

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère d'Enseignement Supérieure et de la Recherche  
Scientifique

---



Université de Tlemcen  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique et Electronique



## Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de MASTER

En : Automatique

Spécialité : Automatique et informatique industriel

par : MARIF Ismail & ABDAT Hichem

---

## SUJET

---

La commande en vitesse d'un véhicule  
électrique

---

Soutenu le 03/07/2019 devant le jury composé de :

Mr. Abdelmadjid Boumediène	Professeur	Président
Mr. Hassan Benariba	M.A.A	Encadrant
Mr. Abdelkader Mechernene	M.C.B	Examineur
Mr. Mourad Loucif	M.C.B	Examineur

Année universitaire 2018/2019

# Remerciements

Nos premiers mots de remerciement s'adressent au bon Dieu tout puissant qui nous a inspiré de santé, volonté et patience pour achever ce travail.

Nous tenons aussi à exprimer notre profonde reconnaissance à Mr. **BENARIBA Hassan** docteur en automatique à l'Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, notre encadrant, de nous avoir proposé ce sujet de master, pour sa disponibilité, ses orientations et ses conseils précieux.

Nous remercions aussi les membres du jury Mr. **Boumédiène Abdelmadjid**, Mr. **Mechernene Abdelkader** et Mr. **Loucif Mourad** d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Il y a tellement de gens à qui nous devons des remerciements pour être arrivés à ce stade. IL nous est vraiment difficile de pouvoir citer intégralement tout le monde. Ainsi, nous remercions d'une manière générale tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, nous ont aidés durant ces années d'université.

Marif Ismail & Abdat Hichem  
Tlemcen, le 25 juin 2019

---

# Dédicace

Je dédie ce travail avec toute la gratitude à ma mère pour ses prières et pour tant d'années d'amour, de sacrifices, d'encouragements et de soutien moral.

À celui qui tenait toujours ma réussite à cœur.

Ce travail est à la mémoire de mon père paix à son âme.

À mon frère, mes sœurs, neveux et nièces.

À toute ma famille.

À tous mes amis .

À tous ceux que j'aime .

À tous mes profs et mes collègues.

À ceux qui vont lire ce mémoire.

ABDAT Hichem  
Tlemcen, le 25 juin 2019

---

# Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents qui ont toujours cru en moi et ont mis à ma disposition tous les moyens nécessaires pour que je réussisse dans mes études.

Ma soeur

Toute ma famille

Tout mes amis

Tout mes enseignants depuis le primaire

Tous ceux qui me sont chers

Tous ceux qui m'ont aide de prés ou de loin à réaliser ce modeste travail.

Tous qui vont lire ce mémoire

MARIF Ismail  
Tlemcen, le 25 juin 2019

---

## Résumé

Ce travail de fin d'étude porte sur le véhicule électrique VE qui se définit par une automobile qui se propulse par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique.

Le premier axe de ce mémoire était orienté à la modélisation dynamique longitudinale du véhicule électrique ainsi que la modélisation et la commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), cet actionneur était alimenté par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI triangulo-sinusoidale. Le deuxième axe était destiné à la commande de la vitesse longitudinale du VE, là où on a mis des régulateurs PI classiques pour la commande linéaire. , pour la commande non linéaire on a appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : le mode glissant classique (d'ordre 1), le mode glissant d'ordre deux (Algorithme de Super Twisting). Les résultats obtenus durant les simulations de contrôle longitudinal ont montré la performance et une meilleure robustesse des modes glissants en présence des variations paramétriques et de perturbations.

**Mots clés :** Véhicule Électrique (VE), Modélisation, longitudinale, Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Onduleur de tension, MLI triangulo-sinusoidale PI, Mode glissant.

## Abstract

The present research work sheds a prominent light on the electronic vehicle (EV), which may be defined by an automobile that propels and pushes itself by a working motor exclusively to electrical energy.

The introductory part of this thesis is devoted to give reference to the longitudinal dynamic modeling of the electric vehicle as well as the modeling and control of permanent magnet synchronous machine or PMSM, for short. This actuator was supplied by a voltage inverter and controlled by the triangulo-sinusoidal PWM technique. The second part of this research is designed to tackle how to control longitudinal velocity of the electric vehicle EV, where the classical IP regulatory for linear control were set in. As for the non-linear control, robust adjustment techniques have been applied namely : the classical sliding mode (order 1), sliding mode of order two (Super Twisting Algorithm).

The results obtained from this research, during the longitudinal control stimulations have exhibited the performance of the sliding modes and its better robustness in the presence of parametric variations and disturbances

**Keywords :** Electric Vehicle (EV), Modeling, Longitudinal, Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP), Voltage Inverter, Triangulo-Sinusoidal PWM, PI, Sliding mode.

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>2</b>
<b>1 GÉNÉRALITÉS SUR LE VÉHICULE ÉLECTRIQUE</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction	4
1.2 Définition	4
1.3 Historique	5
1.4 Actualités des véhicules électriques	7
1.5 Fonctionnement d'un véhicule électrique	8
1.6 Classification des véhicules électriques	8
1.6.1 Véhicules tout électrique	9
1.6.1.1 Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant	9
1.6.1.2 Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible	9
1.6.2 Véhicules hybrides	10
1.6.2.1 Véhicules hybrides série	11
1.6.2.2 Véhicule hybride parallèle	11
1.6.2.3 Véhicule hybride combiné	12
1.7 Les différentes configurations des véhicules électriques	12
1.7.1 Véhicules électriques mono moteur	13
1.7.2 Véhicules électriques multi-moteur	13
1.8 Description générale de la chaîne de traction	14
1.8.1 L'électronique de puissance dans le véhicule électrique	15
1.8.1.1 Les redresseurs (AC/DC)	15
1.8.1.2 Les onduleurs (DC-AC)	15
1.8.1.3 Les hacheurs (DC-DC)	15
1.8.1.4 Le chargeur	15
1.8.2 Diverses sources d'énergie électrique	16
1.8.2.1 La batterie	16
1.8.2.2 Les super condensateurs	17
1.8.2.3 Les volants d'inertie	18
1.8.3 Le moteur électrique	19
1.8.3.1 Le moteur à courant continu (MCC)	19
1.8.3.2 Le moteur asynchrone (MAS)	19
1.8.3.3 Le moteur synchrone	19

1.9	Avantages et inconvénient des véhicules électriques [4]	21
1.9.1	Avantages	21
1.9.2	Inconvénients	21
1.10	Conclusion	22
<b>2</b>	<b>MODÉLISATION ET COMMANDE LINÉAIRE D'UN VE</b>	<b>23</b>
2.1	Introduction	24
2.2	Dynamique de véhicule	24
2.2.1	Force de roulement	25
2.2.2	Force aérodynamique	25
2.2.3	Force d'inclinaison	26
2.2.4	Force d'accélération	27
2.3	Modélisation de MSAP	28
2.3.1	Les équations de MSAP dans le référentiel (a, b, c)	28
2.3.1.1	Équations électriques	29
2.3.1.2	Équations mécaniques	30
2.3.1.3	Équations électromagnétiques	30
2.3.2	La transformation de Park	31
2.3.3	Les équations de MSAP dans le référentiel (d,q)	32
2.3.3.1	Équations électrique	32
2.3.3.2	Équations mécanique	32
2.3.3.3	Équations électromagnétique	33
2.3.4	Mise sous forme d'équation d'état	33
2.4	Modélisation de l'onduleur de tension	34
2.4.1	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	36
2.5	Couplage entre deux modèle mécanique et électrique	37
2.6	La commande vectorielle	39
2.6.1	Principe de la commande vectorielle	40
2.6.2	Le découplage	41
2.6.2.1	Découplage par compensation	41
2.7	Calcul des régulateurs	42
2.7.1	Régulation du courant $i_d$	43
2.7.2	Régulation du courant $i_q$	44
2.7.3	Régulation de la vitesse $w_r$	45
2.8	Résultats de simulation	46
2.9	Conclusion	48
<b>3</b>	<b>COMMANDE NON LINÉAIRE D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE</b>	<b>52</b>
3.1	Introduction	53
3.2	Systèmes à structure variable	53
3.3	Théorie des modes glissants	54
3.4	Commande des systèmes à structure variable en MG	55
3.5	Synthèse de commande par mode glissant	56

3.5.1	Choix de la surface de glissement . . . . .	56
3.5.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant . . . . .	56
3.5.3	Détermination de la loi de commande . . . . .	57
3.6	Elimination du phénomène de broutement (Chattering) . . . . .	59
3.7	Mode glissant d'ordre supérieur . . . . .	61
3.7.1	Principe de fonctionnement : . . . . .	62
3.7.2	Commande par mode glissant d'ordre deux : . . . . .	62
3.7.3	Algorithme de Super-Twisting . . . . .	63
3.8	Synthèse des modes glissants d'ordre un pour la commande en vitesse d'un véhicule électrique . . . . .	64
3.8.1	Boucle de régulation de vitesse $w_r$ . . . . .	64
3.8.2	Boucle de régulation de courant $i_q$ . . . . .	65
3.8.3	Boucle de régulation de courant $i_d$ . . . . .	66
3.9	Synthèse de la commande Super-Twisting pour le réglage de vitesse d'un véhicule électrique . . . . .	67
3.9.1	Boucle de régulation de vitesse $w_r$ . . . . .	67
3.9.2	Boucle de régulation de courant $i_q$ . . . . .	67
3.9.3	Boucle de régulation de courant $i_d$ . . . . .	67
3.10	Résultats de simulation . . . . .	68
3.11	Conclusion . . . . .	72
	<b>Conclusion générale</b> . . . . .	<b>76</b>

# Table des figures

1.1	Système de propulsion d'un VE . . . . .	4
1.2	Première voiture au monde . . . . .	5
1.3	La jamais contente . . . . .	5
1.4	La première voiture hybride. . . . .	6
1.5	La prius . . . . .	6
1.6	La Nissan LEAF . . . . .	7
1.7	La Renault ZOE . . . . .	7
1.8	Composantes et fonctionnement d'un véhicule électrique. . . . .	8
1.9	Principe de fonctionnement de la pile à combustible . . . . .	10
1.10	Auto bus à pile à combustible . . . . .	10
1.11	Véhicule hybride série . . . . .	11
1.12	Véhicule hybride parallèle . . . . .	12
1.13	Véhicule hybride combiné . . . . .	12
1.14	Solution monomoteurs . . . . .	13
1.15	Solution multi-moteurs. . . . .	13
1.16	Moteur-roue . . . . .	14
1.17	Structure de la chaîne de traction dans un VE. . . . .	14
1.18	Déférentes types des batteries. . . . .	16
1.19	Exemple de super condensateur. . . . .	17
1.20	Composition d'un super condensateur. . . . .	18
1.21	Les volants d'inertie . . . . .	18
2.1	Bilan des forces agissant sur la véhicule . . . . .	24
2.2	La force de roulement sur la roue [27] . . . . .	25
2.3	Force aérodynamique pour différentes valeurs de $C_x$ [27] . . . . .	26
2.4	Pente sur la route . . . . .	27
2.5	Schéma de la MSAP [30] . . . . .	28
2.6	Représentation de la transformation de Park [30] . . . . .	31
2.7	Modèle de la machine dans le repère de Park. . . . .	34
2.8	Schéma de l'onduleur de tension . . . . .	34
2.9	Schéma de principe de MLI sinus-triangle. . . . .	36
2.10	Principe de la commande MLI S-T . . . . .	37
2.11	Mécanisme du réducteur[5] . . . . .	37
2.12	Commande par orientation du champ de la MSAP . . . . .	40

