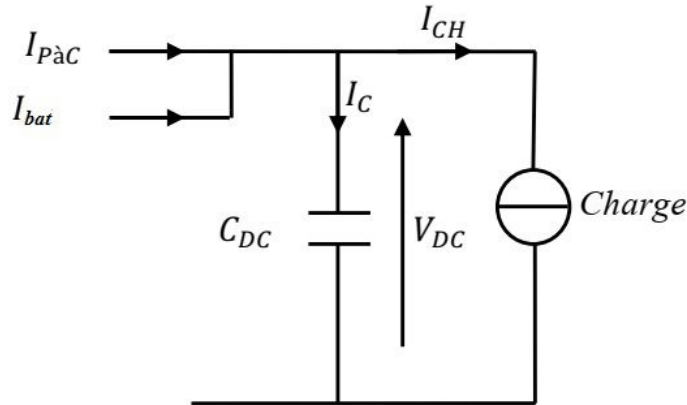


FIGURE 3.30: Schéma électrique du bus continu

comme le montre la figure 3.30.

La tension du bus continue est exprimée par l'équation suivante :

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = I_C = I_{PAC} + I_{bat} - I_{CH} \quad (3.40)$$

Si on néglige les pertes au niveau des deux convertisseurs, la puissance moyenne à la sortie égale à la puissance à l'entrée de chaque convertisseur [58] :

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{V_{PAC}}{V_{DC}} I_{PAC} + \frac{V_{bat}}{V_{bat}} I_{bat} - I_{CH} \quad (3.41)$$

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{V_{DC}} (P_{PAC} + P_{bat}) - I_{CH} \quad (3.42)$$

Ces équations montrent que la régulation de la tension du bus continu peut être satisfaite par action sur la pile et la batterie, en commandant la puissance fournie ou absorbée par chaque source à travers la régulation des courants de chaque source (figure 3.31).

La stratégie de gestion d'énergie est de diviser la puissance en deux références entre la PAC et la batterie de manière à satisfaire la demande de puissance globale au niveau du bus continu en récupérant toute l'énergie du freinage et en gardant une tension du bus continu constante.

3.8.2 les différentes techniques de gestion d'énergie utilisées dans les véhicules électriques multi-sources

L'objectif majeur est toujours de satisfaire la demande en puissance de la chaîne de traction en minimisant autant que possible la consommation d'hy-

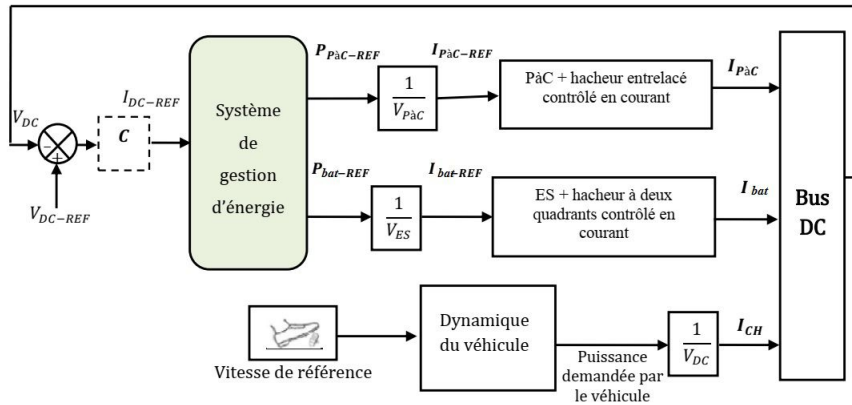


FIGURE 3.31: Régulation de la tension du bus continu

drogène (amélioration de l'autonomie). Les problèmes imposées par le dimensionnement des éléments du système doivent être respectées et une attention supplémentaire doit être portée sur le maintien de l'état de charge de la batterie. Le défi majeur dans cet objectif est notamment le fait que la distance parcourue par le véhicule est inconnu a priori. Le bloc de gestion d'énergie doit ainsi répondre à une demande instantanée de puissance sans connaissance préalable du futur du profil de puissance demandée. Une solution optimale étant impossible dans ce cas, l'enjeu est de trouver la solution qui s'approche le plus possible de cet optimum désiré [59].

Les techniques de contrôle pour les véhicules hybrides sont des axes de recherche d'actualité où de nombreux industriels et chercheurs sont activement impliqués. A ce jour, aucune méthode ou technique n'a pu s'imposer ou se distinguer. Ce qui pousse les chercheurs à élargir le domaine d'intérêt et se s'occuper et s'orienter vers des comparaisons entre les différentes stratégies.

Néanmoins, les différentes commandes utilisées à ce propos peuvent être classées en deux catégories distinctes à savoir [59] :

➤ **Stratégies à base de règles** : divisé deux catégories.

- Règles déterministes : Thermostat, Suivre de puissance.
- Règles floues : Prédictives, Adaptatives, Conventiennelles.

➤ **Stratégies à base d'optimisation** : divisé deux catégories.

- Optimisation temps réel : Commande robuste, Commande prédictive, minimisation de consommation équivalente.
- Optimisation globale : Programmation linéaire, Programmation dynamique, Commande optimale, Algorithmes génétiques.

La mise en œuvre ainsi que la complexité de ces stratégies dépendent des paramètres du véhicule, de son architecture et la mission attribuée. Un paramètre

très important mais il n'est jamais pris en compte, c'est le comportement du conducteur.

3.8.3 Estimation de la puissance du groupe motopropulseur d'un véhicule

3.8.3.1 Cycle de conduite

Le fameux cycle en Europe, présenté sur la figure 3.32, c'est le Nouveau Cycle Européen de Conduite (NEDC New European Driving Cycle). Il constitue un parcours mixte incluant quatre parties consécutifs de Cycle de Conduite Urbain (UDC : Urbain Drive Cycle), c'est un parcours idéale d'un véhicule dans un environnement urbain (de 0 à 800 s) avec des arrêts et des démarrages fréquents, suivis d'un segment du Cycle de Conduite Extra Urbain (EUDC : Extra Urbain Drive Cycle), parcours parfait d'un véhicule dans un environnement suburbain (de 800 à 1200 s) avec des vitesses plus importantes et plus soutenues [5].

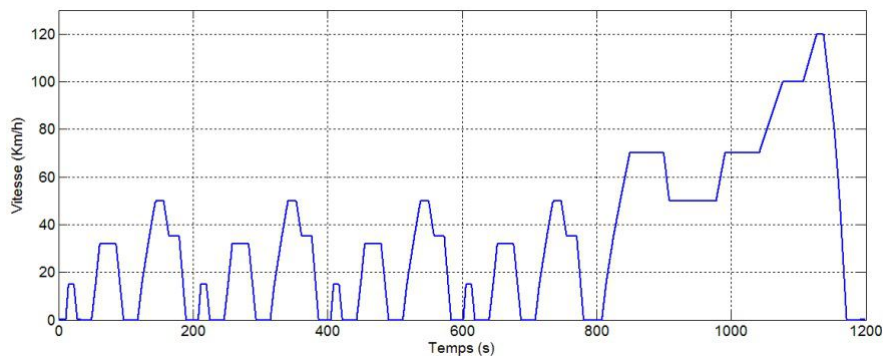


FIGURE 3.32: Nouveau Cycle Européen de Conduite NEDC

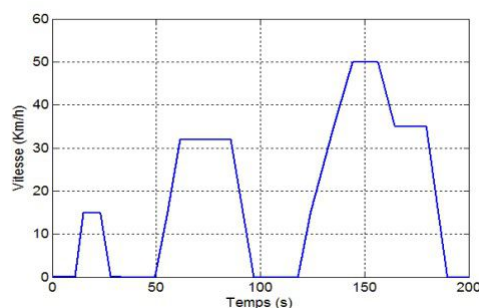


FIGURE 3.33: Profil de vitesse pour un véhicule suivant un cycle ECE-15

3.8.3.2 Dynamique du véhicule

La vitesse d'un véhicule peut être exprimée en puissance de traction constante à fournir en fonction des caractéristiques du véhicule tels que : la masse, les frottements dus au roulement, son coefficient de pénétration dans l'air et, également de la pente de la route par l'équation suivante :

$$P_{trac} = v \left[m_v \frac{dv}{dt} + C_r \cdot m_v \cdot g \cdot \cos(\alpha) + m_v \cdot g \cdot \sin(\alpha) + \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot A_f \cdot C_d \cdot v^2 \right] \quad (3.43)$$

Avec :

v : vitesse du véhicule [m/s].

m_v : masse du véhicule [Kg].

g : constante de gravité 9.81 m/s²

α : : pente de la route (angle par rapport à l'horizontale).

C_r : coefficient de roulement du véhicule.

C_d : coefficient aérodynamique.

ρ_a : masse volumique de l'air [Kg/m³].

A_f : surface frontale [m²].

3.8.4 Architecture parallèle avec deux convertisseurs

L'utilisation d'un convertisseur de puissance pour chaque source (figure 3.4) permet d'adapter les niveaux de tension et des courants (puissances) de chaque source au bus continu.

Suivant cette architecture, le contrôle de la tension du bus continu est effectué en contrôlant les courants (puissances) des deux sources. Plusieurs critères sont pris en compte lors de la conception d'une commande suivant cette architecture, c'est pour cette raison qu'on trouve plusieurs modes de contrôle du bus continu suivant cette architecture dans la littérature [59].

Dans notre cas, une stratégie sera testée et simulée visant à vérifier certains critères (minimisation de consommation de combustible et un bon maintien de l'état de charge de la batterie). Cette stratégie est : Gestion d'énergie par séparation fréquentielle.

3.8.4.1 Gestion d'énergie par la séparation fréquentielle

Dans cette stratégie, on se base sur les contraintes imposées par le système hybride d'alimentation qui sont la limitation en puissance et en temps de réponse en régime dynamique de la PAC, ainsi les limites en état de charge pour le pack de batteries [12].

➤ La puissance de la PAC doit être limitée entre une puissance maximale $P_{PAC-MAX}$ et $P_{PAC-MIN}$ minimale.

➤ La PAC possède une dynamique lente comparée à celle des batteries, cela est

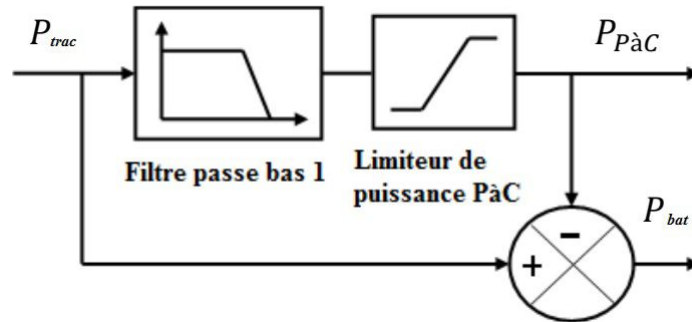


FIGURE 3.34: Gestion d'énergie par séparation fréquentielle

dû à la grande constante du temps mécanique de compresseur d'air. Afin de limiter la dynamique du courant de référence de la PAC, la puissance de référence du bus continu passe à travers un filtre passe bas pour construire la référence de la PAC. La différence entre ces deux références permet d'extraire la puissance de référence de la batterie (figure 3.34).

Selon cette stratégie, les demandes en puissance sont divisées en deux : ceux qui ont une dynamique rapide sont garantis par le pack de batterie. Ceux qui ont une dynamique lente sont garantis par la PAC. Les résultats de simulation de cette stratégie sont montrés dans le chapitre suivant.

3.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'exposé de l'ensemble d'algorithmes et les différentes approches permettant de commander le chaîne de traction (véhicule électrique, pile a combustible et batterie).

En premier lieu on a présenté les différents topologies des convertisseurs utilisés dans notre véhicule ainsi que leurs commandes souhaitées. La commande par mode de glissement est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. En pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Dans ce travail, nous proposons deux solutions permettant de réduire ces oscillations et d'obtenir de hautes performances du système en boucle fermée : la commande à base de logique floue et la commande par réseaux de neurones. Finalement un système de gestion d'énergie permettra une permutation

fiable entre les différents modes de fonctionnement a été présenté. Cela permet d'assurer le bon fonctionnement du système même si une défaillance survient sur une source. Pour valider les lois de commandes définies, des simulations seront effectués dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Résultats de simulation



4.1 Introduction

Pour mettre en évidence les performances résultant des lois de contrôle présentées dans le chapitre précédent, le système a été simulé sous l'environnement Matlab-Simulink, et les approches de commande ont été testées sous un cycle de conduite normalisé. Nous commencerons, d'abord, par la présentation des résultats illustrant les performances dynamiques imposées au véhicule, en calculant les puissances demandées par le véhicule. Ensuite, nous exposons les résultats de simulation du groupe motopropulseur. Enfin, nous exposons les résultats du gestionnaire d'énergie des deux sources.

4.2 Performances dynamiques imposées au véhicule

Les performances critiques pour dimensionner la chaîne de traction d'un véhicule sont : la vitesse maximale, la pente maximale, et l'accélération maximale [39]. De plus, dans le domaine des voitures électrifiées, l'autonomie est un paramètre primordiale [39]. Néanmoins, on peut remarquer que dans les conditions normales de fonctionnement ces performances maximales sont rarement utilisées. En fait, dans la majorité des cas la chaîne de traction travaille à charge partielle. La vitesse et l'effort varient donc beaucoup selon les conditions d'utilisation telles que l'accélération, le cycle de conduite, etc. En outre, les performances sont reliées aux conditions du trafic (urbain, autoroutier, ...) et au type de véhicule (familiale, sportive, ...). Cela rend difficile la structuration d'un cycle de conduite universel décrivant avec précision les variations de vitesse dans tous les environnements du trafic à travers le monde.

Toutefois, ces dernières années, plusieurs "driving cycle" ou cycles normalisés ont été proposés pour reproduire des conditions typiques de circulation. Ils représentent l'évolution de la vitesse en fonction du temps sur un cycle de route supposé plat et représentent des modes de conduite pour des régions ou pays différents [39].

Au niveau des États-Unis le cycle FTP (Federal Test Procédure), est utilisé ainsi que de nombreux pays d'Amérique latine. Ce cycle, construit sur la base d'un itinéraire étudié à Los Angeles en 1972, Il simule un parcours urbain de 18 km à 34 km/h de moyenne (figure 4.1). Les arrêts représentent 20% de la durée. Il est divisé en deux phases : (FTP72-1) avec démarrage moteur froid après repos du véhicule, (FTP72-2), et d'une troisième phase.

La figure 4.2 présente un autre cycle de conduite appelé HFET (Highway Fuel Economy Test) pour simuler un parcours interurbain de 16,4 Km (vitesse moyenne : 50 Km/h). Parcours deux fois, ce cycle été construit principalement pour la mesure de la consommation.