2.13	Principe de découplage par compensation . . . . .	42
2.14	Schéma bloc du MSAP après orientation du champ couplé à la roue . . . . .	42
2.15	Boucle de régulation du courant $i_d$ . . . . .	43
2.16	Réponse d'un système régulé de premier ordre [13] . . . . .	44
2.17	Boucle de régulation du courant $i_q$ . . . . .	44
2.18	Boucle de régulation du la vitesse . . . . .	45
2.19	Le schéma global de la commande en vitesse du véhicule électrique . . . . .	46
2.22	Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI . . . . .	49
2.25	Test de variation de la résistance statorique avec réglage par PI . . . . .	50
2.28	Test de variation de l'inertie totale avec réglage par PI. . . . .	51
3.1	Trajectoire et surface pour le mode de glissement. . . . .	55
3.2	Principe mode glissant. . . . .	55
3.3	Représentation de la commande équivalente . . . . .	57
3.4	La fonction sign. . . . .	58
3.5	Phénomène broutement (réticence) . . . . .	59
3.6	Mode de glissement avec chattering. . . . .	60
3.7	Les fonctions "Sat" et "Smooth" . . . . .	61
3.8	Convergences de l'algorithme Super-Twisting . . . . .	64
3.11	Test de poursuite de trajectoire avec réglage par MG . . . . .	69
3.14	Test de variation de la résistance statorique avec réglage par MG. . . . .	70
3.17	Test de variation de l'inertie total avec réglage par MG. . . . .	71
3.20	Test de poursuite de trajectoire avec réglage par Supertwsting. . . . .	73
3.23	Test de variation de la résistance statorique avec réglage par Supertwsting. . . . .	74
3.26	Test de variation de l'inertie totale avec réglage par Supertwsting. . . . .	75

# Liste des tableaux

1.1	Temps de charge des batteries [5] . . . . .	16
1.2	Tableau comparatif des technologies des batteries. . . . .	17
1.3	Avantages et inconvénients des moteurs utilisées dans les VE [5] . . . . .	20

## Notation

$V$	Vitesse du véhicule.
$M$	Masse totale du véhicule.
$m_{av}$	Masses portées par les roues avant.
$m_{ar}$	Masses portées par les roues arrière.
$\rho$	Densité volumique de l'air.
$S_f$	Section frontale du véhicule.
$V_{vent}$	Vitesse du vent.
$\alpha_p$	Angle de la pente.
$\gamma$	Accélération de véhicule.
$R$	Rayon de la roue.
$\phi_s$	Vecteur flux statorique.
$\theta$	Angle de charge désignant la position du rotor par rapport au stator.
$w_r$	Vitesse de rotation du rotor (rad/s).
$w_{(roue)}$	Vitesse de rotation de roue du véhicule (rad/s).
$w$	Pulsation des courants alternatifs (rad/s).
$p$	Nombre de paires de pôles.
$J_m$	Moment d'inertie.
$J_e$	Moment d'inertie global du véhicule.
$J_w$	Moment d'inertie de la roue.
$f_m$	Coefficient de frottement.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$C_{rr}$	Coefficient de roulement.
$C_x$	Coefficient de pénétration dans l'air.
$L_d$	Inductance propre d'enroulement d .
$L_q$	Inductance propre d'enroulement d .
$F_{fr}$	Force de traction longitudinale des roues frontales.
$F_{ar}$	Force de traction longitudinale des roues arrières.
$n$	Rapport de réduction de vitesse.
$w_0$	Pulsation propre du système.
$\xi$	Facteur d'amortissement.
$r$	Degré relatif du système.

# Abréviation

VE	Véhicule électrique
VH	Véhicule hybride
VHS	Véhicule hybride série
VHP	Véhicule hybride parallèle
MSAP	Moteur Synchrone à Aimants Permanents
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
FOC	Commande par orientation de flux
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
CMG	Commande par mode de glissement
MG	Mode de glissement
MC	Mode de convergence
MRP	Mode de régime permanent
MGOS	Modes Glissants d'Ordres Supérieurs

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le véhicule électrique (VE ) a commencé à s'intégrer dans les marchés automobiles ces dernières années. L'absence des émissions toxiques et le développement technologiques de ses moteurs fait de lui un véhicule qui nécessite peu d'entretien, toutes les probabilités concluent l'héritage complet des marchés par le VE après tout le succès qu'a connu les voitures à carburant, c'est la raison pour laquelle les grandes industries automobiles consacrent des études et des techniques plus approfondies pour évoluer d'avantage dans ce domaine , domaine qui est loin d'en être vierge.

Comme le véhicule automobile est un système physique complexe composé de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous-système s'avèrent une tâche difficile qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du véhicule.

Ainsi que l'étude de la commande du véhicule en considérant plusieurs phénomènes régissant son comportement est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres de ce système. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées afin de commander et d'améliorer la sécurité en augmentant la stabilité du véhicule dans les cas où les accélérations longitudinales ou latérales se produisent.

Parmi ces techniques, on cite la commande linéaire qui utilise es régulateurs linéaires de type proportionnel-intégral PI. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres du système soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours a des régulateurs de commande robuste pour maintenir un niveau de de performance acceptable, est nécessaire [31].

La commande robuste sert à commander et améliorer les performances du système et assurer la robustesse de son comportement vis-à-vis des perturbations et des incertitudes paramétriques. Plusieurs techniques de commande robuste ont été développés tels que commande adaptative, la commande, la commande par mode de glissement (CMG), la commande par backstepping, la logique floue, la commande prédictive, la linéarisation entrée sortie, les réseaux de neurones. . . etc [5].

Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifiée ou à paramètres variables.

Cependant, la nature commettante (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [40].

Cependant, le réglage de ce type de commande rend difficile son applicabilité dans l'industrie. Une extension aux modes glissants d'ordres supérieurs a commencé à lever ces difficultés d'applicabilité.

Notre travail repose sur la modélisation et l'étude de la commande en vitesse longitudinal d'un véhicule électrique.

Le premier chapitre est consacré à l'étude et à la présentation des véhicules électriques ainsi que leurs évolutions à travers l'histoire, également nous nous penchons sur la constitution des organes de traction, un choix de configuration de propulsion du véhicule électrique sera présenté et justifié à la fin de ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre on s'intéresse à présenter le modèle mécanique longitudinal du VE et à modéliser l'actionneur électrique utilisé. Aussi, Un couplage entre les deux modèles électrique et mécanique sera effectué et suivi d'une synthèse de commande vectorielle qui sera adoptées pour l'asservissement de vitesse longitudinale du véhicule en implémentant des régulateurs linéaires de type proportionnel-intégral PI.

Le troisième chapitre de ce mémoire discute le réglage non linéaire par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux (basé sur l'algorithme SuperTwisting).

Une synthèse de la commande par mode glissant pour la commande en vitesse du VE sera présentée suivi par une simulation et une discussion des résultats trouvés.

Finalement, ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

## Chapitre 1

# GÉNÉRALITÉS SUR LE VÉHICULE ÉLECTRIQUE

## 1.1 Introduction

Dans un temps où l'activité humaine et le potentiel économique ne cessent d'évoluer, le XX<sup>ème</sup> siècle a connu un réchauffement climatique jamais enregistré dans les temps de nos ancêtres. Les causes ne sont pas tant à rechercher dans la nature que dans la concentration dans l'atmosphère de CO<sub>2</sub> et des autres gaz dus à l'activité humaine [29]. Le secteur des transports est désormais le secteur le plus émetteur de gaz à effet de serre, c'est la pour ça que l'industrie de l'automobile s'intéresse précieusement au phénomène de la pollution afin d'atténuer les émissions de gaz à effet de serre et de contribuer dans son domaine à une vie plus saine, et propose le véhicule électrique pour améliorer la qualité de l'air grâce à des émissions nulles en échappement. Les véhicules électriques (VEs) et hybrides (VHEs) constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants)[2].

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art de la voiture électrique (la classification selon l'énergie, le système de puissance, le choix du type de configuration), de plus nous nous intéressons aux principaux composants de la chaîne de traction (batteries, motorisation...) et nous donnerons la configuration la plus favorable, nous finirons par souligner les différents avantages et inconvénients des véhicules électriques.

## 1.2 Définition

La voiture électrique présente la particularité d'être mue par un ou plusieurs moteurs électriques qui transmettent la force motrice aux roues selon la solution de transmission retenue.

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité[5][19]

Le système de propulsion électrique est l'organe principale du VE, il est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices[19]. Il a une architecture très simple. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues (Figure 1.1).

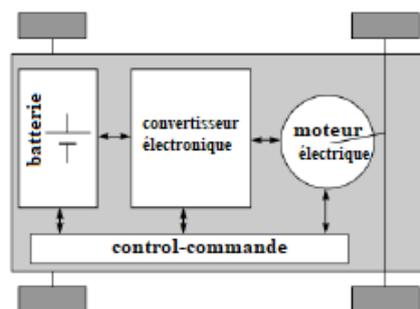


FIGURE 1.1 – Système de propulsion d'un VE

### 1.3 Historique

Aujourd'hui, la voiture propre est un problème sur lequel travaillent un nombre d'entreprises de l'industrie d'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme « la solution » au problème de la pollution des gaz d'échappement, n'est pas une idée d'hier.

A la fin du 19ème siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique). D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque[5]. Ci-dessous on compte les véhicules électriques qui ont marqué l'histoire.

- Dans les années 1830 (1832-1839), le premier véhicule électrique fit son apparition. L'homme d'affaires écossais Robert Anderson fut la première personne à avoir inventé une voiture électrique. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique.

- Vers 1835, l'américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique.

- Vers 1838, l'écossais Robert Davidson arriva avec un modèle similaire qui pouvait rouler jusqu'à 6 km/h.

- En 1859, le français Gaston Planté inventa la batterie rechargeable au plomb acide, qui sera améliorée par Camille Faure en 1881.

- En 1884, Thomas Parker assis dans la première voiture électrique au monde. On voit sur la photo de la figure (1.2).



FIGURE 1.2 – Première voiture au monde

- En 1899 en Royaume-Uni, « La Jamais Contente », la première voiture électrique qui a dépassé les 100 km/h a été construite [5]. La voiture était pilotée par le Belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille (Figure 1.3).

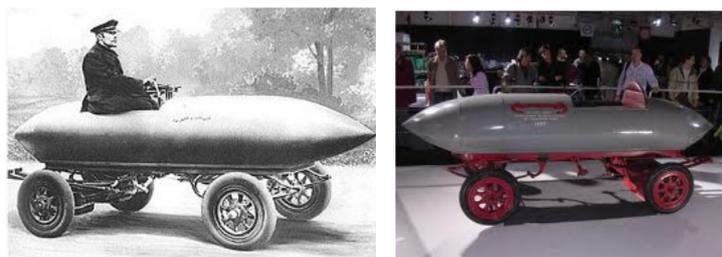


FIGURE 1.3 – La jamais contente

- Dès 1900, la voiture électrique a connu ses beaux jours. En circulation, plus que le tiers des voitures sont électriques et le reste étant des voitures à essence et à vapeur.

- Dans les années 1920, certains facteurs comme la faible autonomie, la vitesse trop basse, le manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et le prix deux fois plus élevé que celles à essence, ont mené au déclin de la voiture électrique.

- En 1972, Victor Wouk, le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (Général Motors) (Figure 1.4).



FIGURE 1.4 – La première voiture hybride.

- En 1976, « the Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Demonstration Act » a été adopté par le Congrès américain, qui a permis de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides.

- Dès 1988, la société automobile Général Motors lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra l'EV 1 et qui va être produite entre 1996 et 1998.

- En 1997, Toyota lance la Prius (Figure 1.5), la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires ont été vendus au Japon la première année et en 2006 Toyota a passé le cap des 500.000 unités vendues à travers le monde avec son célèbre véhicule hybride[5].



FIGURE 1.5 – La prius

- De 1997 à 2000, de nombreux modèles électriques hybrides ont été lancés : la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV.

- Cependant à partir de 2000, la voiture électrique va ré-mourir à nouveau. En 2004, c'est la fin de l'EV1, GM va récupérer tous les véhicules EV1 pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation. Le constructeur fut accusé de céder au lobbying des sociétés

pétrolières.

- En Juillet 2009, La Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et en Avril 2010 pour les clients individuels, puis on a commencé à la vendre au public Hongkongais en mai 2010.

- En décembre 2010, La Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) la voiture électrique à cinq places annoncée qui a été déjà annoncé en 2009, a pu être commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et en arrivant aux marchés européens la fin 2011 (Figure 1.6)



FIGURE 1.6 – La Nissan LEAF

- Aujourd'hui, le véhicule électrique est devenu une réalité. Les principaux constructeurs automobiles, à l'image de Renault avec la ZOE (Figure 1.7) en 2013, ont développé un modèle 100% électrique et non un seul véhicule électrifié. Les installations de bornes de recharge sont aujourd'hui de plus en plus nombreuses [32].