Les figures 4.3 et 4.4 présentent respectivement, deux autres cycles établis aux États-Unis : le HDUDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule for Heavy Duty Vehicles) et le NYC (New York City Cycle).

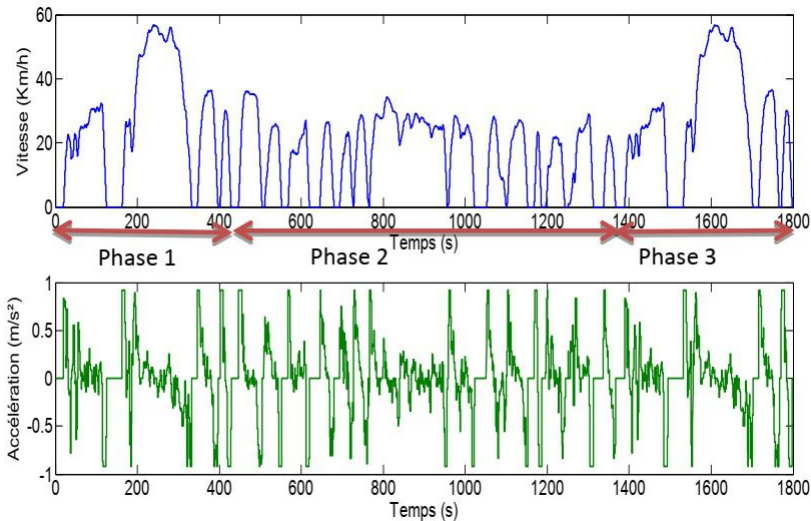


FIGURE 4.1: Cycle FTP (Federal Test Procedure)

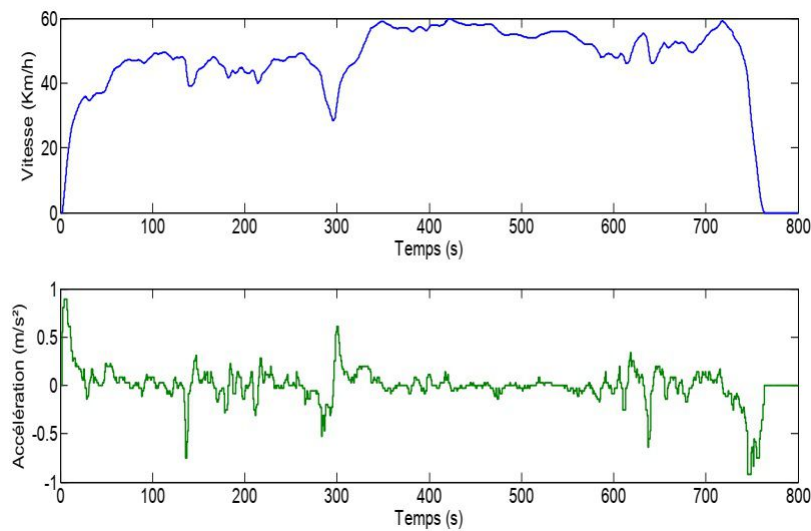


FIGURE 4.2: Cycle HFET (Highway Fuel Economy Test)

Au niveau de l'Europe, le cycle le plus utilisé est le Nouveau Cycle Européen de Conduite (NEDC - New European Driving Cycle) présenté sur la figure 4.5. Ce dernier a été choisi pour notre simulation car, il présente des simples vitesses et l'absence des pics, cela permettra de tester nos approches de commande et de supervision de puissances.

L'UDC ou encore ECE-15 a été construit pour représenter les conditions de

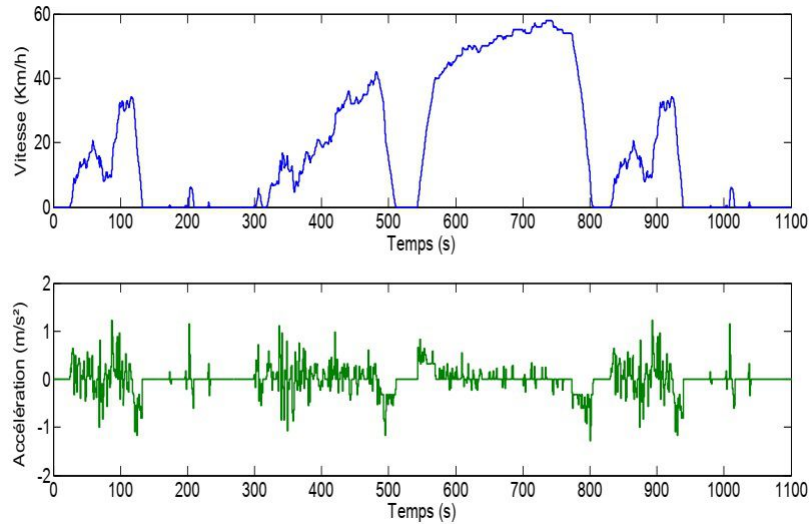


FIGURE 4.3: Cycle HDUDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule for Heavy Duty Vehicles)

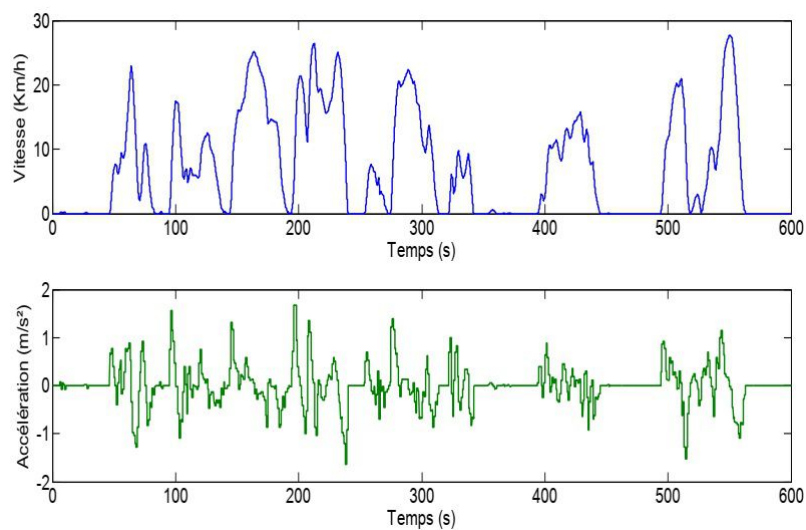


FIGURE 4.4: Cycle NYC (New York City Cycle)

fonctionnement en ville, par exemple à Paris ou Rome. Il est caractérisé par une vitesse basse avec des arrêts fréquents (figure 3.34).

Le modèle décrivant la dynamique du véhicule, détaillé dans le deuxième chapitre, permet de calculer la puissance nécessaire au déplacement du véhicule grâce à l'équation (3.43). Cette puissance représente les performances dynamiques imposées à la chaîne de traction en termes de couple et de vitesse. La

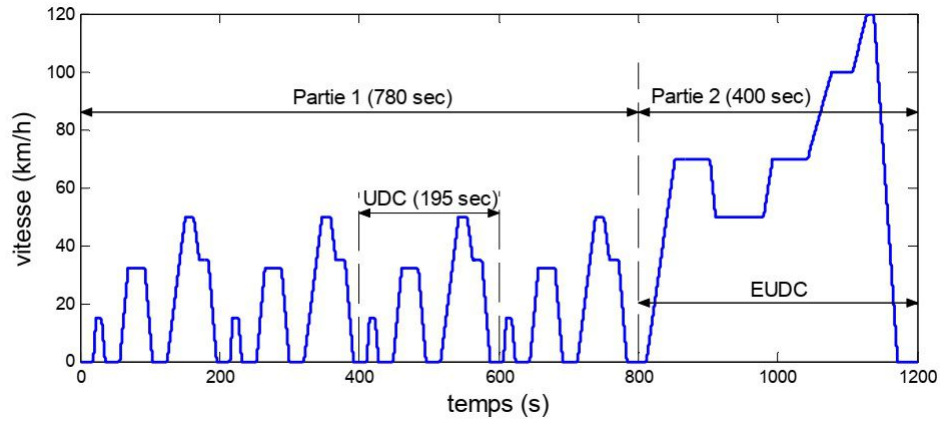


FIGURE 4.5: Nouveau Cycle Européen de Conduite (NEDC)

figure 4.6 représente la demande en puissance d'un véhicule. Leurs paramètres sont présentés dans l'annexe. Ce véhicule évolue sur une route horizontale et suit le cycle NEDC.

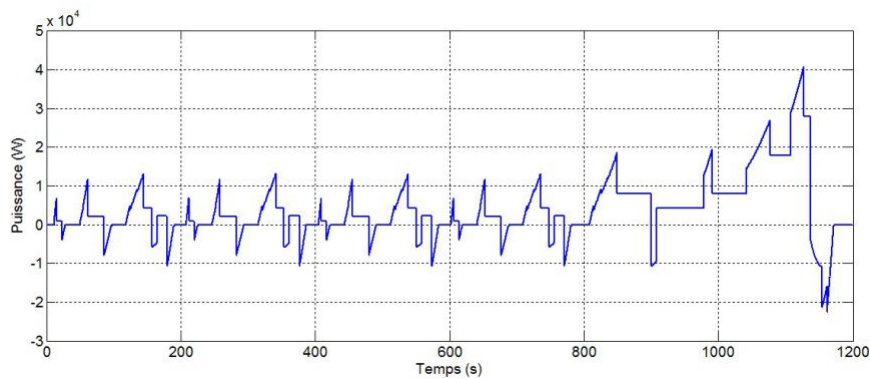


FIGURE 4.6: Profil de puissance de traction demandée

Ce cycle de conduite est très utile pour tester les performances du véhicule électrique dans les différentes phases (urbain, routier et autoroutier, etc...), on remarque sur les figures précédentes que la variation de la pédale d'accélération suit parfaitement le changement du profil de la route. Cette simulation permet de déterminer la puissance nécessaire à un véhicule pour rouler à une vitesse stabilisée. De plus, à partir de la donnée d'une accélération constante, il permet le calcul de la force nécessaire pour avoir cette accélération à une vitesse donnée.

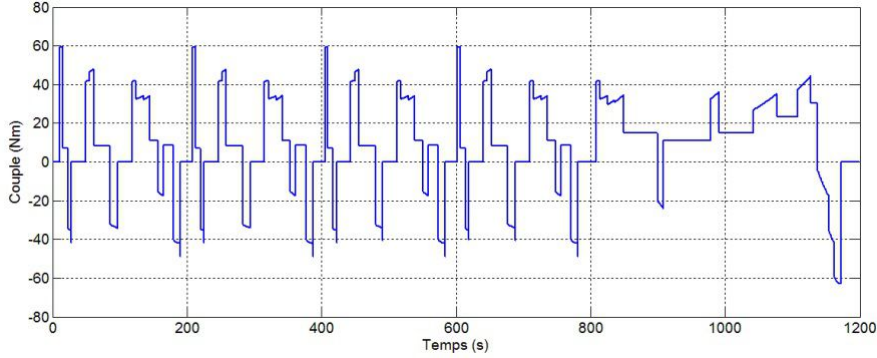


FIGURE 4.7: Variation du couple moteur

4.3 Différentes stratégies de commande appliquées sur la chaîne de traction

Les simulations numériques ont été effectuées sur un véhicule électrique propulsé par un moteur synchrone à aimant permanent de 19 kW alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Les lois de contrôle appliquées sur la chaîne de traction sont de type : Mode glissant, Hybridation entre le mode glissant et la logique floue et une autre hybridation entre le mode glissant et le neuro-floue . L'objectif des simulations effectuées est l'évaluation des performances dynamiques de la stratégie de commande proposée sur un cycle urbain normalisé ECE-15 illustré par la figure 3.34.

4.3.1 Stratégie de réglage par mode glissant de la machine

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant. Nous allons analyser dans cette partie le comportement du système de traction commandé par mode glissant.

On reprend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents exprimé sous la forme

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\Omega_r i_d - \frac{\psi_m}{L_q}p\Omega_r + \frac{1}{L_q}u_q \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\psi_m i_q}{J} - \frac{1}{J}T_r - \frac{f}{J}\Omega_r \end{cases} \quad (4.1)$$

La figure 4.8 montre un schéma de la commande par mode glissant du système de traction électrique en tenant compte de la dynamique du véhicule en utilisant le principe de commande en cascade (structure de trois surfaces), la structure comprend une boucle de commande de vitesse qui génère la référence de courant i_{qref} qui impose la commande u_{qref} , la commande u_{dref} est imposée par la régulation

de courant i_{dref} .

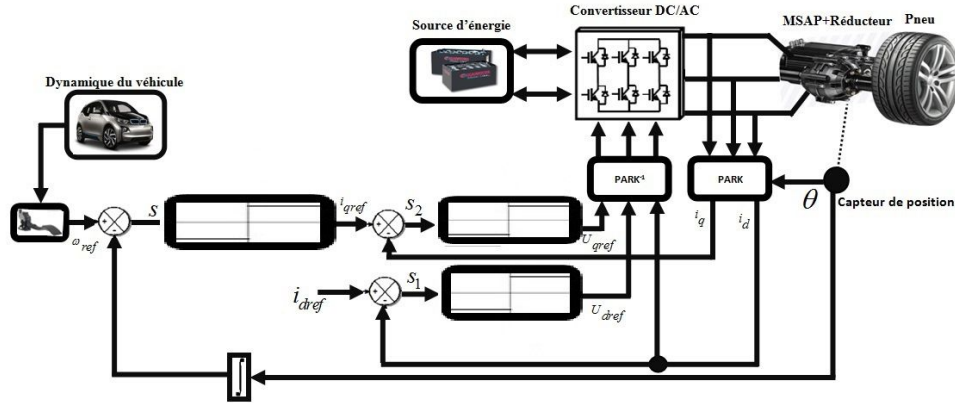


FIGURE 4.8: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces

A. La commande de la composante directe du courant statorique

L'expression du courant i_d est donnée par l'équation (4.1). Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de l'erreur variable :

$$e_d = i_{dref} - i_d \quad (4.2)$$

L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode glissant et la surface de ce contrôle est donnée par :

$$S_1 = i_{dref} - i_d \quad (4.3)$$

Donc le dérivé de la surface :

$$\dot{S}_1 = \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \quad (4.4)$$

Considérant l'expression du courant i_d déduite dans le système d'équation (4.1), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_1 = \dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \Omega_r i_q - \frac{1}{L_d} u_d \quad (4.5)$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule et par conséquent sa dérivée est donnée par : $\dot{S}_1 = 0, U_{dN} = 0$

$$U_{deq} = (\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \Omega_r i_q) L_d \quad (4.6)$$

D'où :

$$U_{dref} = U_{deq} + U_{dN} \quad (4.7)$$

Durant le mode de convergence :

$$S_1 \dot{S}_1 < 0 \quad (4.8)$$

$$U_{dN} = K_d \text{sign}(S_1) \quad (4.9)$$

Par conséquent, la commande à la sortie de régulateur dévient :

$$U_{dref} = (i_{dref} \dot{+} \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \Omega_r i_q) L_d + K_d \text{sign}(S_1) \quad (4.10)$$

K_d : Gain positive pour le régulateur de courant direct.