FIGURE 1.7 – La Renault ZOE

## 1.4 Actualités des véhicules électriques

A l'heure actuelle, l'autonomie de l'ensemble des VEs proposés par les constructeurs comprennent des batteries qui peuvent développer une vitesse de (70 km à 200 km).

L'utilisation de la pile à combustible a permis d'augmenter considérablement l'autonomie (400 à 450 km pour le moment) pour arriver à des valeurs proches de celles des véhicules thermiques classiques, donc l'apparition de nouvelles perspectives.

La gamme de puissance s'étale d'environ 15 kW jusqu'à environ 100 kW. C'est l'utilisation

des véhicules qui guident le choix de puissance, dont 20 à 30 kW sont suffisantes pour un véhicule urbain alors que 40 à 50 kW sont préférables pour une voiture routière. Pour ce qui est du prix de ces véhicules, il est encore difficile à établir car les quantités produites sont très faibles, souvent ce ne sont que quelques exemplaires qui sont fabriqués. On peut cependant estimer que si les technologies d'alimentation employées (batteries, pile à combustible) sont fabriquées à grande échelle, alors les prix seraient comparables à ceux des véhicules thermiques. En effet, le prix de l'alimentation constitue la part la plus importante du coût d'un véhicule électrique [1].

## 1.5 Fonctionnement d'un véhicule électrique

Les véhicules électriques sont dotés d'une batterie qui stocke l'énergie et se recharge grâce à l'électricité du réseau, d'un ou plusieurs moteurs électriques avec un système de contrôle et d'un chargeur de batterie.

La batterie est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. Le régulateur sert à régler l'intensité du courant qui alimente le moteur. Son fonctionnement est assez simple : lorsque le conducteur du véhicule appuie sur la pédale de l'accélérateur, la batterie libère du courant. Le convertisseur transforme alors le courant continu (DC) de la batterie en courant alternatif (AC) pour alimenter le moteur (cas d'un moteur AC).

Le convertisseur est une partie intégrante du moteur. Le point fort du véhicule électrique est la chaîne de transmission électromécanique. En effet, un véhicule a besoin d'un couple élevé à basses vitesses afin de pouvoir accélérer et d'un couple moins important à des vitesses de croisière. Ces spécificités sont celles d'un moteur électrique [21].

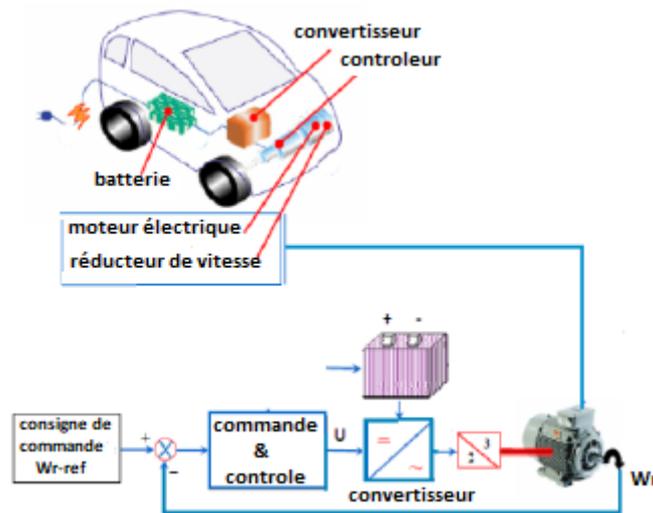


FIGURE 1.8 – Composantes et fonctionnement d'un véhicule électrique.

## 1.6 Classification des véhicules électriques

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, etc. Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions des VEs sont explorées

pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité [5][19].

Les VHs font partie de la famille des véhicules électrifiés qui désigne l'ensemble des véhicules hybrides, hybrides rechargeables et électriques. A l'intérieur de ces familles, plusieurs sous-catégories peuvent exister.

### 1.6.1 Véhicules tout électrique

Il s'agit d'un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d'énergie, ainsi, le VTE semble bien adapté pour les petits véhicules urbains. En effet, ceux-ci ne sont pas trop pénalisés par la limitation de la puissance et de l'autonomie et le problème des pollutions gazeuse et sonore est essentiel pour eux [31].

Le développement de VE est fortement lié au développement de son alimentation en énergie : les batteries. Les batteries dont l'énergie massique est relativement faible sont de plus très lourdes et très coûteuses. Selon la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, on distingue essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible.

#### 1.6.1.1 Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant

Les véhicules électriques fonctionnant avec des batteries, constituent aujourd'hui l'essentiel du parc mondial des véhicules électriques. Une batterie est un système embarqué pouvant stocker de l'énergie électrique pour la restituer par la suite. C'est à ce jour le système le mieux adapté pour l'alimentation des véhicules électriques. Son invention remonte au 19<sup>ème</sup> siècle, il est, de ce fait, le système de stockage le mieux maîtrisé techniquement.

#### 1.6.1.2 Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible

Les VEs à pile à combustible sont semblables aux autres véhicules électriques sauf qu'ils produisent leur propre électricité à bord. La source de cette électricité est la pile à combustible, un dispositif électrochimique semblable à une batterie à plusieurs égards. Plutôt que de stocker et relâcher l'énergie électrique comme une batterie, une pile à combustible produit toutefois de l'électricité par réaction chimique aussi longtemps qu'elle reste alimentée en carburant.

Il y a divers types de piles à combustible qui fonctionnent avec différents carburants mais la pile à membrane échangeuse de protons, considérée comme la plus prometteuse pour les véhicules automobiles, utilise de l'hydrogène  $H_2$  et l'oxygène de l'air ambiant comme carburants [17].

L'application de cette technologie dans le domaine automobile est assez récente et relève encore de l'expérimentation. La pile à combustible existe depuis près deux cents ans. Elle fut inventée en Angleterre au début du 19<sup>ème</sup> siècle par deux anglais, Sir Henry Davy et Sir William Grove.

Son principe de fonctionnement (Figure 1.9) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène.

Cette réaction produit, en fait, de l'électricité, l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante [5].

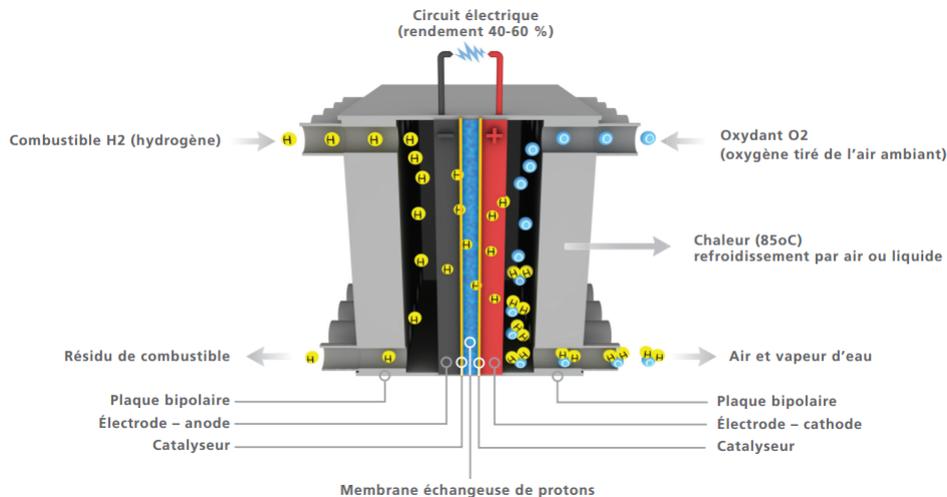
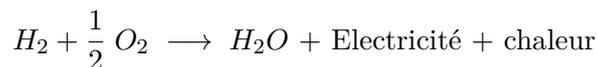


FIGURE 1.9 – Principe de fonctionnement de la pile à combustible

Ballard Power Systems a annoncé d’être la première entreprise de pile à combustible à avoir permis à des bus (Figure 1.10) en service de circuler sur plus de 10 millions km cumulés [35].



FIGURE 1.10 – Auto bus à pile à combustible

La société a réussi cet exploit en sept générations de son moteur à pile à combustible Fc-veloCity , déployé au sein des autobus de 15 pays sur 5 continents au cours des 10 dernières années. Durant cette période, Ballard a travaillé avec 13 fabricants d’autobus pour développer une variété de configurations de bus à pile à combustible, et ceci en étudiant un large éventail de conditions climatiques et de financement [34].

### 1.6.2 Véhicules hybrides

Les véhicules hybrides utilisent au moins deux types de production et de stockage d’énergie habituellement un moteur thermique classique (essence ou diesel ), en plus d’au moins un moteur électrique et le stockage d’électricité par batteries. Ces systèmes peuvent fonctionner simultanément ou indépendamment les uns des autres. Les VHs, sont quant à eux munis d’un moteur classique et d’un moteur électrique qui fonctionnent en combinaison selon la vitesse et

l'accélération du véhicule. Le moteur électrique permet d'améliorer les performances du moteur thermique ainsi que l'autonomie du véhicule [24].

On distingue deux principaux types de système d'entraînement hybrides : parallèle et série, ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie.

### 1.6.2.1 Véhicules hybrides série

Dans ce cas, le principe repose sur le fait que l'énergie électrique utilisée par le moteur électrique peut être produite par un alternateur entraîné par un moteur thermique fonctionnant à vitesse de rotation constante. Les deux moteurs sont donc en série, d'où l'appellation. On peut alors choisir la vitesse de rotation du moteur thermique de manière à obtenir un rendement maximum et par conséquent augmenter la quantité de carburant brûlée dans un cycle moteur, ce qui implique une diminution des rejets gazeux. Par ailleurs, la signature acoustique du moteur thermique peut être améliorée pour la vitesse de rotation fixe choisie [31]. Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure (1.11) :

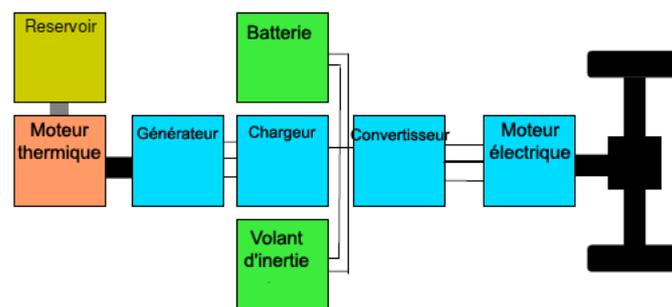


FIGURE 1.11 – Véhicule hybride série

La plus grande partie de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement du moteur électrique est fournie par la génératrice. La batterie est là uniquement en tampon pour fournir des pointes d'énergie ou pour fonctionner en mode tout électrique [31].

Un des inconvénients majeur de ce type d'architecture est le faible rendement global de l'ensemble car la puissance mécanique délivrée par le moteur thermique est tout d'abord convertie en puissance électrique par l'alternateur, éventuellement stockée dans les batteries, puis reconvertie en puissance mécanique par le moteur électrique. Cependant, du point de vue de la commande, cette architecture offre deux degrés de liberté : le régime et le couple du moteur thermique peuvent être choisis quasiment indépendamment des conditions de conduite [21].

### 1.6.2.2 Véhicule hybride parallèle

La première idée est de faire deux véhicules en un, en bénéficiant des avantages de chacun. Le VHP possède ainsi deux moteurs fonctionnant en parallèle, un électrique et un thermique. Les deux moteurs sont utilisés séparément et on résout alors le problème écologique du moteur thermique en ville, en fonctionnant en mode électrique et celui de l'autonomie du véhicule électrique pour les grands déplacements hors des agglomérations en fonctionnant en mode thermique [31].

Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure (1.12) :

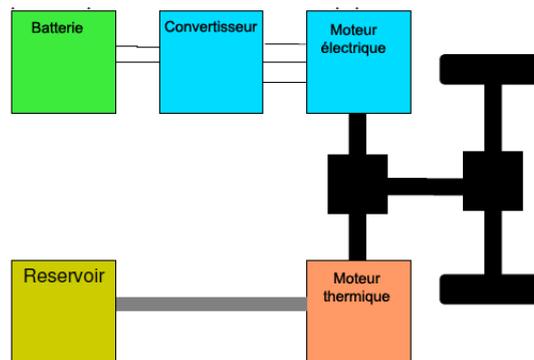


FIGURE 1.12 – Véhicule hybride parallèle

Le moteur électrique joue habituellement aussi le rôle d'un générateur entraîné par le moteur thermique pour recharger les batteries lorsque la puissance électrique n'est pas requise pour propulser le véhicule.