B. La commande de la composante quadratique du courant statorique

L'expression du courant i_q est donnée par le système d'équation (4.1).

La valeur de i_{qref} à la sortie de régulateur de la vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

Pour calculer U_{qref} et U_{qN} on passe par la même procédure précédente.

La surface de cette régulation est donnée par l'équation suivante :

$$S_2 = i_{qref} - i_q \quad (4.11)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}_2 = i_{qref} \dot{-} \dot{i}_q \quad (4.12)$$

En remplaçant la valeur \dot{i}_q de (4.1) dans l'équation (4.12), on obtient :

$$\dot{S}_2 = i_{qref} \dot{-} \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \Omega_r i_d - \frac{\psi_m}{L_q} p \Omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \right) \quad (4.13)$$

$$U_{qref} = U_{qeq} + U_{qN} \quad (4.14)$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule : $S_2 = 0, \dot{S}_2 = 0$

$$U_{qeq} = \left(i_{qref} \dot{+} \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \Omega_r i_d + \frac{\psi_m}{L_q} p \Omega_r \right) L_q, U_{qN} = 0 \quad (4.15)$$

Pour garantir la convergence on choisit :

$$U_{qN} = K_q \text{sign}(S_2) \quad (4.16)$$

En remplaçant la valeur de U_{qeq} (4.15) et de U_{qN} (4.16) dans U_{qref} (4.14), on obtient :

$$U_{qref} = \left(i_{qref} \dot{+} \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \Omega_r i_d + \frac{\psi_m}{L_q} p \Omega_r \right) L_q + K_q \text{sign}(S_2) \quad (4.17)$$

Avec :

K_q : Gain positive pour le régulateur de courant quadratique.

C. Commande de la vitesse

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω_r et l'autre est intérieure concerne le courant i_q .

On remarque que d'après l'équation (4.1), le degré relatif de la vitesse Ω_r avec i_q est égal à 1 .

Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface :

$$S = \Omega_{rref} - \Omega_r \quad (4.18)$$

Par conséquent sa dérivée :

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{rref} - \dot{\Omega}_r \quad (4.19)$$

La loi de commande est définie par :

$$U_{\Omega_r} = U_{\Omega_{rref}} - U_{\Omega_r} \quad (4.20)$$

Qui est exprimée aussi par la forme suivante :

$$i_{qref} = i_{qeq} + i_{qN} \quad (4.21)$$

Si on remplace l'équation (4.1) dans (4.19), on obtient :

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\psi_m}{J}i_q + \frac{1}{J}T_r + \frac{f}{J}\Omega_r \quad (4.22)$$

Et si on remplace l'équation (4.21) dans (4.22), on obtient :

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\psi_m}{J}(i_{qeq} + i_{qN}) + \frac{1}{J}T_r + \frac{f}{J}\Omega_r \quad (4.23)$$

Durant le mode de glissement on a :

$$S = 0, \dot{S} = 0, i_{qN} = 0 \quad (4.24)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (4.23) :

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\Omega}_{rref} + \frac{1}{J}T_r + \frac{f}{J}\Omega_r}{\frac{p(L_d - L_q)i_d + p\psi_m}{J}} \quad (4.25)$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de LYAPUNOV doit être négative :

$\dot{V}(\Omega_r) = S \cdot \dot{S} < 0$, si en remplace l'équation (4.25) dans (4.23), on obtient :

$$\dot{S} = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\frac{\psi_m}{J} \right] i_{qN} \quad (4.26)$$

Avec :

$$i_{qN} = K_{\Omega_r} \text{sign}(S) \quad (4.27)$$

K_{Ω_r} :Gain positive pour le régulateur de vitesse.

Les résultats de simulation suivants montrent le contrôle de la vitesse du véhicule à l'aide de contrôleur de mode glissant (SMC). Il convient de noter que la simulation effectuée sous le cycle de conduite urbain européen ECE-15, pendant ce cycle, il a été effectuée trois demandes de vitesses sous une forme trapézoïdale (50 rad/s,120 rad/s,180 rad/s). De plus, nous avons appliqué une pente de 10% entre 16 et 23 secondes. Le but de cette simulation est de vérifier si notre méthode de contrôle est implantable en temps réel et d'observer le comportement du véhicule à travers divers modes étudiés. Ce qui permet d'améliorer les performances énergétiques du véhicule.

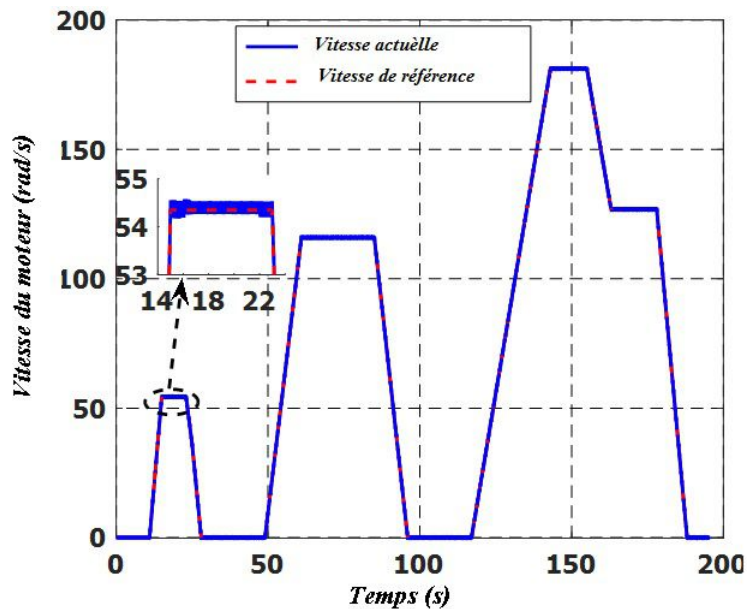


FIGURE 4.9: Vitesse de rotation de la machine (SMC)

La capacité de changement de vitesse dans un véhicule avec robustesse est une préoccupation primordiale pour le conducteur, car la réponse du véhicule pour cette propriété est considérablement utilisée pour vérifier la qualité de la conduite en circulation. Ainsi, l'essai de changement de vitesse est important pour connaître les capacités de notre véhicule électrique (gestion de l'énergie, dépassement de la voiture, décélération, etc.). La simulation est réalisée sous l'environnement Matlab-Simulink.

Les figures 4.9 et 4.10 montre la vitesse de rotation du moteur et l'erreur de suivie de vitesse. On observe qu'il est clair que l'erreur de suivi de vitesse est considérable pendant toute la simulation du cycle de conduite. La vitesse de rotation mesurée varie en fonction de la position de la pédale d'accélération et du

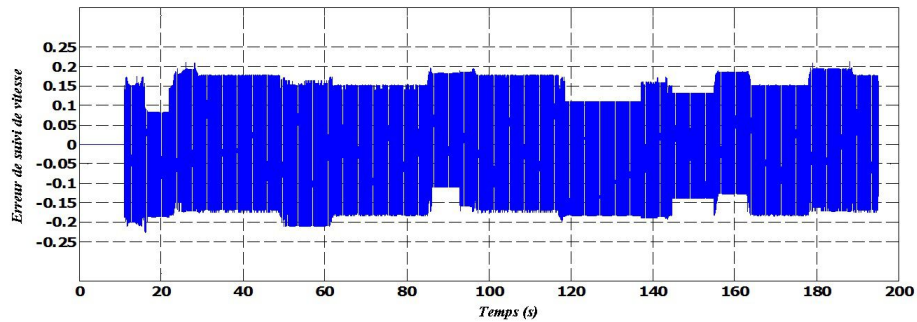


FIGURE 4.10: Erreur de suivi de vitesse (SMC)

profile de la route (position ascendante et descendante) et on voit qu'il y a une bonne dynamique de poursuite. Cette commande bascule très rapidement entre ses limites ce qui influe sur la maîtrise totale du véhicule. Il est visible qu'il y a une surface de glissement relativement grande, il s'agit du phénomène de chatterring .

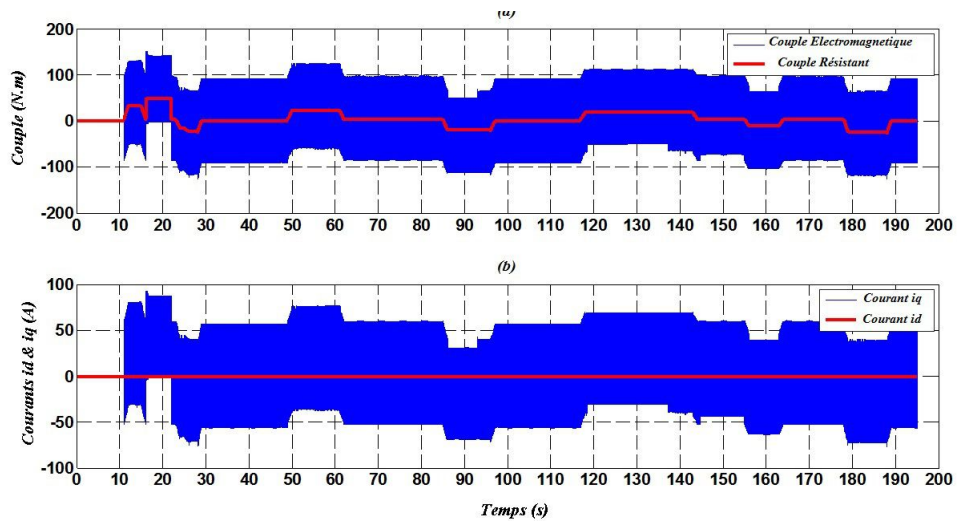


FIGURE 4.11: SMC :(a) Couple électromagnétique et résistant (b) Courant direct et quadratique

La figure 4.11 (a) montre les résultats des courants direct et quadratique, comme il est mentionné dans la description de la stratégie de contrôle, nous voyons clairement que cette méthode maintient le courant direct à zéro et permet uniquement à la composante quadratique de réagir à la perturbation du couple, ce qui prouve les bonnes performances de suivi du contrôleur ($i_{dref} = 0$). Le courant i_q et le couple électromagnétique ont la même allure ce qui montre que le découplage est parfaitement réalisé. On peut voir aussi sur la figure 4.11 le moteur électrique développe plus de couple électromagnétique pour atteindre les différentes étapes

de la référence de vitesse, atteignant 150 N.m entre 16 et 23s pour surmonter le couple d'inertie. Les oscillations sont d'autant plus distinguées sur la courbe de réponse du couple figure 4.11. Le phénomène altère le fonctionnement de la commande que même les courants absorbés par la machine. Sur ces courbes on voit que le découplage est sérieusement affecté par le phénomène du chattering. D'après la courbe de la figure 4.12, on remarque que la forme d'onde du courant triphasé du stator à une forme sinusoïdale et indique le bon fonctionnement du moteur. L'amplitude du courant est proportionnelle au couple de rotation et change rapidement lorsque le couple de charge varie. Ces résultats de simulation

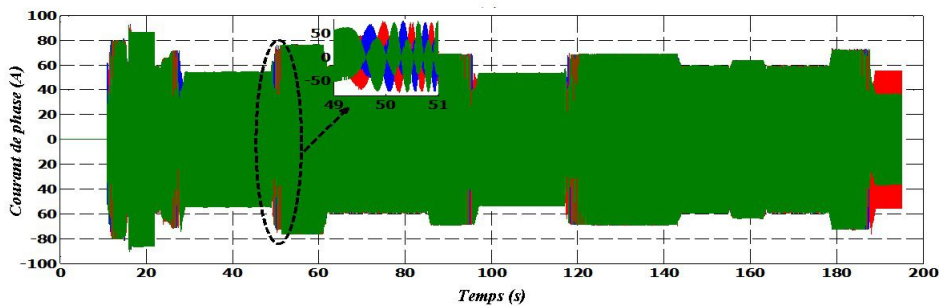


FIGURE 4.12: SMC : Courant de phase

montrent les avantages de la commande par mode de glissement qui reflète la robustesse qu'elle offre vis-à-vis les perturbations. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause du phénomène, appelé broutement (Chattering). Ce problème fait l'objet de recherches intensives pour remédier.

4.3.2 Stratégie de réglage hybride par mode glissant flou (HFSCM) de la machine

L'inconvénient des contrôleurs en mode glissant est que le signal de contrôle discontinu produit des dynamiques de chattering, raison pour laquelle la combinaison de mode glissant (SMC) et de la commande de logique floue (FLC) vise à améliorer la robustesse et les performances des systèmes non linéaires [131]. Ce contrôleur consiste en un contrôle hybride de la vitesse c.a.d mode glissant flou qui peut remarquablement atténuer le chattering et suivre avec précision la vitesse de référence du MSAP. Dans cette partie, une commande de mode glissant flou est développée dans laquelle un mécanisme d'inférence flou est utilisé. Le schéma de commande de mode de glissement flou hybride (HFSCM) proposé pour le contrôle de vitesse de véhicule électrique (VE) est présenté à la figure 4.13. Le contrôleur PI-flou remplace la surface de vitesse. Ce contrôleur PI-flou est une généralisation du contrôleur PI classique qui utilise un signal d'erreur et son dérivé comme signaux d'entrée. Les contrôleurs Fuzzy-PI ont deux entrées

et une sortie. Le contrôleur PI-floue de la figure 4.13 est développé à l'aide des fonctions d'appartenance aux entrées pour l'erreur e et le changement d'erreur de et la fonction d'appartenance de sortie pour Ω_m , la vitesse mesurée pour MSAP.

$$e = \Omega_r - \Omega_m \quad (4.28)$$

$$de = e_k - e_{k-1} \quad (4.29)$$

Où Ω_r est la référence ou la vitesse de sortie souhaitée et Ω_m est la vitesse de sortie réelle.

Le schéma de principe de la commande en mode glissant flou du MSAP est identique à celui illustré à la Figure 4.8, en remplaçant le contrôleur de vitesse SMC par un contrôleur PI flou, comme illustré à la figure 4.13.

Pour convertir ces variables numériques en variables linguistiques, les sept niveaux ou ensembles flous suivants sont choisis :

NG : Négatif grand, NM : Négatif moyen, NP : Négatif petit, ZE : Environ de zéro, PP : Positif petit, PM : Positif moyen, PG : Positif grand, comme indiqué dans le tableau 4.1. Il est bien connu que l'un des inconvénients du SMC est le phénomène de chattering. Dans cette section, une commande à logique floue FLC est introduite pour remplacer la surface de vitesse, telle que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer le long du changement de surface, un bon état d'équilibre dynamique peut être obtenu par la combinaison de SMC et de FLC [75, 146], les avantages de la commande proposée en mode de glissement flou sont vérifiés par les résultats de la simulation.

e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de							
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

TABLE 4.1: Tableau de décision floue (inférence)

Différents tests de simulation sont effectués afin d'évaluer les performances et la robustesse de la commande hybride mode glissant floue (HFSSMC) vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse de rotation. On a utilisé le même cycle de conduite ECE-15, qui doit être demandé par le conducteur, montrant une vitesse pendant $0 < t < 200s$. De plus, nous avons appliqué une pente de 10% entre 16 et 23 s.

Les figures 4.14 et 4.15 montrent que la stratégie de commande réalisée présente des avantages par rapport à la stratégie utilisant le mode glissant seul (figures 4.9 et 4.10) ou on peut voir une réponse plus robuste aux perturbations de

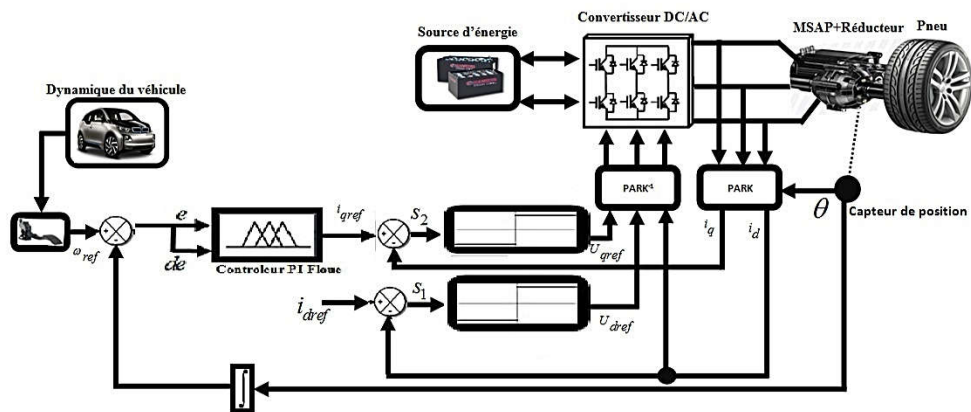


FIGURE 4.13: Schéma de la commande de vitesse basée sur régulateur mode glissant floue

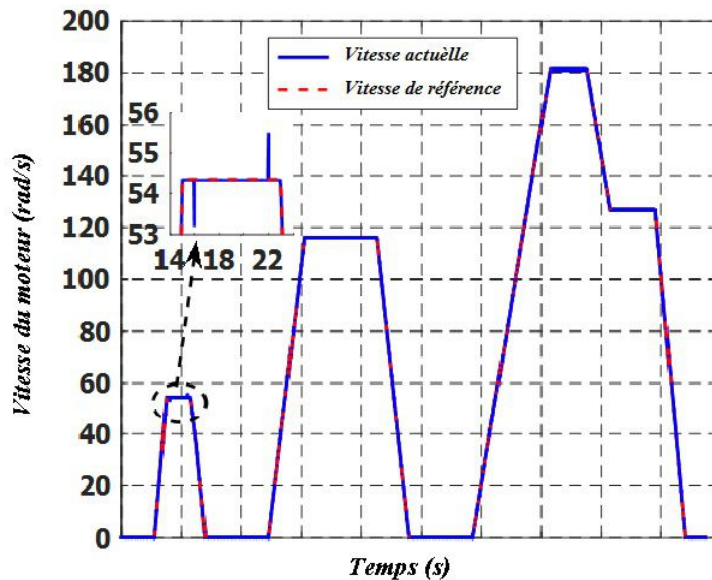


FIGURE 4.14: Vitesse de rotation de la machine (HFSCM)

vitesse et de charge imposées pendant la durée $16 < t < 23s$. Ainsi, une réduction considérable du phénomène de chattering et l'erreur de poursuite. Cela confirme l'avantage de la stratégie de commande proposée en termes de

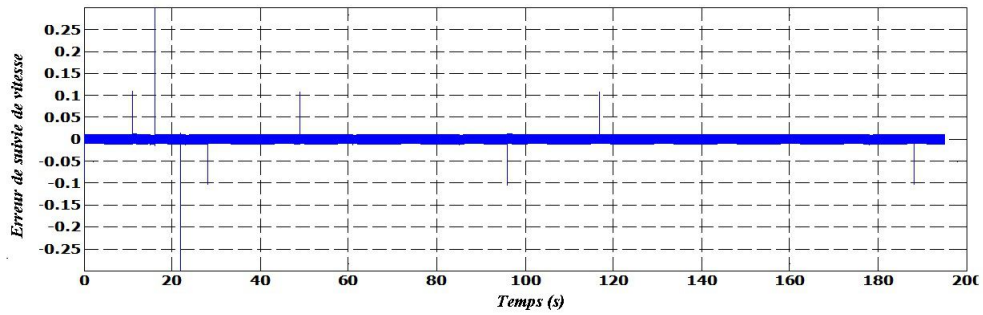


FIGURE 4.15: Erreur de suivi de vitesse (HFSCM)

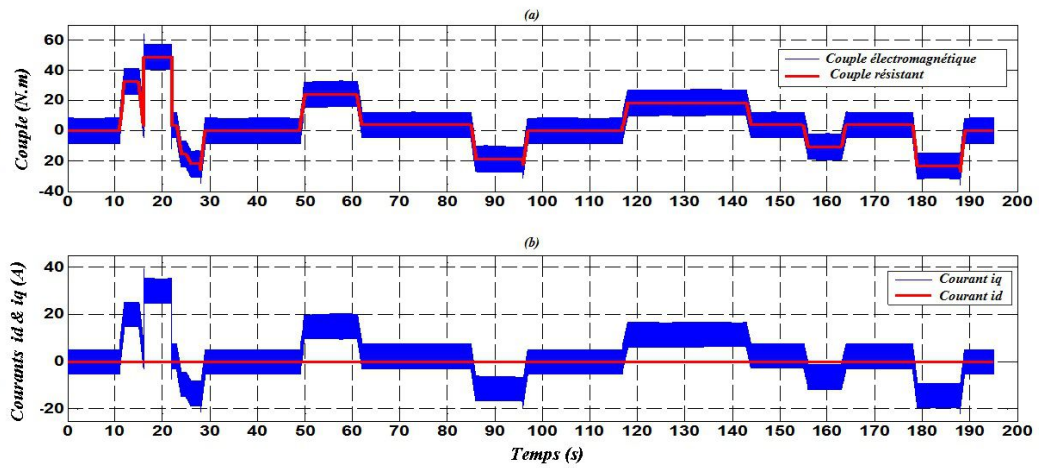


FIGURE 4.16: HFSCM :(a) Couple électromagnétique et résistant (b) Courant direct et quadratique

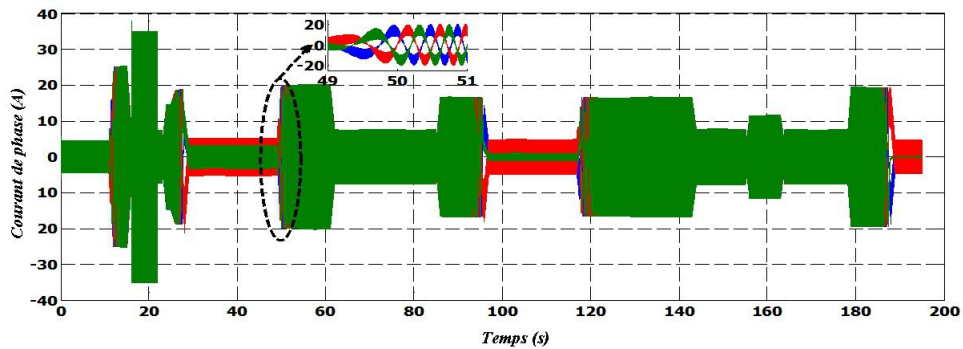


FIGURE 4.17: HFSCM :Courant de phase

robustesse vis-à-vis des perturbations de la charge et de la vitesse de rotation.

La figure 4.16 (b) représente les allures des courants statoriques suivants les deux axes d et q. Les deux courants sont réglés indépendamment l'un de l'autre, et ils présentent un comportement différent selon la stratégie de commande utilisée que ce soit en régime transitoire ou en régime permanent, et plus particulièrement la variable i_q .

Concernant la stratégie de commande par mode glissant, le courant i_q l'affec-tation du phénomène de chattering est très claire alors que dans le cas de la stratégie avec modes glissants flou, nous observons que le phénomène est réduit considérablement, et cela, grâce à la contribution de la logique flou permettant de réduire ce phénomène indésirable, tout en gardant une bonne robustesse contre les perturbations.

La figure 4.16 (a) montrent l'allure du couple électromagnétique et le couple résista-nt. Du fait que le flux est maintenu constant, le comportement du couple électromag-nétique reste inchangé et est presque le même que son image le courant i_q .

Les formes d'ondes globales des courants statoriques et leurs zooms autour de $t = 49$ s et $t = 51$ s sont représentés dans la figure 4.17, nous constatons à partir de ces résultats une influence nette des perturbations de la vitesse et de la charge, avec un transitoire relativement rapide dans le cas de la stratégie avec modes glissants flou.

Dans cette partie nous avons étudié un contrôleur qui peut être appliqué pour une large classe de systèmes non linéaire, il combine les avantages de deux techniques considérées comme robustes et qui sont la commande floue dont les performances incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs et la commande par mode glissant qui prouve des propriétés de stabilité et de robustesse par rapport aux perturbations externes. L'application de cette commande sur notre chaine de traction a donné des résultats très satisfaisants pour la stabilisation et la poursuite de trajectoire tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue.

4.3.3 Stratégie de réglage hybride par Neuro-flou (ANFIS) de la machine

L'inconvénient des contrôleurs en mode glissant est que le signal de contrôle discontinu produit une dynamique de vibration, raison pour laquelle la combinaison du réseau de neurones avec le contrôle de logique floue vise à améliorer la robustesse et les performances des systèmes non linéaires contrôlés. Cette combinaison est un système à inférence floue, qui utilise la procédure d'apprentissage Hybride, et mis en application des réseaux adaptatifs ou ANFIS (Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System). L'architecture de ce régulateur perfectionne les règles floues obtenues par des experts humains pour décrire le comportement d'entrée-sortie d'un système complexe. Ce modèle est implémenté dans

la boîte à outils « Neuro-Fuzzy » de MATLAB/Simulink. Il donne de très bons résultats en poursuite de trajectoire, approximation non linéaire, commande dynamique et traitement du signal.

Le schéma de commande basé sur le neuro-floue proposé pour le contrôle de vitesse de véhicule électrique (VE) est présenté à la figure 4.18 . Le contrôleur Neuro-floue remplace la surface de vitesse en mode glissant.



FIGURE 4.18: Schéma de commande de vitesse basé sur le régulateur ANFIS

Le contrôleur ANFIS génère un changement dans le courant de référence $i_{q_{ref}}$, basé sur une erreur de vitesse (e) et sa dérivée (de).

$$e = \Omega_r - \Omega_m \quad (4.30)$$

$$de = \frac{d(\Omega_r - \Omega_m)}{dt} \quad (4.31)$$

Où : Ω_r et Ω_m sont les vitesses de référence et actuelle, respectivement.

Le contrôleur ANFIS utilisé est de type Sugeno Fuzzy Inference, et les règles typiques utilisées :

Si e est A_i et de est B_i Alors $z = f(e, de)$

Où A_i et B_i sont des ensembles flous dans l'antécédent et $z = f(e, de)$ est une fonction nette.

Dans cette stratégie de contrôle la simulation se déroule sous un autre cycle de conduite qui est le cycle japonais 11 mode 4 dans le but de tester le comportement de notre véhicule sur différents cycle de conduite. Par conséquent, améliorer les performances énergétiques du véhicule. Ce cycle doit être demandé par le conducteur et indique la vitesse de la roue pendant la conduite pendant $0 < t < 481s$. Le cycle japonais 11 mode 4 est utilisé pour obtenir la certification des émissions et de la consommation d'énergie au Japon. Il simule le cycle urbain et autoroutier en incorporant la marche au ralenti, les accélérations, les vitesses de croisière et les décélérations. De plus, nous avons appliqué une pente de 10% entre 70 et 80 s.