### 1.6.2.3 Véhicule hybride combiné

La catégorie des architectures combinées correspond aux hybrides série/parallèle, appelée aussi hybride parallèle à dérivation de puissance, cette architecture intègre un moteur électrique, une génératrice, et un moteur thermique. Grâce à une gestion efficace des puissances demandées d'un coté, et fournies de l'autre, il est possible de contrôler en régime le moteur thermique, et de partager son couple entre les demandes du véhicule, et la recharge de la batterie. Schématise le fonctionnement d'un hybride combiné [3].

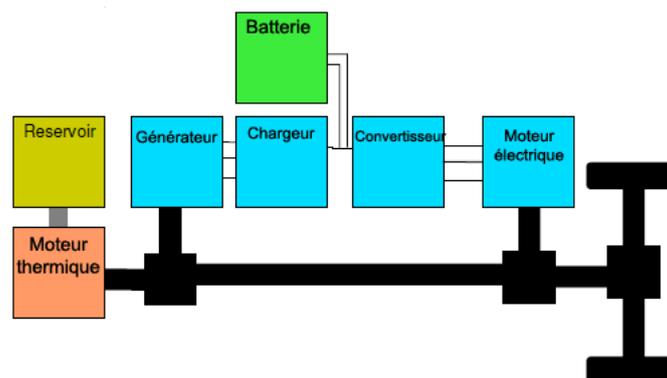


FIGURE 1.13 – Véhicule hybride combiné

## 1.7 Les différentes configurations des véhicules électriques

Notre objectif, est d'établir une liste non exhaustive de quelques ébauches de solutions aux problèmes de la motorisation d'un véhicule électrique. Cette dernière, est proposée sous une forme soit monomoteur, soit multi-moteurs[1].

### 1.7.1 Véhicules électriques mono moteur

L'architecture mono moteur (Figure 1.14) qui emploie un moteur à courant continu, une batterie plus un variateur (un hacheur réversible) en série et un réducteur différentiel (réduction de la vitesse, augmentation du couple)[21].

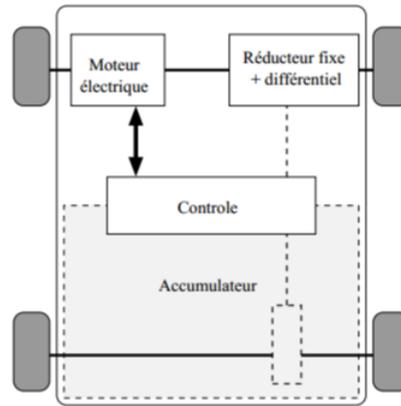


FIGURE 1.14 – Solution monomoteurs

### 1.7.2 Véhicules électriques multi-moteur

Sur les VEs multi moteur on trouve deux grandes architectures, l'une utilise une double chaîne de traction à l'aide de deux moteurs à courant continu qui permet d'avoir plus de fiabilité coté moteur (Figure 1.15), l'autre utilise un moteur asynchrone et deux moteurs roue pour permettre d'augmenter le différentiel mécanique du véhicule [21].

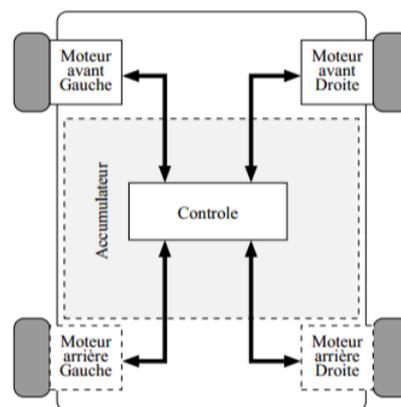


FIGURE 1.15 – Solution multi-moteurs.

Le moteur roue électrique (Figure 1.16) est très proche d'un moteur "normal". La seule différence repose sur son agencement. Au lieu d'avoir un seul moteur placé sous le capot, deux (voir quatre) moteurs de plus petites tailles sont insérés directement dans les roues du véhicule. On notera que les batteries restent placées à l'intérieur de la voiture [33].

Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue et d'autre part de maximiser la capacité du freinage régénérateur.

L'utilisation de ce type de moteur sur des roues directrices permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées de la transmission, de commander indépendamment les roues et en même temps, de libérer de l'espace dans le véhicule [16]. Cette grande liberté permet un contrôle indépendant du couple ce qui peut améliorer la sécurité de transport.

Les inconvénients de ce type de moteur sont l'augmentation de la masse non-suspendue et la difficulté d'intégrer un réducteur. Ainsi, l'introduction d'un moteur à fort couple dans la roue peut avoir tendance à déstabiliser le véhicule.



FIGURE 1.16 – Moteur-roue

### 1.8 Description générale de la chaîne de traction

La chaîne de traction d'un VE est plus simple que celle d'un véhicule thermique. le choix et l'arrangement des composants qui constituent la chaîne de traction décrits dans la figure (1.17) :

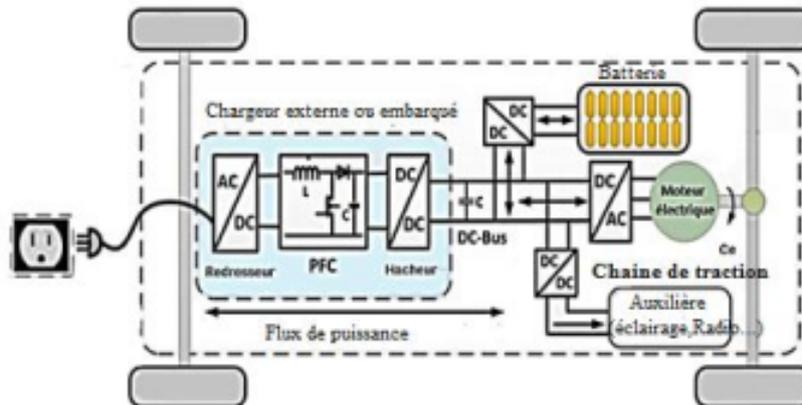


FIGURE 1.17 – Structure de la chaîne de traction dans un VE.

Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique et le contrôle et, enfin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur.

Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique, ainsi que la gestion des flux d'énergie entre eux restent au stade de la recherche.

Dans cette partie, on essaiera de présenter les organes de la traction électrique en justifiant le choix de chaque organe [1][5].

## 1.8.1 L'électronique de puissance dans le véhicule électrique

### 1.8.1.1 Les redresseurs (AC/DC)

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisées pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseaux de distribution générale, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique, en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques ou dans une batterie de grande capacité [16].

### 1.8.1.2 Les onduleurs (DC-AC)

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le ou les moteurs de traction un dispositif de conversion appelé onduleur, qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage [6][16].

### 1.8.1.3 Les hacheurs (DC-DC)

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation des divers récepteurs (capteurs, régulateurs, etc.). Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- Ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu .
- Ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc...).

### 1.8.1.4 Le chargeur

Les chargeurs de batteries sont spécifiques au type d'alimentation électrique à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Pendant la charge, la batterie se comporte comme un récepteur de courant [5]. Deux grands types des chargeurs ont été définis pour cette fonction :

- **les chargeurs de type " lents " :** Le chargeur de type lent est un dispositif d'une puissance moyenne, généralement de 3 kW. Il nécessite pour une charge complète du pack de batteries une durée de 5 à 8 heures. Cette opération peut donc s'effectuer en heures creuses.

- **les chargeurs de type " rapides " :** Les structures, dont la puissance transmise est supérieure à 10 kW, ont été classées dans les chargeurs dits rapides. La puissance maximale atteint aujourd'hui 150 kW. L'objectif de ce type de montage est de permettre, en peu de temps (inférieur à 30 min.) une recharge partielle (80 %) des batteries [22].

Le tableau (1.1) donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

Durée de recharge	Alimentation	Tension	Courant maximum	Type de charge
6 à 8 heures	Monophasée 3.3 kw	230 VAC	16 A	Lente
2 à 3 heures	Triphasée 10 kw	400 VAC	16 A	
3 à 4 heures	Monophasée 7 kw	230 VAC	32 A	
1 à 2 heures	Triphasée 22 kw	400 VAC	32 A	Rapide
20 à 30 minutes	Triphasée 43 kw	400 VAC	63 A	
20 à 30 minutes	Continue 50 kw	400 à 500 VAC	100 à 125 A	

TABLE 1.1 – Temps de charge des batteries [5]

## 1.8.2 Diverses sources d'énergie électrique

### 1.8.2.1 La batterie

La batterie est le point de stockage de l'électricité. Elle est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. La batterie est chargée, à partir d'une source extérieure pendant les périodes de repos, le major problème de cette dernière c'est la durée de vie qui n'est pas très grande, et le temps important qu'elle prenne pour se charger. Elles peuvent être en plomb, en Ni-Cd, en Ni-Mh ou en lithium (Figure 1.18) :



FIGURE 1.18 – Différentes types des batteries.

- **Les batteries au plomb** : représentent la technologie la plus ancienne, elles furent utilisées dans les premiers temps des VE, aujourd'hui sont largement délaissées. La raison en est leurs caractéristiques énergétiques et de puissance plus faibles par unité de masse que les autres solutions disponibles.

- **Les batteries au nickel-cadmium (Ni-Cd)** : largement utilisées au XXe siècle, souffrent en partie des mêmes problèmes que celles au plomb en termes de performances. et la toxicité du cadmium contenu dans ces batteries fait que leur usage est très encadré et que leur application risque d'être limitée [18].

- **Les batteries au nickel-hydrure métallique (Ni-MH)** : sont largement utilisées à l'heure actuelle dans les VEH, et sont réputées avoir une longue durée de vie et une meilleure densité énergétique que les deux premières. Pour autant leurs performances restent encore trop faibles pour être le seul conteneur d'énergie d'une voiture [18].

- **les batteries au lithium** : ce sont celles qui présentent le meilleur rapport masse-puissance et masse-énergie. Par ailleurs elles ne souffrent pas de « l'effet mémoire » (une perte de capacité lorsqu'elles sont rechargées avant d'être complètement déchargées). La plus utilisée est la batterie Lithium-ion, les chercheurs pensent que se composant prolongerait de façon conséquente l'autonomie du véhicule [5]

En effet, il serait possible que le véhicule puisse parcourir plus de 200 km avec cette batterie de nouvelle génération. En outre, la batterie au lithium favoriserait un abaissement des coûts de consommation et gagnerait facilement de la sorte la faveur des acheteurs [15].

Le tableau (1.2) donne une comparaison des différents technologies des batteries :

Batterie	Plomb acide	Ni-Cd	Ni-Mh	Li-ion
Densité énergétique (Wh/kg)	30-50	45-80	60-120	160-200
Nombre de cycles (charge/décharge)	500 à 800	1000 à 2000	600 à 1500	400 à 1200
Temps de charge	6 à 12h	1 à 2h	2 à 4h	2 à 4h
Température de fonctionnement	-20 à 60C	-40 à 60C	-20 à 60C	-20 à 60C

TABLE 1.2 – Tableau comparatif des technologies des batteries.

### 1.8.2.2 Les super condensateurs

Les super condensateurs (Figure 1.19) stockent l'énergie sous forme électrostatique. Ils sont des systèmes de stockage d'énergie de faible densité d'énergie mais d'une densité de puissance importante. Par conséquent, ils sont utilisés dans les phases transitoires pour fournir les pics de puissance demandés, afin de réduire les sollicitations en courant, de diminuer la taille et d'augmenter la durée de vie de la source principale d'énergie (batteries ou pile à combustible) [11].



FIGURE 1.19 – Exemple de super condensateur.

Le super condensateur se compose de deux collecteurs métalliques (Figure 1.20), chacun couplés à deux électrodes carbonées, poreuses et imprégnées d'électrolyte.