La figure 4.19 montre l'erreur de suivi de vitesse et la vitesse de rotation de moteur. Il est clair que l'erreur de suivi de vitesse est inférieure à 0,42 pendant toute la simulation du cycle de conduite, sauf lorsque nous appliquons une pente de 10% entre 70 s et 80 s atteint 0,82. La vitesse de rotation mesurée varie en fonction de la position de la pédale d'accélération et du profil de la route (positions ascendante et descendante). L'effet du contrôleur Neuro-floue apparaît évidemment dans la réponse de vitesse du moteur en éliminant le phénomène

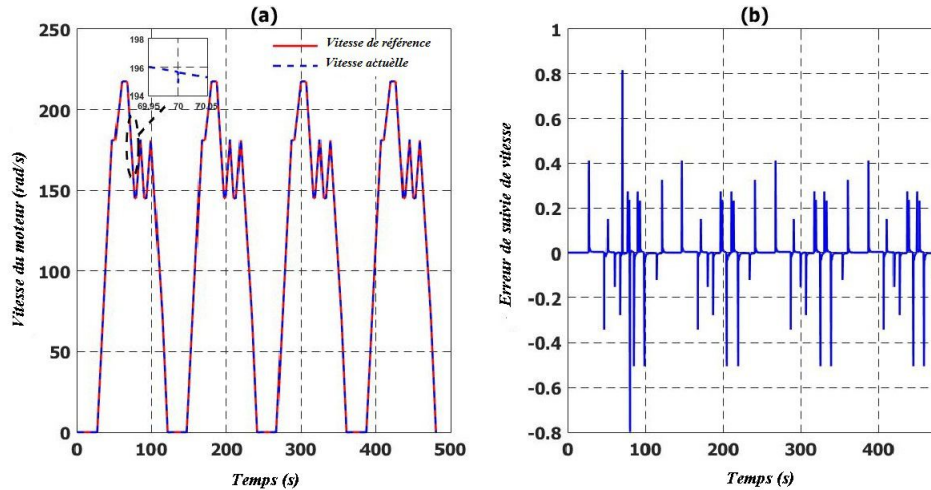


FIGURE 4.19: (a) Vitesse de rotation de la machine (b) erreur de suivi de la vitesse

de broutement et donc une petite erreur de suivi. Le contrôleur Neuro-floue se révèle bien plus robuste car la vitesse du moteur permet de suivre la vitesse de rotation de référence par rapport aux perturbations beaucoup plus rapidement. La figure 4.20 (a) montre les résultats des courants direct et quadratique, comme il est mentionné dans la description de la stratégie de contrôle, nous voyons clairement que cette méthode maintient le courant direct à zéro et permet uniquement à la composante quadratique de réagir avec le perturbation du couple, prouvant une excellente performance de suivi du contrôleur. La figure 4.20 (b) montre la variation du couple électromagnétique lorsque le couple de charge passe de 65 N m à environ 23 N m. On peut voir sur cette figure que le moteur a une réponse de couple rapide. Le moteur électrique développe plus de couple électromagnétique pour atteindre les différentes étapes de la référence de vitesse, atteignant 62 N m entre 70 et 80 s pour surmonter le couple d'inertie. Selon cette figure, on remarque que les courants directs et quadratiques sont bien régulés. Par conséquent, le contrôle est robuste contre les changements soudains de charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux magnétique par l'évolution des courants directs et quadratiques. De plus, les mesures suivent la référence, ce qui valide les performances du contrôleur actuel. La figure 4.21 montre la forme d'onde du courant triphasé du stator qui a une forme sinusoïdale et indique le fonctionnement régulier du moteur. L'amplitude du courant est proportionnelle au couple de rotation et change rapidement avec le couple de charge. Les résultats de la simulation montrent que la technique de contrôle proposée (mode glissant, logique floue, réseau de neurone) est nettement meilleure que celle réalisée par des contrôleurs classiques SMC et HFSCM en termes de robustesse et de précision de suivi. La combinaison entre Le neuro-floue adaptatif (AN-FIS) pour la vitesse et le mode glissant pour les deux courants statoriques (direct

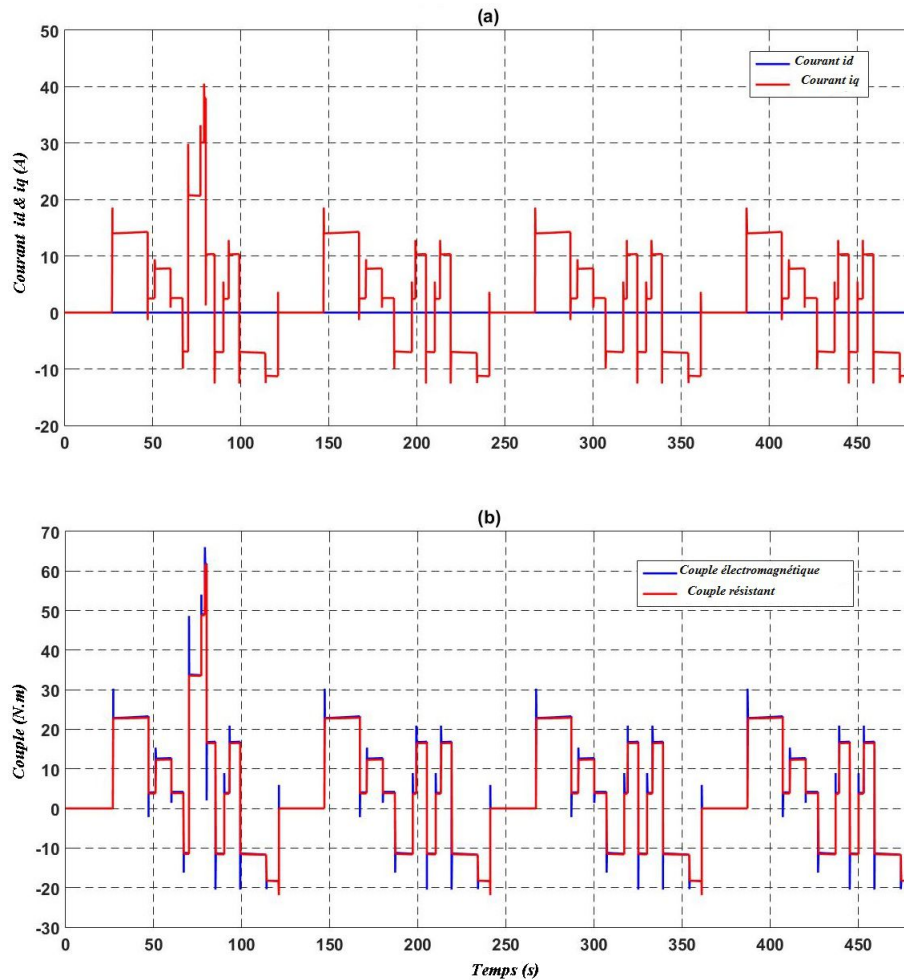


FIGURE 4.20: (a) Courant direct et quadratique (b) Couple électromagnétique et résistant

et quadratique) se traduit par la combinaison des avantages de trois méthodes modernes : le mode glissant (SMC), le contrôle par logique floue (FLC), et le contrôle par réseau neurone (NN). Le contrôle de la vitesse par ANFIS donne une réponse dynamique rapide indiquant les performances supérieures du contrôle neuro-fuzzy adaptatif, car il est intrinsèquement de nature adaptative.

4.4 Efficacité énergétique du véhicule

Le principe de la gestion fréquentielle se base sur la division de la mission de puissance en plusieurs canaux fréquentiels. Chaque canal de bande passante différente sera envoyé à une source d'énergie spécifique afin d'être traitée. nous

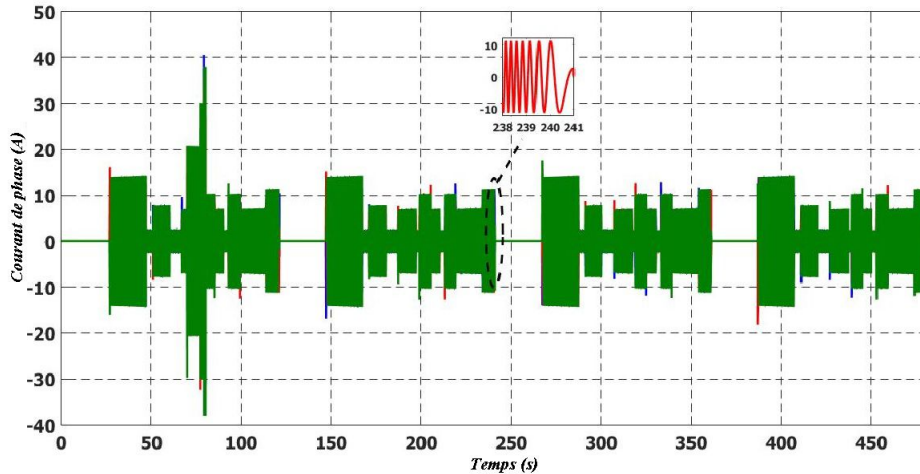


FIGURE 4.21: Courant de phase

proposons un filtre passe bas du 1er ordre, ce dernier nous permettra de séparer les signaux basse fréquence et haute fréquence, nous allons appliquer le montage du filtre comme illustré par la figure 3.35.

Dans ce schéma nous distinguons le bloc du filtre, filtre le signal et transmet que les signaux positifs pour les envoyer à la PAC. Cette stratégie sert à diviser les signaux en deux canaux fréquentiels. Ainsi, les signaux positifs basse fréquence seront envoyés à la pile à combustible, en guise de référence, puisque la PAC n'est pas réversible. Par contre, les signaux haute fréquence des puissances positives et les signaux négatifs seront envoyés au pack des batteries.

Les paramètres de la gestion d'énergie choisis sont cités dans le tableau suivant :

La puissance maximale de la PAC	20 Kw
La puissance minimale de la PAC	0 Kw
La constante du temps du filtre de séparation	20 s

TABLE 4.2: Paramètres de la gestion d'énergie par séparation fréquentielle

D'après la lecture des résultats de la figure 4.22 , on tire les conclusions suivantes :

- De (0 à 11s) : La voiture est en arrêt . Aucune demande énergétique n'est constatée, et les deux sources sont inactives.

-De (11 à 23.01s) : La charge varie entre (0 et 700W), cette demande brutale est assurée par le pack des batteries car la dynamique des batteries est rapide par rapport à la pile à combustible. On remarque que pendant la décélération la batterie récupère de l'énergie du bus continue (freinage régénératif) . Ensuite la voiture arrête , donc les deux sources sont inactives.

-De (49 à 85.01s) : pendant la deuxième trapèze ,la demande de la charge augmente d'environ 1200W. Au début de cette séquence, entre 49s et 53.15s, la de-

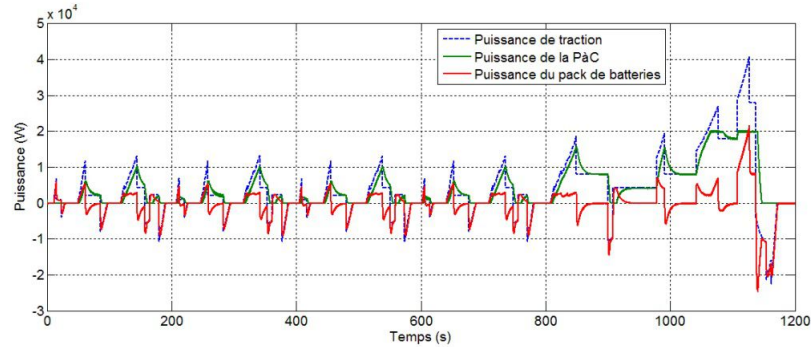


FIGURE 4.22: Puissance de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle

mande de la charge est importante, alors le pack des batteries est apte à couvrir cette demande. Arrivant à l'instant 53.15s, la demande de la charge augmente, et la batterie se trouve alors inapte à couvrir cette demande, le superviseur d'énergie fait basculer le système, ou la pile à combustible comble le manque de la puissance demandée. Entre 56.923s et 61s, une croissance monotone de la puissance demandée de la charge est remarquée. Enfin, entre (61s et 85.01s) la demande de la charge devient constante et égale à 472W, ou la pile à combustible couvre cette puissance.

-Pour la troisième trapèze, au début la réponse de la batterie est rapide par rapport à la PAC, ensuite les deux sources s'ajoutent pour assurer la demande totale de la puissance, est ainsi de suite pour le reste du cycle de conduite.

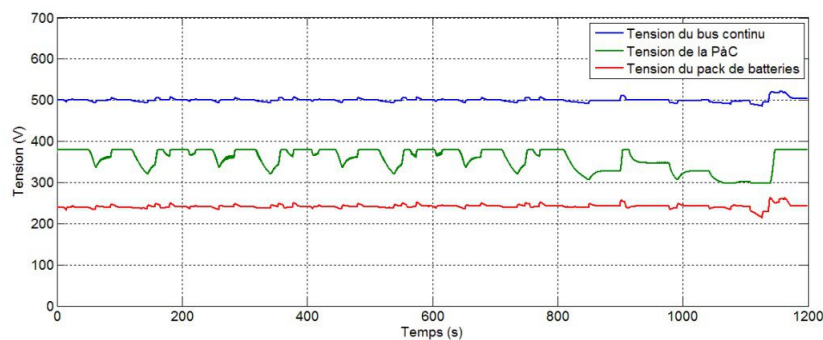


FIGURE 4.23: Tension de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle

La tension de bus continu (figure 4.23) atteint toujours sa référence (500 V) sans dépassement. On remarque que la valeur du bus continue égale à la somme des tensions délivrées par les deux sources pendant le cycle de conduite sauf quelques petites variations pendant les accélérations et les décélérations.

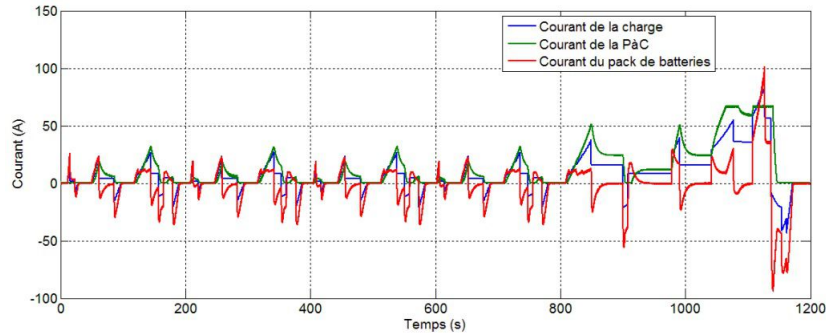


FIGURE 4.24: Courant de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle

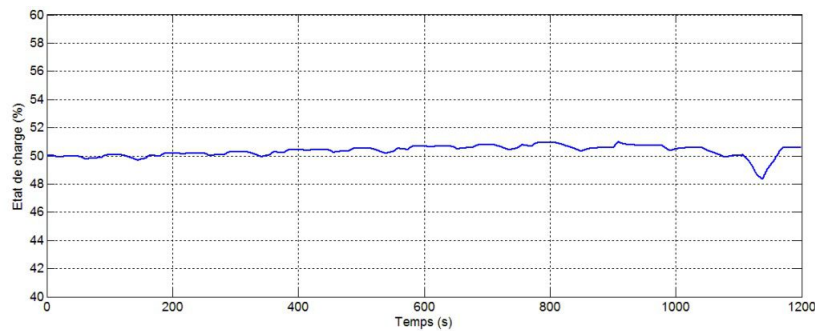


FIGURE 4.25: État de charge de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle

Les résultats de simulation de cette stratégie sont montrés dans les figure 4.22-25 sous le profile de conduite NEDC .

Dans le cas de la gestion d'énergie par décomposition fréquentielle, l'ajout d'une nouvelle contrainte qui est la limite dynamique de la PAC comme source de tension implique une exploitation idéale de celle-ci en augmentant sa durée de vie. Dans cette stratégie l'aspect gestion de l'énergie avec l'objectif de minimisation du combustible n'est pas toujours satisfait, le contrôle souple du moteur électrique du compresseur de la PAC pour limiter les grands échelons de vitesse améliore remarquablement le rendement global de la PAC tout en minimisant la consommation d'hydrogène. Par contre, l'état de charge de l'élément de la batterie (figure 4.25) reste incontrôlable avec des variations moins rapides à cause du fonctionnement équilibré du pack des batteries.

4.5 Conclusion

Dans le présent chapitre, une série de simulation a été effectuée pour tester les performances d'un véhicule électrique via les lois de contrôle suggérées. Ces lois de contrôle ont été conçues pour améliorer le système de propulsion électrique et améliorer la gestion de l'énergie à bord du véhicule électrique en tenant compte de la dynamique du véhicule et en utilisant différents cycle de conduite réels. Si nous examinons la recherche mentionnée dans l'introduction, qui a été menée sur le système de propulsion électrique, nous remarquons qu'il souffre toujours de plusieurs problèmes, tels que le broutement, la vitesse de réponse, les erreurs de suivi, les mauvaises performances en régime permanent, et ces problèmes vont affecter la performance globale du véhicule électrique. Pour résoudre ces problèmes, nous avons pris le point de force de chaque méthode (logique floue, Neuro-floue adaptatif) de contrôle et les avons intégrés dans une méthode de contrôle hybride. En plus, le gestionnaire d'énergie suggéré a permis une permutation souple entre les différents modes de fonctionnement. Le choix des paramètres de ce gestionnaire reste lié fortement au taux d'hybridation et au cycle de conduite choisi ce qui rend leurs résultats loin d'être optimale ou d'être considérées en ligne ou en temps réel pour tout environnement de conduite.

Conclusion générale

Dans le présent travail, une étude de modélisation et d'optimisation d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique multisources (batterie, pile à combustible) a été présentée. Ce travail d'une part vise à améliorer l'intérêt des commandes non linéaires d'un VE, ainsi évaluer l'apport des stratégies de contrôle à base de l'intelligence artificielle (logique floue, réseaux de neurones, Neuro-floue adaptatif), et d'autre part présente un gestionnaire d'énergie afin de permettre une utilisation optimale des deux entités de génération utilisées.

Nous avons tout d'abord fait une présentation générale sur le contexte énergétique et écologique dans le monde lié à l'utilisation des ressources d'énergie fossile pour le transport, puis l'histoire des VEs, le marché et les différentes architectures des véhicules électriques. Cela nous a permis de définir l'architecture du véhicule électrique en deux parties : les moteurs et les sources d'énergie. Notre chaîne de traction commandée est un véhicule tout électrique à entraînement direct, qui est propulsé par un moteur de type synchrone à aimant permanent (MSAP) alimenté par une source hybride (batterie-pile à combustible). Enfin, nous terminons par un bref revu des efforts appliqués au véhicule électriques.

En deuxième lieu, et après une modélisation mathématique des efforts appliqués au véhicule, une modélisation des éléments interne de chaque sous système (moteur MSAP, pile à combustible, batterie, convertisseurs DC/DC et DC/AC) ont été présenté en détail, ce qui nous a guidé lors de l'application des commandes proposées.

Pour appliquer les lois de commande proposées, nous avons divisé le véhicule électrique en deux parties (moteur propulseur, source d'énergie). Pour la commande du moteur propulseur, notre choix a été penché sur la présentation d'un ensemble des stratégies de commande tel que le mode glissant, mode glissant floue, et neuro-floue adaptatif. Les avantages de la technique mode de glissement se trouve dans le fait qu'elle utilise toute la force de commande pour compenser l'effet des perturbations extérieures, malheureusement elle sollicite très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence qui

risque d'endommager ce dernier (phénomène de chattering). Ainsi ce schéma de commande ne constitue un choix utile que si les incertitudes non structurées sont négligées. Dans le cadre de notre travail, les incertitudes non structurées sont considérées comme caractéristiques importantes. Ce schéma de commande est donc inadéquat pour des processus inconnus et mal précis. Par ailleurs, la combinaison de la logique floue et le mode glissant nous permis de réduire le phénomène de chattering. En plus, l'application des approches de l'intelligence artificielle tel que la logique floue et réseaux de neurones , nous ont permis de synthétiser une approche neuro-floue adaptatif (ANFIS) en vue de réajuster les paramètres liés au prémisses et conclusion ainsi que la dynamique des règles floues, afin d'accélérer la convergence vers les performances de poursuite.

Pour la partie source, la pile à combustible est connectée au bus continu via un convertisseur DC-DC de type boost entrelacé afin de limiter les contraintes en courant sur les interrupteurs de puissance et de réduire les ondulations de courant. Le pack de batteries peut être connecté via un convertisseur DC-DC buck-boost classique. La présence du pack des batteries comme source d'appoint a permis d'éviter les problèmes de sous alimentation que l'on peut rencontrer avec l'utilisation de la pile à combustible si l'on autorise des appels de courant trop brusques (accélérations et montés en pente du véhicule). Ces deux source sont gérées par une technique dite « séparation fréquentielles ».

Au terme de ce travail nous avons affirmé qu'une grande partie de l'objectif fixé est atteinte. Des simulations sous Matlab/Simulink de l'ensemble du système sont effectuées pour valider les approches de commandes définies au chapitre 3. De ce fait, quelques conclusions ont été déduites :

➤ La conception du véhicule dépend des caractéristiques du moteur de traction, qui sont déterminées par les forces de traction, l'accélération du véhicule et la consommation d'énergie du véhicule électrique.

Nous remarquons que la technique en mode de glissement souffre toujours de plusieurs problèmes, tels que le broutement (chattering), la vitesse de réponse, les erreurs de suivi, les mauvaises performances en régime permanent, ce qui affecte les performances du véhicule.

➤ Pour résoudre ces problèmes, nous avons pris le point de force de chaque méthode de contrôle (logique floue, Neuro-floue adaptatif) et nous les avons intégrés dans une méthode de contrôle hybride.

➤ Une efficacité notable du gestionnaire d'énergie proposé permet de gérer les échanges de flux d'énergie entre les sources et la charge. Par ailleurs, les stratégies de commande proposées peuvent être appliquées à d'autres types de chaine de traction en particulier dans le domaine des véhicules hybrides, en vue d'améliorer l'autonomie et la stabilité du véhicule.

Ce travail ouvre de nombreuses perspectives telle que :

- La validation expérimentale des trois approches de commande du MSAP sur un VE, afin de déterminer la validité de notre modèle de simulation et nos stratégies de commande déduites.
 - Déduire l'influence des erreurs de modélisation sur la synthèse d'une stratégie de commande utilisée.
 - La Validation expérimentale de la techniques de gestion d'énergie sur un banc à base d'émulateur de véhicule multi-sources.
 - Enrichir le travail effectué par l'étude de l'influence du taux d'hybridation des plusieurs sources (PAC, Batterie et Supercapacités) sur la technique de gestion.
-

Table des figures

1.1	Réserves énergétiques mondiales [1]	8
1.2	Principe des gaz à effet de serre [2]	8
1.3	Impacts environnementaux liés aux changements climatiques [123]	10
1.4	Electroboat [13]	13
1.5	La jamais contente [13]	14
1.6	Ventes mondiales des véhicules électriques [155]	15
1.7	Éléments constituant un véhicule électrique	16
1.8	Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE [53]	17
1.9	Principe de fonctionnement des accumulateurs [87]	22
1.10	Diagramme de Ragone permettant de comparer les performances énergétiques et en puissance des différentes batteries [33]	23
1.11	Principe de fonctionnement d'un supercondensateur	24
1.12	Principe de fonctionnement d'une pile à combustible	25
1.13	BEV Tesla Model S	28
1.14	Parallèle HEV Toyota Prius	29
1.15	Série HEV Chevrolet Volt	29
1.16	Double drain HEV Volvo V60	30
1.17	Mercedes-Benz C350 Plug-In HEV	30
2.1	Représentation schématique des forces agissant sur le véhicule en mouvement	35
2.2	Caractéristique statique d'une cellule de PAC [40]	39
2.3	Schéma bloc du modèle de simulation de la tension du stack . . .	44
2.4	Tension et puissance de la PAC à température constante (80°C) et à pression variable.	44
2.5	Tension et puissance de PAC à pression constante (3 bar) et à température variable	45
2.6	Tension et puissance de la PAC pour une pression de 3 bars pour deux valeurs de la teneur en eau de la membrane.	45
2.7	Modèle R-C de la batterie	46
2.8	Tension et état de charge de la batterie pour différents courant de décharge	46
2.9	Caractéristiques électriques d'une cellule d'une PAC de type PEM	47

2.10	Architecture du convertisseur Boost entrelacé de N branches . . .	50
2.11	Convertisseur Boost entrelacé à 2 branches associé à une PAC [58]	50
2.12	Hacheur à deux quadrants connecté aux batteries [58]	52
2.13	Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.	54
2.14	Vecteurs tension d'état d'un onduleur à deux niveaux	56
2.15	Illustration de la MLI triangulé - sinusoïdale	58
2.16	Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé	62
2.17	Transformation de coordonnées d'un repère $\alpha\text{-}\beta$ à un repère $d\text{-}q$	64
3.1	Structure générale du véhicule électrique choisi	71
3.2	Architecture avec un seul convertisseur réversible connecté à la source secondaire	72
3.3	Architecture avec un seul convertisseur non-réversible connecté à la source primaire	72
3.4	Architecture parallèle avec deux convertisseurs	72
3.5	Commande du convertisseur entrelacé sans équilibrage des cou- rants élémentaires [58]	74
3.6	Commande du convertisseur entrelacé avec équilibrage des cou- rants élémentaires [58]	74
3.7	Schéma de la régulation du courant de batterie [58]	75
3.8	Les modes de trajectoires dans le plan de phase	76
3.9	Trajectoire d'état dans le plan de phase	77
3.10	Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation . . .	78
3.11	Linéarisation exacte de l'écart	79
3.12	La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commu- tation entre (u_{Max}) et (u_{Min})	81
3.13	Définition de la commande	83
3.14	Formes usuelles des fonctions d'appartenance	85
3.15	Structure d'un contrôleur flou	85
3.16	Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle	88
3.17	Neurone biologique	91
3.18	Modèle de base d'un neurone formel	92
3.19	Fonctions d'activation les plus utilisées	93
3.20	Réseaux de neurones non bouclés	94
3.21	Réseaux de neurones bouclés	94
3.22	sous-dimensionnement et sur-dimensionnement	96
3.23	Modèle d'identification parallèle	97
3.24	La commande supervisé	98
3.25	La commande neurone adaptatif	98
3.26	La commande par modèle de référence	99
3.27	La commande par modèle inverse	99
3.28	La commande par modèle interne	100

3.29	Architecture de l'ANFIS	101
3.30	Schéma électrique du bus continu	104
3.31	Régulation de la tension du bus continu	105
3.32	Nouveau Cycle Européen de Conduite NEDC	106
3.33	Profil de vitesse pour un véhicule suivant un cycle ECE-15	106
3.34	Gestion d'énergie par séparation fréquentielle	108
4.1	Cycle FTP (Federal Test Procedure)	112
4.2	Cycle HFET (Highway Fuel Economy Test)	112
4.3	Cycle HDUDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule for Heavy Duty Vehicles)	113
4.4	Cycle NYC (New York City Cycle)	113
4.5	Nouveau Cycle Européen de Conduite (NEDC)	114
4.6	Profile de puissance de traction demandée	114
4.7	Variation du couple moteur	115
4.8	Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces	116
4.9	Vitesse de rotation de la machine (SMC)	119
4.10	Erreur de suivi de vitesse (SMC)	120
4.11	SMC :(a) Couple électromagnétique et résistant (b) Courant direct et quadratique	120
4.12	SMC :Courant de phase	121
4.13	Schéma de la commande de vitesse basée sur régulateur mode glissant floue	123
4.14	Vitesse de rotation de la machine (HFSSMC)	123
4.15	Erreur de suivi de vitesse (HFSSMC)	124
4.16	HFSSMC :(a) Couple électromagnétique et résistant (b) Courant direct et quadratique	124
4.17	HFSSMC :Courant de phase	124
4.18	Schéma de commande de vitesse basé sur le régulateur ANFIS	126
4.19	(a) Vitesse de rotation de la machine (b) erreur de suivie de la vitesse	127
4.20	(a) Courant direct et quadratique (b) Couple électromagnétique et résistant	128
4.21	Courant de phase	129
4.22	Puissance de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle	130
4.23	Tension de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle	130
4.24	Courant de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle	131
4.25	État de charge de l'architecture hybride PAC/Batterie avec une gestion par séparation fréquentielle	131

Bibliographie

- [1] La question des réserves - la voiture électrique. <http://tpesaintpaul.e-monsite.com/pages/la-fin-du-petrole.html>, January 2019.
 - [2] Le gaz à effet de serre. <http://www.aquaportail.com/definition-5212-gaz-a-effet-de-serre.html>, January 2019.
 - [3] U.s. energy information administration. <https://www.eia.gov/tools/faqs/faq.php?id=33&t=6>, January 2019.
 - [4] Mohamed-Yacine Ayad. *Mise en œuvre des supercondensateurs dans les sources hybrides continues*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
 - [5] Toufik Azib. *Contribution à l'étude d'électro-générateurs à pile à combustible : conceptions d'architectures et de leurs commandes*. PhD thesis, Paris 11, 2010.
 - [6] Lotfi Baghli. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. PhD thesis, Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
 - [7] Linda Barazane, Ali Khwaldeh, Suboh Mohammed Monzer Krishan, and Pierre Sicard. Using an adaptive fuzzy-logic system to optimize the performances and the reduction of chattering phenomenon in the control of induction motor. *Serbian journal of electrical engineering*, 6(2) :267–284, 2009.
 - [8] Frano Barbir. *PEM fuel cells : theory and practice*. Academic Press, 2012.
 - [9] S. Barkat, A. Tlemcani, and H. Nouri. Non interacting adaptive control of pmsm using interval type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Transactions Fuzzy Systems*, 19(5) :925–936, 2011.
 - [10] Philippe Barrade. Supercapacitors : Principles, sizing, power interfaces and applications. *Energy Storage*, pages 217–241, 2013.
 - [11] Belabbas Belkacem, Tayeb Allaoui, Mohamed Tadjine, and Ahmed Safa. Hybrid fuzzy sliding mode control of a dfig integrated into the network. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 3(4) :351, 2013.
-