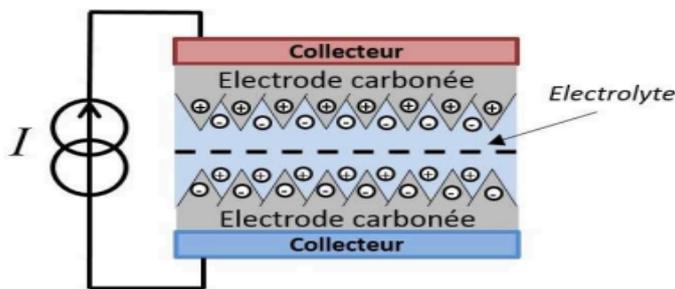


FIGURE 1.20 – Composition d'un super condensateur.

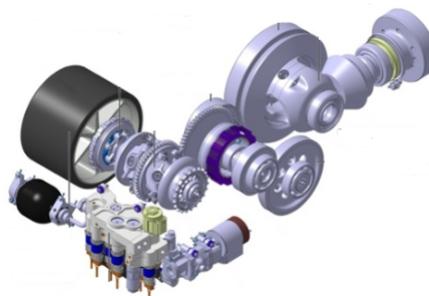
Pour remédier aux problèmes de sur-dimensionnement des batteries dans les applications VEH, les super condensateurs présentent des propriétés très intéressantes. la cinétique du transfert de charge est plus rapide que dans le cas des batteries. Leur durée de vie est de l'ordre de quelques centaines de milliers de cycles de charge/décharge [10].

### 1.8.2.3 Les volants d'inertie

Les volants d'inertie stockent l'énergie électrique sous forme d'énergie cinétique. Ils sont soit totalement mécanique avec un système d'embrayage et un multiplicateur de vitesse (Figure 1.21b) soit le système est composé d'un volant entraîné par une machine électrique (Figure 1.21a). Les points positifs sont la durée de vie des éléments sous vide et la puissance massique. La sécurité est le problème majeur de cette technologie car le rotor tourne à très haute vitesse (jusqu'à 80 000tr/min) [11].



(a) Volant d'inertie du tramway



(b) Volant d'inertie mécanique

FIGURE 1.21 – Les volants d'inertie

Le couplage de ce volant avec un moto-générateur permet de transformer l'énergie cinétique sous forme électrique. Pour augmenter la densité d'énergie et pour minimiser le volume du système, on préfère augmenter la vitesse plutôt que le moment d'inertie.

Les volants d'inertie modernes à très haute vitesse utilisent un volant en matériaux composites capables de résister à la force centrifuge et surtout à de très grandes vitesses périphériques, la limite étant à environ 800m/s [10].

Actuellement, l'utilisation d'un volant d'inertie n'est pas envisagée pour les véhicules légers

et elle est limitée aux véhicules lourds car ils restent une procédure complexe qui conduit à un coût élevé [10].

### 1.8.3 Le moteur électrique

C'est un composant très simple au cœur de la voiture électrique, il joue sur les forces d'interactions (vecteurs forces) entre un électroaimant et un aimant permanent. Il est utilisé pour convertir l'énergie électrique qui provient de la source, en énergie mécanique utilisée pour propulser le véhicule durant les phases de traction, ou inversement l'énergie mécanique en énergie électrique lors des phases de freinage, pour permettre la récupération d'énergie (régénération). Lors du freinage, la chaîne mécanique devient en partie la source de puissance, et la source d'énergie principale (batterie) devient le récepteur [6].

#### 1.8.3.1 Le moteur à courant continu (MCC)

La source d'énergie provenant de la batterie étant à courant continu, la choix d'un moteur à courant continu semble un choix évident. Historiquement, les entraînements utilisant des moteurs à courant continu ont été employés bien en avant dans les véhicules électriques parce qu'ils offrent un contrôle de vitesse simple. De plus, ce type de moteur dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faible vitesse). En revanche, leur fabrication est onéreuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur. Leur vitesse est limitée et ayant une faible puissance massique avoisinant en générale, les 0,3 à 0,5 kW/kg, alors que celle des moteurs à essence est de l'ordre 0,75 à 1,1 kW/kg. Ce qui les rend moins fiables et non appropriés dans ce domaine d'application [19].

#### 1.8.3.2 Le moteur asynchrone (MAS)

Le moteur asynchrone est formé d'un stator et d'un rotor :

- **Stator** : la partie fixe du moteur. Il comporte trois bobinages (ou enroulements) qui peuvent être couplés en étoile (Y) ou en triangle ( $\Delta$ ) selon le réseau d'alimentation.
- **Rotor** : la partie tournante du moteur. Cylindrique, il porte soit un bobinage (d'ordinaire triphasé comme le stator) accessible par trois bagues et trois balais, soit une cage d'écureuil non accessible, à base de barres conductrices en aluminium. Dans les deux cas, le circuit rotorique est mis en court-circuit (par des anneaux ou un rhéostat)[8].

La machine asynchrone, du part sa simplicité de fabrication et d'entretien est actuellement la machine la plus répandue dans le secteur industriel et présente de bien meilleures performances que les autres types de machines. Par ailleurs, ces machines possèdent un couple massique, un rendement et un facteur de puissance plus faible que les machines à aimants.

#### 1.8.3.3 Le moteur synchrone

Bien que plus délicats à piloter, plus coûteux et potentiellement moins robuste, le choix du moteur synchrone s'est imposé dans les véhicules électriques et hybrides. La machine synchrone offre le meilleur rendement en mode générateur et moteur. Le moteur synchrone se compose,

comme le moteur asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. La seule différence se situe au niveau de la conception du rotor [8].

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons deux types les plus fréquents dans la littérature :

**1.8.3.3.1 Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) :** C'est le moteur la plus populaire pour l'entraînement des véhicules électriques car, il offre des meilleures performances en termes de rendement, de couple et de puissance massique. De plus, il demande peu de maintenance et il est relativement facile à commander. Cependant le coût de production, dépendant essentiellement de la qualité des aimants, est parmi les plus élevés [5].

**1.8.3.3.2 Le moteur synchrone à reluctance variable (MRV) :** Le rotor de ce type de moteur ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet reluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif.

Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature ( $L_d/L_q$ ) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement en vitesse à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance (plus ce rapport est élevé plus le facteur de puissance est grand). L'obtention d'un rapport ( $L_d/L_q$ ) élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le cout[3].

Chacun de ces moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent.

Le tableau (1.3) résume les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

	<b>MCC</b>	<b>MAS</b>	<b>MSAP</b>	<b>MRV</b>
<b>Rendement maximale</b>	Bon	Passable	Trés bon	Moyen
<b>Rendement moyen</b>	Moyen	Bon	Trés bon	Bon
<b>Vitesse maximale</b>	Passable	Bon	Bon	Bon
<b>Coût électronique de puissance</b>	Trés bon	Passable	Moyen	Bon
<b>Coût de moteur</b>	Passable	Bon	Moyen	Trés bon
<b>Espace couple-vitesse</b>	Moyen	Moyen	Trés bon	Bon

TABLE 1.3 – Avantages et inconvénients des moteurs utilisées dans les VE [5]

Sur cette étude, nous optons pour le moteur synchrone à aimants permanents car c'est le plus favorisée en termes de critères technologiques (tel que le meilleur rendement en mode générateur et moteur), en plus il a un couple massique plus élevé.

Le véhicule électrique choisi dans tous ce qui suit est propulsé par deux roues motrices arrière. les deux roues seront commander par un moteur synchrone à aimants permanent à travers un réducteur de rapport fixe.

## 1.9 Avantages et inconvénient des véhicules électriques [4]

### 1.9.1 Avantages

La voiture électrique possède plusieurs avantages qui permettront aux consommateurs de faire à terme la différence entre les véhicules électriques et les véhicules thermiques :

- Les véhicules électriques sont dépourvus de pollution sonore puisqu'ils sont totalement silencieux.
- Les véhicules électriques sont agréables à conduire, avec un roulement qualifié de « doux » en raison d'une accélération continue et progressive car le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage).
- L'architecture technique des véhicules électriques est simple il est composés de 6000 pièces de moins qu'une auto traditionnelle.
- Ces véhicules sont plus faciles d'entretien et leurs dépenses sont réduites de 30 à 40 (par exemple le moteur électrique ne requiert pas de vidange). De plus, les occasions de pannes sont 3 fois moins nombreuses.
- Les véhicules électriques ne consomment pas d'énergie dans les embouteillages et les freinages (la voiture se recharge seule). Ils sont donc très adaptés au milieu urbain qui sera le principale mode d'habitat du futur (mégapole).
- Le moteur électrique a un rendement énergétique 3 fois plus élevé que celui d'un moteur thermique.
- Le démarrage est très rapide, il suffit d'appuyer sur un bouton pour quelle se mette en marche (fini les problèmes de démarrages pendant les temps froids d'hiver).
- Le principal avantage est l'indépendance vis-à-vis du pétrole.

### 1.9.2 Inconvénients

Comme la voiture électrique possède plusieurs avantages, elle a aussi des malle-faits :

- Question autonomie.
- Sans oublier que la voiture se doit d'être la plus légère possible : plus la masse du véhicule augmente, plus il demande d'énergie, et donc moins il circule longtemps.
- D'autant que comme les produits innovants ont un coût souvent élevé, le prix de ces voitures devrait être élevé.
- Ainsi la durée de recharge des batteries électriques est encore importante. De plus, lors de l'utilisation, le moteur électrique ne produit pas de chaleur. L'habitacle de la voiture n'est pas chauffé. Pour un meilleur confort (climatisation, radio, etc.), la décharge des batteries est accélérée.
- La durée de vie de la batterie et la puissance du moteur électrique ne sont pas encore très importantes.

## 1.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une présentation générale des véhicules électriques (VE) puis nous avons exposé leurs évolutions à travers le temps, ensuite nous avons nommé leurs différents types ainsi que leur classification selon les sources d'énergie. Nous avons présenté aussi l'architecture des chaînes de tractions des VEs tout en se basant sur les différentes technologies utilisées pour ce type de véhicule, le travail de ce premier chapitre contient aussi la justification du choix de la solution d'entraînement indirecte (avec réducteur) à deux roues motrices arrières, ces dernières utilisent un moteur synchrone à aimants permanents pour la propulsion du véhicule.

L'étude de la modélisation et de la commande linéaire pour l'asservissement en vitesse du véhicule électrique sera le contenu du prochain chapitre.

## Chapitre 2

# MODÉLISATION ET COMMANDE LINÉAIRE D'UN VE

## 2.1 Introduction

La modélisation de la dynamique du VE est critique, Afin de comprendre les phénomènes qui régissent leurs fonctionnement complexes, il est nécessaire d'étudier les sous systèmes qui les composent [20].

Ce chapitre est destiné à l'étude de la dynamique longitudinale du VE , à la modélisation de la partie électrique et son couplage avec la partie mécanique, ainsi qu'à la commande vectorielle de l'actionneur électrique du type (MSAP) alimenté par un onduleur de tension, ce dernier sera commandé par la technique MLI. L'asservissement de la vitesse longitudinale du VE sera assuré par des régulateurs de type PI. Les simulations qui vont suivre dans ce chapitre seront réalisées par le logiciel MATLAB/Simulink.

## 2.2 Dynamique de véhicule

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement [1]. Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui lui agissent dans cette direction. La figure (2.1) montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

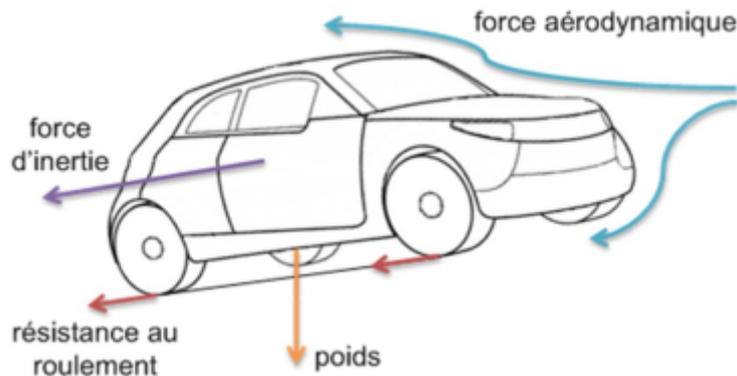


FIGURE 2.1 – Bilan des forces agissant sur la véhicule

- L'appliquant de deuxième loi de Newton nous donne :

$$F_{tot} - F_{res} = M \frac{dV}{dt} \quad (2.1)$$

Où :

$V$  : la vitesse du véhicule.