-
- [12] B Bendjedia, A Hadjadj, A Benhouia, and M Temmir. Energy management and control of a solar electric vehicle. In *2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pages 1–5. IEEE, 2015.
- [13] Joseph Beretta. *Le génie électrique automobile : la traction électrique*. Hermès Science, 2005.
- [14] Pierre Borne, Jean Rozinoer, Jean-Yves Dieulot, and Laurent Dubois. *Introduction à la commande floue*. 1998.
- [15] Reda Boukezzoula. *Commande floue d'une classe de systèmes non linéaires : application au problème de suivi de trajectoire*. PhD thesis, Université Savoie Mont Blanc, 2000.
- [16] Michael Boxwell. *The Electric Car Guide*. Greensteam Publishing, 2015.
- [17] Vincent Bregeault. *Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants*. PhD thesis, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2010.
- [18] Martin Brown and Christopher John Harris. *Neurofuzzy adaptive modeling and control*. Prentice Hall, 1994.
- [19] Mamadou Baïlo Camara Camara. *Supercondensateurs pour échange dynamique d'énergie à bord du véhicule électrique hybride : modélisation, étude des convertisseurs et commande*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2007.
- [20] Denis Candusso. *Hybridation du groupe électrogène à pile à combustible pour l'alimentation d'un véhicule électrique*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2002.
- [21] Minh Ta Cao. *Commande numérique de machines asynchrones par logique floue*. Citeseer, 1997.
- [22] Stéphane Caux, Yacine Gaoua, and Pierre Lopez. A combinatorial optimisation approach to energy management strategy for a hybrid fuel cell vehicle. *Energy*, 133 :219–230, 2017.
- [23] Song Chi. *Position-sensorless control of permanent magnet synchronous machines over wide speed range*. PhD thesis, The Ohio State University, 2007.
- [24] S Ching-Yei Chung and Chun-Liang Lin. A transformed lure problem for sliding mode control and chattering reduction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(3) :563–568, 1999.
- [25] Jean-Jacques Cornaert. *L'avenir de l'automobile*. Armand Colin, 2010.
- [26] Jeferson M Corrêa, Felix A Farret, Jonas R Gomes, and Marcelo Godoy Simões. Simulation of fuel-cell stacks using a computer-controlled power rectifier with the purposes of actual high-power injection applications. *IEEE Transactions on industry applications*, 39(4) :1136–1142, 2003.
- [27] COSPP. Gas turbine efficiency ranges from 40% (single cycle) to 60% (combined cycle). <https://www.cospp.org/>, January 2019.
-

- [28] Peter M Cox, Richard A Betts, Chris D Jones, Steven A Spall, and Ian J Totterdell. Acceleration of global warming due to carbon-cycle feedbacks in a coupled climate model. *Nature*, 408(6809) :184, 2000.
 - [29] Bang Viet Dang. *Conception d'une interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2006.
 - [30] S. Davidov and P. Milos. Stochastic expansion planning of the electric-drive vehicle charging infrastructure. *j.energy*, 141 :189–201, 2017.
 - [31] S. Davidov and P. Milos. Optimization model for charging infrastructure planning with electric power system reliability check. *j.energy*, 2018.
 - [32] Michele De Gennaro, Elena Paffumi, and Giorgio Martini. Customer-driven design of the recharge infrastructure and vehicle-to-grid in urban areas : A large-scale application for electric vehicles deployment. *Energy*, 82 :294–311, 2015.
 - [33] A De Guibert. Le stockage de l'énergie électrique dans les transports. *AdG/009.047, Saft*, 2009.
 - [34] T. Do, H. Choi, J. Jung, L. Guo, and Y. Yan. q-d approximation technique for nonlinear optimal speed control design of surface-mounted pmsm drives. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 20(4) :1822–1831, 2015.
 - [35] JR. Dominguez, A. Navarrette, MA. Meza, AG. Loukianov, and J. Canedo. Digital sliding mode sensorless control for surface-mounted pmsm. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(1) :137–151, 2014.
 - [36] Gérard Dreyfus. *Réseaux de neurones : méthodologie et applications*. Eyrolles, 2004.
 - [37] Alexandra Dubray. *Adaptation des lois de gestion d'énergie des véhicules hybrides suivant le profil de mission suivi*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2002.
 - [38] Patricia Egede. *Environmental assessment of lightweight electric vehicles*. Springer, 2017.
 - [39] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Stefano Longo, and Kambiz Ebrahimi. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*. CRC press, 2018.
 - [40] MY El-Sharkh, A Rahman, MS Alam, PC Byrne, AA Sakla, and T Thomas. A dynamic model for a stand-alone pem fuel cell power plant for residential applications. *Journal of Power Sources*, 138(1-2) :199–204, 2004.
 - [41] FFM. El-Sousy. Hybrid h -based wavelet-neural network tracking control for permanent-magnet synchronous motor servo drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9) :3157–3166, 2010.
-

- [42] FFM. El-Sousy. Intelligent optimal recurrent wavelet elman neural network control system for permanent-magnet synchronous motor servo drive. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(4) :1986–2003, 2013.
- [43] Ali M Eltamaly, AI Alolah, and Basem M Badr. Fuzzy controller for three phases induction motor drives. In *2010 International Conference on Autonomous and Intelligent Systems, AIS 2010*, pages 1–6. IEEE, 2010.
- [44] U.S. Environment Protection Agency (EPA). Co2 accounted for 82% of greenhouse gas emission in the usa. <http://www3.epa.gov/climatechange/ghgemissions/gases/co2.html>, 2013.
- [45] Mehmet Erbaş, Mehmet Kabak, Eren Özceylan, and Cihan Çetinkaya. Optimal siting of electric vehicle charging stations : A gis-based fuzzy multi-criteria decision analysis. *Energy*, 163 :1017–1031, 2018.
- [46] A Etxeberria, I Vechiu, H Camblong, S Kreckelbergh, and S Bacha. A. Florescu, «*Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique*». PhD thesis, Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, 2012.
- [47] Union Européenne. Reglement (ce) no 715/2007 du parlement europeen et du conseil du 20 juin 2007 relatif a la réception des véhicules a moteur au regard des émissions des véhicules particuliers et utilitaires légers (euro 5 et euro 6) et aux informations sur la réparation et l’entretien des véhicules. *Journal officiel de l’Union Européenne*, 2007.
- [48] E Evangelisti. *Controllability and Observability : Lectures given at a Summer School of the Centro Internazionale Matematico Estivo (CIME) held in Pontecchio (Bologna), Italy, July 1-9, 1968*, volume 46. Springer Science & Business Media, 2011.
- [49] Jérôme Faucher. *Les plans d’expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue*. PhD thesis, 2006.
- [50] Shady M Gadoue, Damian Giaouris, and JW Finch. Artificial intelligence-based speed control of dtc induction motor drives—a comparative study. *Electric Power Systems Research*, 79(1) :210–219, 2009.
- [51] Wen Qi Gan, Lillian Tamburic, Hugh W Davies, Paul A Demers, Mieke Koehoorn, and Michael Brauer. Changes in residential proximity to road traffic and the risk of death from coronary heart disease. *Epidemiology*, pages 642–649, 2010.
- [52] David Wenzhong Gao, Chris Mi, and Ali Emadi. Modeling and simulation of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :729–745, 2007.
- [53] B .Gasbaoui. *Analyse et Commande Directe du Couple d’un Véhicule Electrique à deux Roues Motricess*. PhD thesis, Université de Béchar, 2012.
-

- [54] JA Goguen. La zadeh. fuzzy sets. information and control, vol. 8 (1965), pp. 338–353.-la zadeh. similarity relations and fuzzy orderings. information sciences, vol. 3 (1971), pp. 177–200. *The Journal of Symbolic Logic*, 38(4) :656–657, 1973.
- [55] N. Golea, A. Golea, and M. Kadjoudy. Robust marc adaptive control of pmsm driver under general parameters uncertainties. In *IEEE international conference on industrial technology*, pages 1533–1537, 2017.
- [56] Ouahib Guenounou. *Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l’approche génétique : application à un bioprocédé*. PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2009.
- [57] Damien Guilbert, Abdoul N’Diaye, Patrice Lubarda, Arnaud Gaillard, and Abdesslem Djerdir. Amélioration de la fiabilité d’un convertisseur dc/dc boost entrelacé flottant pour des systèmes pile à combustible et photovoltaïques. In *Symposium de Genie Electrique*, 2016.
- [58] Mustapha Habib. *Commande et gestion d’énergie d’une alimentation hybride : Application au véhicule électrique*. Éditions universitaires européennes, 2016.
- [59] Walid Hankache. *Gestion optimisée de l’énergie électrique d’un groupe électrogène hybride à pile à combustible*. PhD thesis, 2008.
- [60] Anne Harris. Food for fuel. *Engineering & Technology*, 4(19) :53–53, 2009.
- [61] Karima Houacine. *Commande neuro-floue d’une machine asynchrone dans une chaine de propulsion d’un véhicule électronique*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2016.
- [62] TL. Hsien, YY. Sun, and MC.Tai. H control for a sensorless permanent-magnet synchronous drive. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 144(3) :173–181, 1997.
- [63] Bin Huang. *Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [64] K Jetal Hunt, D Sbarbaro, R Żbikowski, and Peter J Gawthrop. Neural networks for control systems—a survey. *Automatica*, 28(6) :1083–1112, 1992.
- [65] Iqbal Husain. *Electric and hybrid vehicles : design fundamentals*. CRC press, 2003.
- [66] J. Hwang, Y. Chen, and J. Kuo. The study on the power management system in a fuel cell hybrid vehicle. *International journal of hydrogen energy, Elsevier*, 37 :4476–4489, 2012.
- [67] IEA. Véhicules électriques : Technologie, performances et perspectives. 1994.
-

- [68] IEA. International energy agency. <http://www.iea.org/>, 2019.
- [69] Akihiro Imura, Tomoya Takahashi, Masami Fujitsuna, Tadanao Zanma, and Muneaki Ishida. Instantaneous-current control of pmsm using mpc : Frequency analysis based on sinusoidal correlation. In *IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3551–3556. IEEE, 2011.
- [70] JSR Jang, CT Sun, and E Mizutani. Derivative-based optimization, neuro-fuzzy and soft computing, a computational approach to learning and machine intelligence, 1997.
- [71] R. Jiageng, W. Paul, Z.Nong, and W. Jinglai. An investigation of hybrid energy storage system in multi-speed electric vehicle. *j.energy*, 2017.
- [72] D. Jiuyu, Z. Xiaobin, W.Tianze, S. Ziyou, Y. Xueqing, W. Hewu, O. Minggao, and W. Xiaogang. Battery degradation minimization oriented energy management strategy for plug-in hybrid electric bus with multi-energy storage system. *j.energy*, 165 :153–163, 2018.
- [73] H. Jun, S. Jing, and H.Heath. Adaptive model predictive control with propulsion load estimation and prediction for all-electric ship energy management. *j.energy*, 150 :877–889, 2018.
- [74] H. Jun, S. Ziyou, P. Hyeongjun, H. Heath, and S. Jing. Implementation and evaluation of real-time model predictive control for load fluctuations mitigation in all-electric ship propulsion systems. *Applied Energy*, pages 62–77, 2018.
- [75] Zhao Junhui, Wang Mingyu, Li Yang, Zhou Yanjing, and Liu Shuxi. The study on the constant switching frequency direct torque controlled induction motor drive with a fuzzy sliding mode speed controller. In *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pages 1543–1548. IEEE, 2008.
- [76] Azeddine Kaddouri. *Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*. Université Laval, 2000.
- [77] Saida Kermani. *Gestion énergétique des véhicules hybrides : de la simulation à la commande temps réel*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2009.
- [78] Fatma Khammar and NE Debbache. Application of artificial intelligence techniques for the control of the asynchronous machine. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2016 :2, 2016.
- [79] Swasti R Khuntia, KB Mohanty, S Panda, and Cemal Ardil. A comparative study of pi, ip, fuzzy and neuro-fuzzy controllers for speed control of dc motor drive. 2009.
- [80] Reinhardt Klein, Nalin A Chaturvedi, Jake Christensen, Jasim Ahmed, Rolf Findeisen, and Aleksandar Kojic. Electrochemical model based ob-
-

- server design for a lithium-ion battery. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21(2) :289–301, 2013.
- [81] Kandasamy Nandha Kumar and King Jet Tseng. Impact of demand response management on chargeability of electric vehicles. *Energy*, 111 :190–196, 2016.
- [82] Rajesh Kumar, RA Gupta, and Rajesh S Surjuse. Adaptive neuro-fuzzy speed controller for vector controlled induction motor drive. *Asian Power Electronics Journal*, 3(1) :8–14, 2009.
- [83] Rajesh Kumar, RA Gupta, and Rajesh S Surjuse. High-performance svpwm-vcim drive with adaptive neuro-fuzzy speed controller. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2(1) :162, 2010.
- [84] Prabha Kundur, Neal J Balu, and Mark G Lauby. *Power system stability and control*, volume 7. McGraw-hill New York, 1994.
- [85] Walid Lajnef. *Modélisation des supercondensateurs et évaluation de leur vieillissement en cyclage actif à forts niveaux de courant pour des applications véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, Université Sciences et Technologies-Bordeaux I, 2006.
- [86] Andres E Leon, Juan Manuel Mauricio, Antonio Gomez-Exposito, and Jorge Alberto Solsona. An improved control strategy for hybrid wind farms. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 1(3) :131–141, 2010.
- [87] An Li. *Analyse expérimentale et modélisation d'éléments de batterie et de leurs assemblages : application aux véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, Université Claude Bernard-Lyon I, 2013.
- [88] Binbin Li, Yi Zhang, Gaolin Wang, Wei Sun, Dianguo Xu, and Wei Wang. A modified modular multilevel converter with reduced capacitor voltage fluctuation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(10) :6108–6119, 2015.
- [89] Q. Li, W. Chen, Y. Li, S. Liu, and J. Huang. Energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid vehicle based on fuzzy logic. *International journal of electrical power and energy systems*, Elsevier, 43 :514–525, 2012.
- [90] S. Li and H. Gu. adaptive internal model control schemes for pmsm speed regulation system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(4) :767–779, 2013.
- [91] Guzzella Lino and Sciarretta Antonio. *Vehicle propulsion systems, introduction to modeling and optimization*, 2013.
- [92] Bin Liu, Yue Zhao, and Hui-Zhong Hu. Structure-variable sliding mode control of interior permanent magnet synchronous motor in electric vehicles with improved flux-weakening method. *Advances in Mechanical Engineering*, 10(1) :1687814017704355, 2018.
-

-
- [93] Bingyou Liu. Research on h infinity robust tracking controller for permanent magnet synchronous motor servo system. In *2009 International Conference on Information Engineering and Computer Science*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [94] Julius Luukko et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous machines-analysis and implementation. 2000.
- [95] Ramachandra Maddala. *Modeling of hybrid electric vehicle batteries*. PhD thesis, Texas Tech University, 2003.
- [96] Hattab Maker. *Optimisation et gestion d'énergie pour un système hybride : association Pile à Combustible et Supercondensateurs*. PhD thesis, Besançon, 2008.
- [97] Ebrahim H Mamdani. Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. In *Proceedings of the institution of electrical engineers*, volume 121, pages 1585–1588. IET, 1974.
- [98] Ferdinando Luigi Mapelli, Davide Tarsitano, and Marco Mauri. Plug-in hybrid electric vehicle : Modeling, prototype realization, and inverter losses reduction analysis. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 57(2) :598–607, 2010.
- [99] Javier Enrique Solano Martinez. *Energy management of a hybrid electric vehicle : an approach based on type-2 fuzzy logic*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2012.
- [100] Bouziane MELIANI and Abdelkader MEROUFEL. *Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel*. PhD thesis, 2015.
- [101] R Mellah. *Contribution de la commande adaptative, Application a la robotique*. PhD thesis, Thèse de doctorat, Université Houari Boumediene, 2006.
- [102] Tedjani 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*. PhD thesis, Ecole centrale de lille, 2016.
- [103] B Nahid Mobarakeh, F Meibody-Tabar, and FM Sargos. A self organizing intelligent controller for speed and torque control of a pmsm. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No. 00CH37129)*, volume 2, pages 1283–1290. IEEE, 2000.
- [104] Shigeo Morimoto, Shohei Ooi, Yukinori Inoue, and Masayuki Sanada. Experimental evaluation of a rare-earth-free pmasynrm with ferrite magnets for automotive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10) :5749–5756, 2014.
-

- [105] David Vindel Munoz. *Design, Simulation and Implementation of PMSM Drive System*. Chalmers University of Technology, 2011.
 - [106] Nischal Muralidhar, M Himabindu, and RV Ravikrishna. Modeling of a hybrid electric heavy duty vehicle to assess energy recovery using a thermoelectric generator. *Energy*, 148 :1046–1059, 2018.
 - [107] A. Nasri, B. Gasbaoui, and F. Ben Mohammed. Digital sliding mode sensorless control for surface-mounted pmsm. *Procedia Technology*, 22 :518–526, 2016.
 - [108] Michael C Nechyba and Yangsheng Xu. Neural network approach to control system identification with variable activation functions. In *Proceedings of 1994 9th IEEE International Symposium on Intelligent Control*, pages 358–363. IEEE, 1994.
 - [109] A. Nguyen, M. Razaq, H. Choi, J. Jung, and Y. Yan. A model reference adaptive control-based speed controller for a surface mounted permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018.
 - [110] Dal Y Ohm. Dynamic model of pm synchronous motors, drivetech. *Inc., Blacksburg, Virginia*, 2000.
 - [111] Salih Baris Ozturk. *Modelling, simulation and analysis of low-cost direct torque control of PMSM using hall-effect sensors*. PhD thesis, Texas A&M University, 2007.
 - [112] G Pandian and S Rama Reddy. Simulation and implementation of pwm inverter fed induction motor drive. *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, 2(11) :6103–13, 2013.
 - [113] Jacques Percebois and Claude Mandil. Les conclusions du rapport energies 2050 sur les perspectives du nucléaire en france. In *Annales des Mines-Realites industrielles*, number 3, pages 53–58. Eska, 2012.
 - [114] Jay T Pukrushpan, Anna G Stefanopoulou, and Huei Peng. *Control of fuel cell power systems : principles, modeling, analysis and feedback design*. Springer Science & Business Media, 2004.
 - [115] Jay Tawee Pukrushpan. *Modeling and control of fuel cell systems and fuel processors*. University of Michigan Ann Arbor, Michigan, USA, 2003.
 - [116] Nazmul Islam Raju, Md Shahinur Islam, and Ahmed Ahsan Uddin. Sinusoidal pwm signal generation technique for three phase voltage source inverter with analog circuit & simulation of pwm inverter for standalone load & micro-grid system. *International Journal of Renewable Energy Research*, 3(3) :647–658, 2013.
 - [117] S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, and A. Haddoun. Nonlinear control by input-output linearization scheme for ev permanent magnet synchronous motor. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 185–190, 2007.
-

- [118] Max Reitz, Xin Wang, and Patrick Gu. Robust sliding mode control of permanent magnet synchronous motor drives. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pages 1–6. IEEE, 2016.
- [119] M Rodrigues, PJ Costa Branco, and W Suemitsu. Fuzzy logic torque ripple reduction by turn-off angle compensation for switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 48(3) :711–715, 2001.
- [120] I Sadli, P Thounthong, JP Martin S Raël, and B Davat. Behaviour of a protons exchange membrane fuel cell (pemfc) supplying a low voltage static converter. In *2 nd France–Deutschland Fuel Cell Conference (FDFC2004)*, 2004.
- [121] R Saïssset, C Turpin, S Astier, and JM Blaquiere. Electricity generation starting from a fuel cell hybridised with a storage device. *Proc. IEEE VPP04*, 2004.
- [122] Antonio Sanchez. *Energy management in electric systems fed by fuel cell stacks*. PhD thesis, Université Paris Sud-Paris XI, 2011.
- [123] Sanofi. Sanofi : un leader mondial de la santé. <https://www.sanofi.com/fr/notre-responsabilite/impact-environnemental>, January 2019.
- [124] Amit Vilas Sant and KR Rajagopal. Pm synchronous motor speed control using hybrid fuzzy-pi with novel switching functions. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(10) :4672–4675, 2009.
- [125] Enrico Santi, Antonello Monti, D Li, K Proddatur, and RA Dougal. Synergetic control for power electronics applications : a comparison with the sliding mode approach. *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, 13(04) :737–760, 2004.
- [126] Benoit Sarrazin. *Optimisation d’une chaîne de traction pour véhicule électrique*. PhD thesis, Grenoble, 2012.
- [127] Pawan Sharma and TS Bhatti. A review on electrochemical double-layer capacitors. *Energy conversion and management*, 51(12) :2901–2912, 2010.
- [128] E. Skjong, R. Volden, E. Rodskar, M. Molinas, T. Johansen, and J. Gunningham. Past, present, and future challenges of the marine vessel’s electrical power system. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2(4) :522–537, 2016.
- [129] D. Smith. Electric vehicle types : The low-down. <https://www.first-utility.com/the-utility-room/saving-money-using-less/electric-vehicle-types>, 2014. Accessed February 02, 2019.
- [130] D Smith. Electric vehicle types. <https://www.first-utility.com/the-utility-room/savingmoney-using-less/electric-vehicle-types>, 2017.
-

- [131] Feijun Song and Samuel M Smith. A comparison of sliding mode fuzzy controller and fuzzy sliding mode controller. In *PeachFuzz 2000. 19th International Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society-NAFIPS (Cat. No. 00TH8500)*, pages 480–484. IEEE, 2000.
 - [132] Yves Steiner. Impacts de la voiture électrique sur les émissions de co2 liées à la mobilité individuelle. 2010.
 - [133] P. Stevens, F. Novel-cattin, A.Hammou, C. Lamy, and M. Cassir. Pile à combustible. 2005.
 - [134] Nam P Suh and Dong Ho Cho. *The On-line Electric Vehicle : Wireless Electric Ground Transportation Systems*. Springer, 2017.
 - [135] DARJUSZ Swierczynski, M Kazmierkowski, and Frede Blaabjerg. Dsp based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (pmsm) using space vector modulation (dqc-svm). In *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron*, volume 3, pages 723–727, 2002.
 - [136] A. Tahour, H. Abid, and A. Aissaoui. Adaptive neuro-fuzzy controller of switched reluctance motor. *SERBIAN JOURNAL*, 4(1) :23–34, 2007.
 - [137] Nesrine Talbi. Conception des systèmes d’inférence floue par des approches hybrides. 2014.
 - [138] Phatiphat Thounthong. *Conception d’une source hybride utilisant une pile à combustible et des supercondensateurs*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2005.
 - [139] Phatiphat Thounthong, Viboon Chunkag, Panarit Sethakul, Bernard Davat, and Melika Hinaje. Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device. *IEEE transactions on vehicular technology*, 58(8) :3892–3904, 2009.
 - [140] Hamid A Toliyat and Steven G Campbell. *DSP-based electromechanical motion control*. CRC press, 2003.
 - [141] Helmut Tschöke. Die elektrifizierung des antriebsstrangs. *Basiswissen Springer-Vieweg, Wiesbaden*, 2015.
 - [142] U.Putnieks. *Electric vehicle history*. Students on their way to science, 2012.
 - [143] Joeri Van Mierlo, Gaston Maggetto, and Ph Lataire. Which energy source for road transport in the future? a comparison of battery, hybrid and fuel cell vehicles. *Energy Conversion and Management*, 47(17) :2748–2760, 2006.
 - [144] P Veena, R Jeyabharath, and M Rajaram. Neuro fuzzy based direct torque control for switched reluctance motor drive. *InternationalJournal of ACTA ELECTRO TECHNICA*, 50(3) :179–184, 2009.
 - [145] G. Vighneswaranr and N. Keerti. Speed control of electric vehicle with sliding mode controller. *International Research Journal of Engineering and Technology*, (5), 2018.
-

-
- [146] Rong-Jong Wai and Kuo-Ho Su. Adaptive enhanced fuzzy sliding-mode control for electrical servo drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2) :569–580, 2006.
- [147] Shashank Wekhande and Vivek Agarwal. High-resolution absolute position vernier shaft encoder suitable for high-performance pmsm servo drives. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 55(1) :357–364, 2006.
- [148] Sheldon S Williamson. *Energy management strategies for electric and plug-in hybrid electric vehicles*. Springer, 2013.
- [149] X. Xiao, Y. Zhang, J. Wang, and H. Du. New adaptive slidingmode observer design for sensorless control of pmsm in electric vehicle drive system. *International Journal on Smart Sensing Intelligent Systems*, 9(1) :377–396, 2016.
- [150] K. Xu, W. Li, C.Li, and H. Li. State of charge estimation for electric vehicle power battery using advanced machine learning algorithm under diversified drive cycles. *j.energy*, 2018.
- [151] Z. Xu, G. Fen, H. Hong, and L. Zhiwei. On control strategy of permanent magnet synchronous motor for micro-electric vehicle. In *the 37th Chinese control conference*, Jul. 2018.
- [152] XD Xue, KWE Cheng, and NC Cheung. Selection of electric motor drives for electric vehicles. In *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, pages 1–6. IEEE, 2008.
- [153] J. Yang, W. Chen, S. Li, L. Guo, and Y. Yan. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in pmsm drives da survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4) :3273–3285, 2017.
- [154] Kwo Young, Caisheng Wang, Le Yi Wang, and Kai Strunz. Electric vehicle battery technologies. In *Electric vehicle integration into modern power networks*, pages 15–56. Springer, 2013.
- [155] ZACH. World electrified vehicle sales (2013 report). <http://evobsession.com/world-electrified-vehicle-sales-2013/>, 2019.
- [156] X. Zhang, L. Sun, K. Zhao, and L. Sun. Nonlinear speed control for pmsm system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(3) :1358–1365, 2013.
- [157] Xiaoguang Zhang, Lizhi Sun, Ke Zhao, and Li Sun. Nonlinear speed control for pmsm system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(3) :1358–1365, 2013.
-

- [158] Z. Zhang, R. Ma, L. Wang, and J. Zhang. Novel pmsm control for anti-lock braking considering transmission properties of the electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018.
 - [159] Zi-Qiang Zhu and David Howe. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :746–765, 2007.
 - [160] Fatiha Zidani. *Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique floue*. PhD thesis, Université de Batna 2-Mustafa Ben Boulaid, 2003.
-

Annexe

Paramètres du véhicule :

Poids m_v : 1400 Kg
Surface frontale A_f : 2.56 m²
Diamètre de la roue R : 0.58 m
Rapport de réduction i : 8
Coefficient de frottement aérodynamique C_d : 0.35
Coefficient de frottement de la roue C_r : 0.015

Paramètres de la machine synchrone à aimant permanent MSAP :

Puissance : 19 Kw
Résistance statorique R_s : 0.17 Ohm
Inductance suivant l'axe d : 0.0019 H
Inductance suivant l'axe q : 0.0019 H
Nombre de paire de pôles p : 4
Moment d'inertie J : 0.008 kg.m²
Coefficient de frottement visqueux f : 0.0015 Nm.s

Paramètres de la structure de puissance :

➤ Paramètres de la P à C :

Nombre de cellules : 400
Surface de cellule (cm²) : 200
Puissance maximale (Kw) : 21
Tension d'une cellule à vide (V) : 0.67
Tension nominale (V) : 350
Courant nominale (A) : 50
Tension à 1 A (V) : 387
Résistance de la membrane (Ohm) : 0.079
Pression partielle d'hydrogène H_2 (bar) : 2.61
Pression partielle d'oxygène O_2 (bar) : 0.3

➤ Paramètres du pack de batteries :

Tension à vide : 1.2 V
Résistance interne : 0.0013 Ohm
Capacité nominale : 28 Ah
Nombre d'éléments en série : 200

➤ Paramètres du convertisseur Boost entrelacé de la PAC :

Inductances de lissage : 0.002 H
Condensateur de filtrage : 0.004 F
Fréquence de découpage : 10 KHz

➤ Paramètres du convertisseur Buck-Boost de la batterie :

Inductances de lissage : 0.005 H Tension de la source : 240 V Condensateur

de filtrage (condensateur commun) : 0.004 F Tension de référence (si elle est commandée en tension) : 500 V Fréquence de découpage : 10 KHz

Communications internationales

1- "Robust Neuro-Fuzzy Sliding Mode Speed Control for an Electric Drive System", 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY AND ENVIRONMENTAL PROTECTION (JUNE 27TH – 30TH, 2017, BLED, SLOVENIA), TECHNICAL DEVELOPMENTS IN VEHICLES-UNIVERSITY OF MARIBOR.

2- " Electronic Differential with Backstepping Control for Vehicle Propulsion System", 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY AND ENVIRONMENTAL PROTECTION (JUNE 27TH – 30TH, 2017, BLED, SLOVENIA), TECHNICAL DEVELOPMENTS IN VEHICLES-UNIVERSITY OF MARIBOR.

3-"Electronic Differential And Neuro-Fuzzy Sliding Mode Control With Extended State Observer For An Electric Vehicle System",International Conference on Renewable Energy (ICREN 2018), Barcelona, Spain.

Publications dans des revues internationales

- 1- BOUGUENNA, Ibrahim Farouk, AZAIZ, Ahmed, TAHOUR, Ahmed, et al. Hybrid Fuzzy Sliding Mode Speed Control for an Electric Vehicle Drive. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2017, vol. 8, no 3, p. 1050.
- 2- BOUGUENNA, Ibrahim Farouk, AZAIZ, Ahmed, TAHOUR, Ahmed, et al. Electronic Differential and Neuro-Fuzzy Sliding Mode Control with Extended State Observer for an Electric Vehicle System. In : E3S Web of Conferences. EDP Sciences, 2018. p. 00007.
- 3- BOUGUENNA, Ibrahim Farouk, AZAIZ, Ahmed, TAHOUR, Ahmed, et al. Robust neuro-fuzzy sliding mode control with extended state observer for an electric drive system. Energy, 2019, vol. 169, p. 1054-1063.