$F_{tot}$  : l'effort de traction totale du véhicule

$F_{res}$  : la résistance totale

$M$  : la masse totale du véhicule.

- L'effort total de traction d'un véhicule peut se décomposer en :

$$F_{tot} = F_r + F_a + F_g + F_{acc} \quad (2.2)$$

Où :

$F_r$  : force de résistance de roulement des roues.

$F_a$  : force aérodynamique.

$F_g$  : force d'inclinaison.

$F_{acc}$  : force d'accélération.

### 2.2.1 Force de roulement

La force de résistance de roulement  $F_r$  est produite par le pneu au contact de la surface de la chaussée, elle est liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement ce coefficient de roulement  $C_{rr}$  vaut environ 0.01, il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier [2][5].

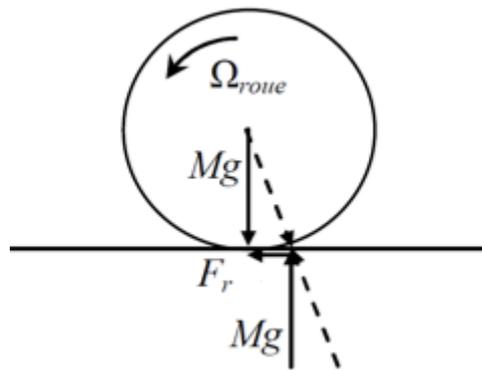


FIGURE 2.2 – La force de roulement sur la roue [27]

Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_r = (C_{rr}m_{av} + C_{rr}m_{ar})g \simeq MgC_{rr} \quad (2.3)$$

Où :

$m_{av}$  et  $m_{ar}$  : les masses portées par les roues avant et arrière.

$M$  : La masse totale véhicule.

### 2.2.2 Force aérodynamique

La force aérodynamique est proportionnelle à la masse volumique de l'air, au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale du véhicule et à son coefficient de pénétration dans l'air  $C_x$ . Elle est exprimée par la relation suivante :

$$F_a = \frac{1}{2} \rho S_f C_x (V - V_{vent})^2 \quad (2.4)$$

Avec :

$\rho$  : densité volumique de l'air, en générale pris égal à 1,23(kg/m<sup>3</sup>).

$S_f$  : section frontale du véhicule.

$V$  : vitesse du véhicule.

$V_{vent}$  : vitesse du vent.

Le coefficient  $C_x$  peut être estimé à[7] :

- 0.2 pour un véhicule ayant un très bon profil.
- 0.3 pour un véhicule ayant un bon profil.
- 0.5 pour un véhicule typique.
- 0.7 pour une camionnette.

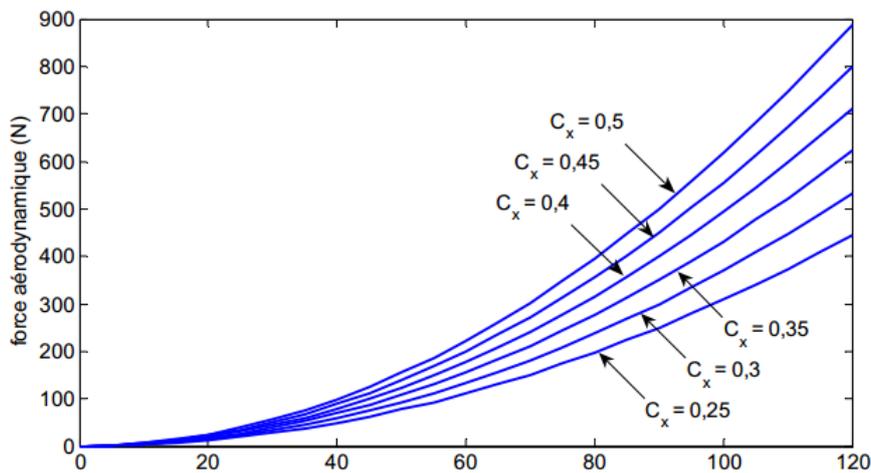


FIGURE 2.3 – Force aérodynamique pour différentes valeurs de  $C_x$  [27]

### 2.2.3 Force d'inclinaison

C'est la force de résistance due à la pente d'angle  $\alpha_p$  à gravir (force liée au profil de la route). Pour caractériser le profil de la route sur un parcours donné, il faut cartographier la pente en fonction de la distance et déterminer ce qui permet de déduire la pente à chaque instant[9].

$$F_g = Mg \sin(\alpha_p) \tag{2.5}$$

Où :

$\alpha_p$  : l'angle de la pente.

Pour simplifier les calculs,  $\sin(\alpha_p)$  est souvent remplacé par la pente « p » pour  $p < 20\%$  :

$$F_g = Mgp \tag{2.6}$$

La pente en (%) est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance de 100 mètres :

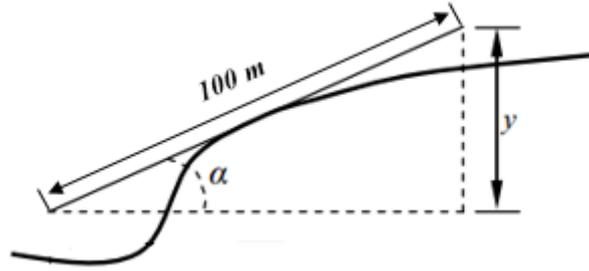


FIGURE 2.4 – Pente sur la route

Si  $y$  représente l'élévation verticale, la pente (%) est donnée par la relation suivante [29] :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100} 100(\%) \quad (2.7)$$

### 2.2.4 Force 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 de véhicule et l'accélération imposée par le conducteur [9].

$$F_{acc} = M \frac{dV}{dt} = M\gamma \quad (2.8)$$

Avec :

$\gamma$  : L'accélération de véhicule.

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse du déplacement est donnée par l'expression suivante :

$$P = F_{tot}V \quad (2.9)$$

Le couple de traction total est lié à la force de traction par la relation :

$$C_{tot} = F_{tot}R \quad (2.10)$$

Où :

$R$  : Rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$C_r = F_R R \quad (2.11)$$

Avec :

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (2.12)$$

Où :

$F_R$  : La force de résistance totale.

La vitesse angulaire des roues  $w_{(roue)}$  est liée à la vitesse du véhicule  $V$  par la relation :

$$w_{(roue)} = \frac{V}{R} \quad (2.13)$$

## 2.3 Modélisation de MSAP

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé.

La modélisation de MSAP est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [12].

### 2.3.1 Les équations de MSAP dans le référentiel (a, b, c)

La représentation symbolique du (MSAP) est donnée sur la figure (2.5).

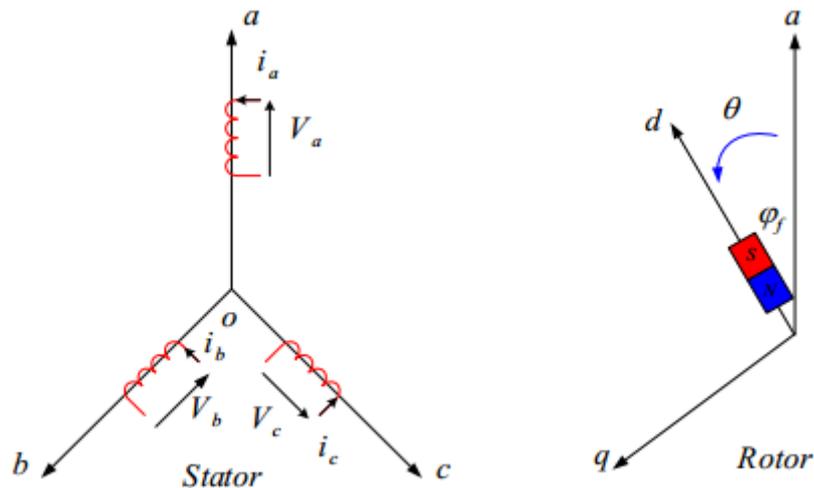


FIGURE 2.5 – Schéma de la MSAP [30]

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et les courants, nous considérons le modèle de MSAP qui comprend trois types d'équations :

### 2.3.1.1 Équations électriques

Les équations triphasées des tensions :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (2.14)$$

Où :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T : \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T : \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T : \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance statorique.}$$

Pour l'ensemble des phases statoriques, on déduit les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les équations triphasées des flux statoriques :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\phi_{sf}] \quad (2.16)$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Avec :

$[L_s]$  : Matrice inductance de stator.

$L_a, L_b, L_c$  : les inductances propres des trois phases a,b et c.

$M_{ab}, M_{bc}, M_{ac}$  : les inductances mutuelles entre phases.

$[\phi_{sf}]$  : Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \phi_{af} \\ \phi_{bf} \\ \phi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \cos p\theta \\ \phi_f \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_f \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$\phi_f$  : la valeur crête constante du flux crée par l'aimant lisse à travers les enroulements statoriques.

$\theta$  : Angle de charge désignant la position du rotor par rapport au stator défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t w_r dt \quad (2.19)$$

sachant que :

$$w_r = \frac{w}{p} \quad (2.20)$$

Avec :

$w_r$  : vitesse de rotation du rotor (rad/s).

$w$  : pulsation des courants alternatifs (rad/s).

$p$  : nombre de paires de pôles.

### 2.3.1.2 Équations mécaniques

L'application de la 2ème loi de Newton donne l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J_m \dot{w}_r + f_m w_r = C_{em} - C_r \quad (2.21)$$

Avec :

$J_m$  : Moment d'inertie

$f_m$  : Coefficient de frottement.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

### 2.3.1.3 Équations électromagnétiques

L'équation de couple électromagnétique prend la forme suivante :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[ \frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (2.22)$$

L'étude analytique du comportement des équations (2.14) et (2.16) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [28].

### 2.3.2 La transformation de Park

La transformation de Park (Figure 2.6) est un outil mathématique qui consiste à transformer le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de  $2\pi/3$  en deux bobines fictives équivalentes déphasées de  $\pi/2$  et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d [23][25].

Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

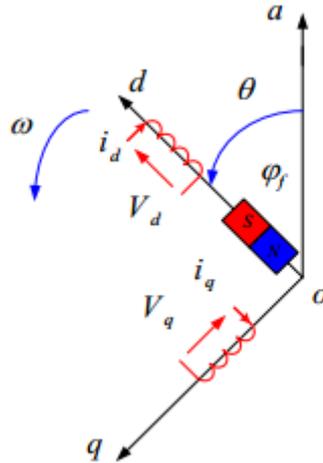


FIGURE 2.6 – Représentation de la transformation de Park [30]

Le passage du système triphasé réel au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes [27] :

$$\begin{cases} [V_{dqo}] = P(\theta) \cdot [V_{sabc}] \\ [i_{dqo}] = P(\theta) \cdot [i_{sabc}] \\ [\phi_{dqo}] = P(\theta) \cdot [\phi_{sabc}] \end{cases} \quad (2.23)$$

$P(\theta)$  : La matrice de transformation définit par :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par [27] :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

### 2.3.3 Les équations de MSAP dans le référentiel (d,q)

#### 2.3.3.1 Équations électrique

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - w_r \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + w_r \phi_d \\ V_o = R_s i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (2.26)$$

Avec :

$V_d$  et  $V_q$  : Les tensions statoriques sur les axes axe d et q.

$i_d$  et  $i_q$  : Les Courants statoriques sur les axes axe d et q.

$V_o$  : La composante homopolaire, elle est nulle pour un système équilibré.

$\phi_d$  et  $\phi_q$  : Les flux dans les enroulements d et q du système diphasé ont pour expressions :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.27)$$

Où :

$L_d$  et  $L_q$  : Les inductances propres des enroulement d et q.

#### 2.3.3.2 Équations mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$J_m \dot{w}_r + f_m w_r = C_{em} - C_r \quad (2.28)$$

### 2.3.3.3 Équations électromagnétique

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante [23] :

$$P_a = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (2.29)$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \quad (2.30)$$

On remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leur expressions :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{3}{2} \left[ \left( R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w L_q i_q \right) i_d + \left( R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w L_d i_d + w \phi_f \right) i_q \right] \\ &= \frac{3}{2} \left[ P_w \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) + R_s (i_d^2 + i_q^2) \left[ L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right] i_d \right] \end{aligned} \quad (2.31)$$

Cette puissance est composé de :

- $P_j = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$  : les pertes Joule.
- $P_{mag} = \frac{3}{2} \left( L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right)$  : la variation d'énergie magnétique emmagasinée.
- $P_{em} = \frac{3}{2} P_w \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right)$  : la Puissance électromagnétique.

le couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante [28] :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{w} = \frac{3}{2} P \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (2.32)$$

### 2.3.4 Mise sous forme d'équation d'état

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état  $x$ , le vecteur d'entrée  $u$  et le vecteur de sortie  $y$ . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des courants et la vitesse.

Donc le MSAP peut être modéliser sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \left( -R_s x_1 + P \frac{L_d}{L_q} x_2 x_3 - P \frac{\phi_f}{L_q} x_3 \right) \\ \frac{1}{L_d} \left( -R_s x_2 + P \frac{L_q}{L_d} x_1 x_3 \right) \\ \frac{1}{J_m} \left( C_{em} - f_m x_3 \right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ C_r \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Avec :  $x_1 = i_q$  ,  $x_2 = i_d$  ,  $x_3 = w_r$

A partir des expressions (2.28) et (2.33), le modèle de le MSAP dans le repère de Park est schématisé par la figure suivante :

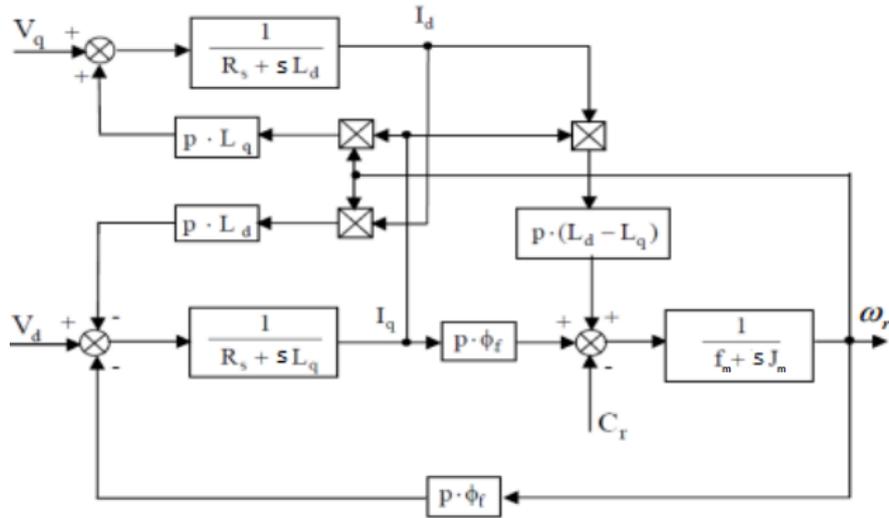


FIGURE 2.7 – Modèle de la machine dans le repère de Park.

## 2.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à un convertisseurs DC/AC.

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande[23][13][25]. On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ★ Selon la source :
  - Onduleurs de tension.
  - Onduleurs de courant.
- ★ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).
- ★ Selon le nombre de niveaux(2,3, etc).

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour le MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

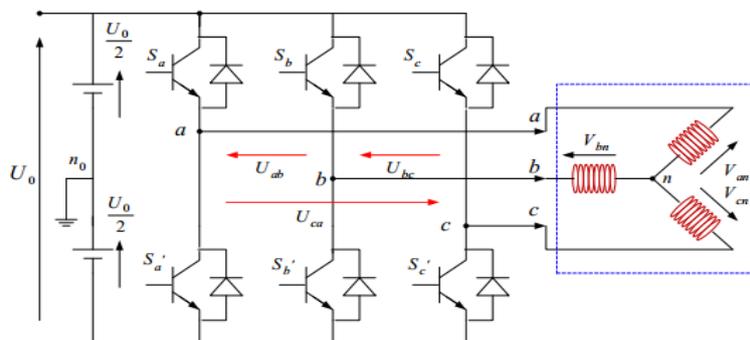


FIGURE 2.8 – Schéma de l'onduleur de tension

Pour obtenir une tension alternative, la tension continue d'entrée doit être découpée et appliquée à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs [26].

Afin d'éviter le court-circuit de la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

On considère un convertisseur idéal, d'où les hypothèses suivantes :

- la commutation des composants est instantanée.
- les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables.
- la charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé.

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (2.34)$$

Au niveau de la charge, les relations donnant les tensions simples sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (2.35)$$

Et en effectuant les différences membre à membre, on obtient :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = 2V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) \\ U_{bc} - U_{ab} = 2V_{bn} - (V_{an} + V_{cn}) \\ U_{ca} - U_{bc} = 2V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) \end{cases} \quad (2.36)$$

Sachant que les tensions  $(V_{an}, V_{bn}, V_{cn})$  forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = 3V_{an} \\ U_{bc} - U_{ab} = 3V_{bn} \\ U_{ca} - U_{bc} = 3V_{cn} \end{cases} \quad (2.37)$$

D'où les nouvelles expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.38)$$

Les tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points a,b,c et le point milieu fictif  $n_0$  sont alors donnée par :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(2V_{bn_0} - V_{an_0} - V_{cn_0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(2V_{cn_0} - V_{an_0} - V_{bn_0}) \end{cases} \quad (2.39)$$

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an_0} \\ V_{bn_0} \\ V_{cn_0} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne telle que :

- $S_{a,b,c} = 1$  : Interrupteur du demi-bras haut est fermé et du demi-bras bas ouvert.
- $S_{a,b,c} = 0$  : Interrupteur du demi-bras haut est ouvert et du demi-bras bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{an_0} \\ V_{bn_0} \\ V_{cn_0} \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice de connexion suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} U_0 \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

### 2.4.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [30]. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (2.9).

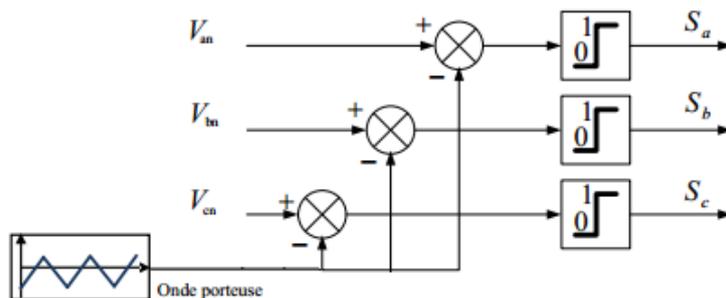


FIGURE 2.9 – Schéma de principe de MLI sinus-triangle.

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier appelé signal de référence, 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, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence  $f_p$  par rapport au signal de référence de fréquence  $f$  tel que :  $f_p \gg f$ .

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs (Figure 2.10).

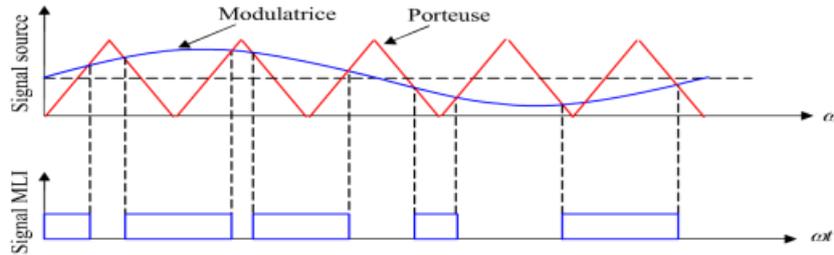


FIGURE 2.10 – Principe de la commande MLI S-T

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{2.43}$$

Avec :

$m$  : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence.

$$r = \frac{V_r}{V_p} \tag{2.44}$$

Où :

$r$  : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse.

## 2.5 Couplage entre deux modèle mécanique et électrique

La partie dynamique du véhicule à étudier est couplée à la motorisation électrique à travers un réducteur (Figure 2.11).

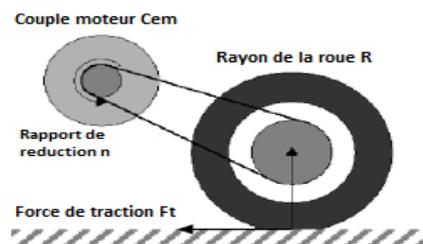


FIGURE 2.11 – Mécanisme du réducteur[5]

Ce réducteur doit être choisi de manière à ce que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant, il permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de la machine électrique et les roues.

L'équation dynamique du mouvement du véhicule est :

$$\begin{aligned} M.\dot{V} &= F_{tot} - F_{res} \\ &= F_{fr} + F_{ar} - F_{res} \end{aligned} \quad (2.45)$$

Où :

$F_{fr}$  et  $F_{ar}$  : Les forces de traction longitudinales des roues frontales et arrières.

Le véhicule est propulsé par les deux roues arrière, donc les forces frontales sont nulles ( $F_{fr} = 0$ ).

La vitesse longitudinale véhicule est approximée par :

$$V = R.w_{(roue)} \quad (2.46)$$

La relation entre la vitesse du moteur et la vitesse de roue est donnée par :

$$w_r = n.w_{(roue)} \quad (2.47)$$

Avec :

$n$  : Le rapport de réduction de vitesse.

Donc, l'accélération longitudinale est déduite comme suite :

$$\dot{V} = \frac{R}{n}\dot{w}_r \quad (2.48)$$

Remplaçons (2.48) dans (2.45) :

$$M\frac{R}{n}\dot{w}_r = F_{ar} - F_{res} \quad (2.49)$$

De cette équation, la force de traction est exprimée :

$$F_{fr} = M\frac{R}{n}\dot{w}_r - F_{res} \quad (2.50)$$

L'équation dynamique de la rotation de roue motrice est donnée par :

$$J_w\dot{w}_{(roue)} = C_t - R.F_{fr} \quad (2.51)$$

Substituons (2.50) dans (2.51) :

$$J_w.\dot{w}_{(roue)} = C_t - R\left(M\frac{R}{n}\dot{w}_r - F_{res}\right) \quad (2.52)$$

De cette équation, on trouve le couple de traction de la roue :

$$C_t = \frac{J_w}{n} \dot{w}_r + R \left( M \frac{R}{n} \dot{w}_r - F_{res} \right) \quad (2.53)$$

L'équation de rotation de moteur est exprimée comme suite :

$$J_m \cdot \dot{w}_r + f_m \cdot w_r = C_{em} - \frac{C_t}{n} \quad (2.54)$$

Substituons (2.53) dans (2.54) :

$$J_m \cdot \dot{w}_r + f_m \cdot w_r = C_{em} - \frac{J_w}{n^2} \dot{w}_r - R \left( M \frac{R}{n^2} \dot{w}_r + \frac{F_{res}}{n} \right) \quad (2.55)$$

Donc :

$$\left( J_m + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{n^2} \right) \dot{w}_r + f_m \cdot w_r = C_{em} - \frac{R}{n} F_{res} \quad (2.56)$$

Enfin :

$$J_e \cdot \dot{w}_r + f_e \cdot w_r = C_{em} - C_{r(mot)} \quad (2.57)$$

Avec :

$$J_e = \left( J_m + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{n^2} \right) , \quad f_e = f_m , \quad C_{r(mot)} = \frac{R}{n} F_{res}$$

En insérant les équations électriques de MSAP, le modèle globale du véhicule s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{f_e}{J_e} x_1 + \frac{3}{2J_e} (p\phi_f x_3 + p(L_d - L_q)x_2 x_3) - \frac{1}{J_e} C_{r(mot)} \\ \dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_d} x_2 + p \frac{L_q}{L_d} x_3 x_1 + \frac{1}{L_d} V_d \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_q} x_3 - p \frac{L_d}{L_q} x_2 x_1 - p\phi_f x_1 + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (2.58)$$

Avec :

$$x_1 = w_r , \quad x_2 = i_d , \quad x_3 = i_q$$

## 2.6 La commande vectorielle

Comme le modèle de MSAP que nous avons présenté est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée

fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique[13][23].

### 2.6.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée, elle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple [23].

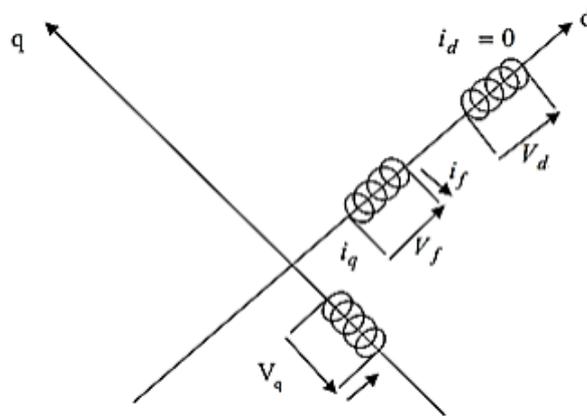


FIGURE 2.12 – Commande par orientation du champ de la MSAP

L'équation de couple ( $C_{em}$ ) montre que celui-ci dépend de deux variables  $i_q$  et  $i_d$ . Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante  $i_d$  nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu a excitation séparée[30].

L'expression du couple devient :

$$i_d = 0 \quad \implies \quad C_{em} = \frac{3}{2} p \phi_f i_q \quad (2.59)$$

Comme le flux  $\phi_f$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $i_q$ .

Donc :

$$C_{em} = K i_q \quad (2.60)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \phi_f$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle va être effectué en réalisant une boucle de réglage de courant  $i_d$  , maintenu à une valeur de référence nulle. Ce qui nécessite un découplage dans le cas d'une commande linéaire.

## 2.6.2 Le découplage

Le modèle de MSAP dans le système de référence Park résulte en un système d'équations différentiel où les courants ne sont pas indépendants les uns des autres. Ils sont reliés par des termes non linéaires ( $pw_r L_q i_q$ ) et ( $pw_r L_d i_d$ ) :

$$\begin{cases} V_d = \left[ R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right] - pw_r L_q i_q \\ V_q = \left[ R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right] + pw_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.61)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants[30].

### 2.6.2.1 Découplage par compensation

Le but de la compensation est de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande "e<sub>d</sub>" et "e<sub>q</sub>" telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_d^* - e_d \\ V_q = V_q^* + e_q \end{cases} \quad (2.62)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_d^* = \left[ R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right] \\ V_q^* = \left[ R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right] \end{cases} \quad (2.63)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = pw_r L_q i_q \\ e_q = pw_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.64)$$

On a donc les courants "i<sub>d</sub>" et "i<sub>q</sub>" sont découplés. Le courant i<sub>d</sub> ne dépend que de V<sub>d</sub><sup>\*</sup>, et i<sub>q</sub> ne dépend que V<sub>q</sub><sup>\*</sup>, à partir de l'équation (2.63) les courant i<sub>d</sub> et i<sub>q</sub> s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_d^*}{R_s + sL_d} \\ i_q = \frac{V_q^*}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (2.65)$$

s : Opérateur de la place.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous :

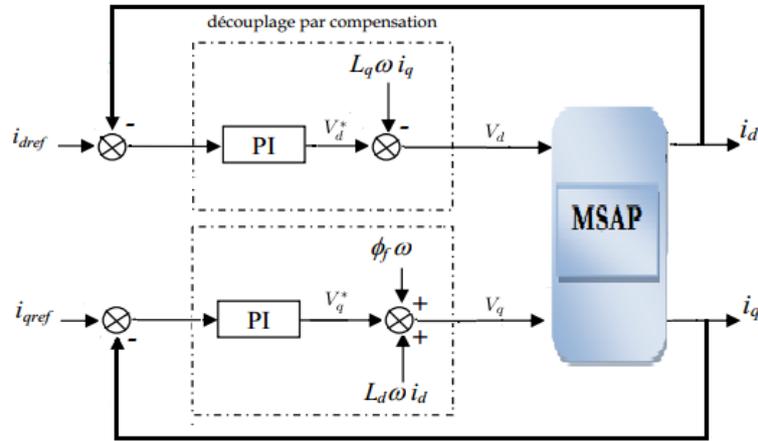


FIGURE 2.13 – Principe de découplage par compensation

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé et que  $i_d$  est maintenu nul, le schéma équivalent de la machine MSAP s'est réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé. Comme le moteur MSAP est couplé à la roue via le réducteur, le schéma bloc de l'ensemble (MSAP + réducteur + roue) est illustré sur la figure (2.14).

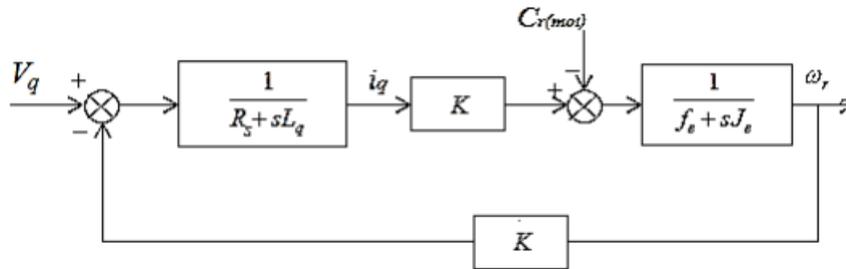


FIGURE 2.14 – Schéma bloc du MSAP après orientation du champ couplé à la roue

## 2.7 Calcul des régulateurs

Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires. On se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques *PI* (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégral  $k_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique, comme le terme proportionnel  $k_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [13].

### 2.7.1 Régulation du courant $i_d$

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant  $i_d$  est représenté par la figure (2.15).

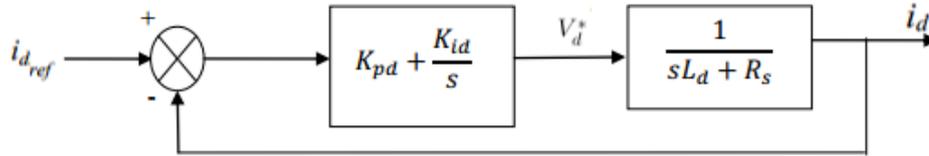


FIGURE 2.15 – Boucle de régulation du courant  $i_d$

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (2.66) pour les deux axes  $d$  et  $q$  :

$$FT(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.66)$$

En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$FTBO_d(s) = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s}\right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s}\right) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}}s\right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d s}\right) \quad (2.67)$$

Avec :

$$T_d = \left(\frac{L_d}{R_s}\right)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_d(s) = \frac{FTBO_d(s)}{1 + FTBO_d(s)} \quad (2.68)$$

#### - Calcul des paramètres du régulateur « PI » :

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (2.67), en posant  $\left(\frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s}\right)$ , la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} FTBO_d(s) = \frac{k_{id}}{sR_s} \\ FTBF_d(s) = \frac{1}{\left(\frac{R_s}{k_{id}}\right)s + 1} \end{cases} \quad (2.69)$$

La constante de temps est :  $\tau_d = \frac{R_s}{k_{id}}$

supposons que le temps de réponse :  $t_r = 3\tau_d$  (critère de  $\pm 5\%$ ), les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{k_{id}} \implies k_{id} = \frac{3R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \implies k_{pd} = \frac{3L_d}{t_r} \end{cases} \quad (2.70)$$

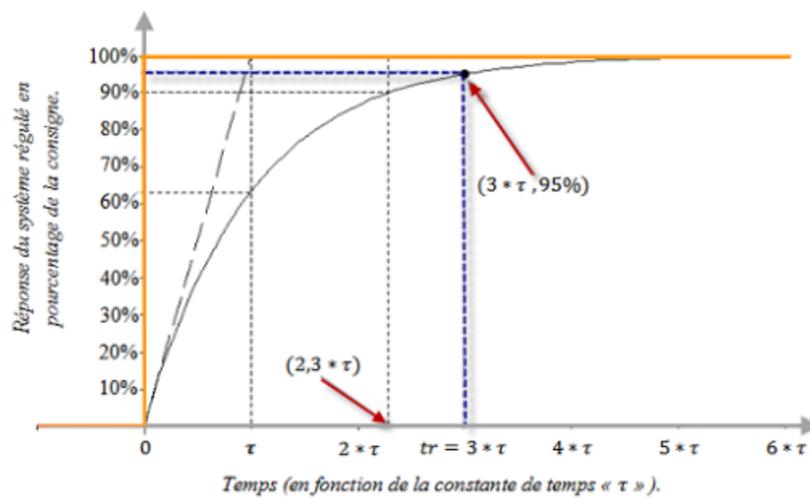


FIGURE 2.16 – Réponse d'un système réglé de premier ordre [13]

### 2.7.2 Régulation du courant $i_q$

Le schéma fonctionnel de la boucle du courant  $i_q$  est représenté par la figure (2.17).

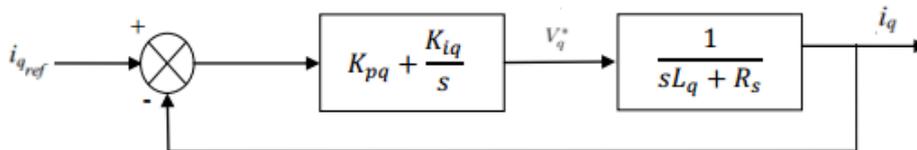


FIGURE 2.17 – Boucle de régulation du courant  $i_q$

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant  $i_q$  avec :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{k_{iq}} \implies k_{iq} = \frac{3R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pq}}{k_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \implies k_{pq} = \frac{3L_q}{t_r} \end{cases} \quad (2.71)$$

### 2.7.3 Régulation de la vitesse $w_r$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

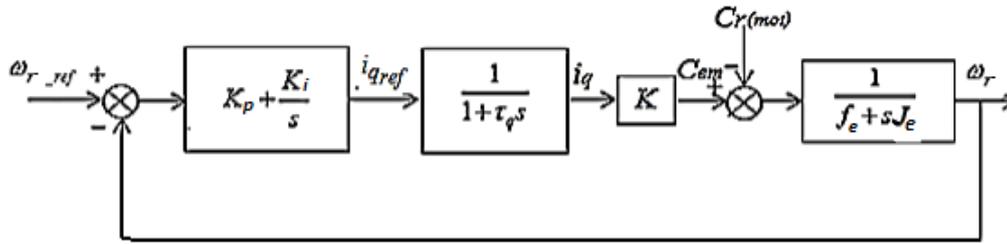


FIGURE 2.18 – Boucle de régulation du la vitesse

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p}{s} + \left( s + \frac{k_i}{k_p} \right) \quad (2.72)$$

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par [5] :

$$FTBO_{w_r} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{K}{(1 + \tau_d s)(J_e s + f_e)} \quad (2.73)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \phi_f$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{w_r} = \frac{w_{r(mot)}(s)}{w_{r(mot)ref}(s)} = \frac{K(k_p s + k_i)}{J_e \tau_q s^3 + (J_e + f_e \tau_q) s^2 + (K k_p + f_e) s + K k_i} \quad (2.74)$$

Si on néglige  $J_e \tau_q$  et  $f_e \tau_q$  devant  $J_e$ , la  $FTBF_{w_r}$  possèdera une dynamique de 2ème ordre.

Par identification à la forme canonique du 2ème ordre, l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{w_0^2} s^2 + \frac{2\xi}{w_0} s + 1 \quad (2.75)$$

Avec :

$$\begin{cases} k_i = \frac{J_e w_0^2}{K} \\ k_p = \frac{2J_e \xi w_0 - f_e}{K} \end{cases} \quad (2.76)$$

Où :

$w_0$  : Pulsation propre du système.

$\xi$  : Facteur d'amortissement.

On choisit un facteur d'amortissement optimal égal à 0.7 pour la détermination des caractéristiques du régulateur, et on définit la pulsation des oscillations non amorties (elle est choisi :  $w_0 = 70$  rad/s) à partir de la dynamique souhaitée.

La figure (2.19) représente le schéma global de la commande vectorielle de vitesse du véhicule électrique doté d'un moteur synchrone à aimant permanent installé au train arrière du véhicule. La vitesse du véhicule n'est pas contrôlée directement mais elle est déduite de la vitesse de moteur.

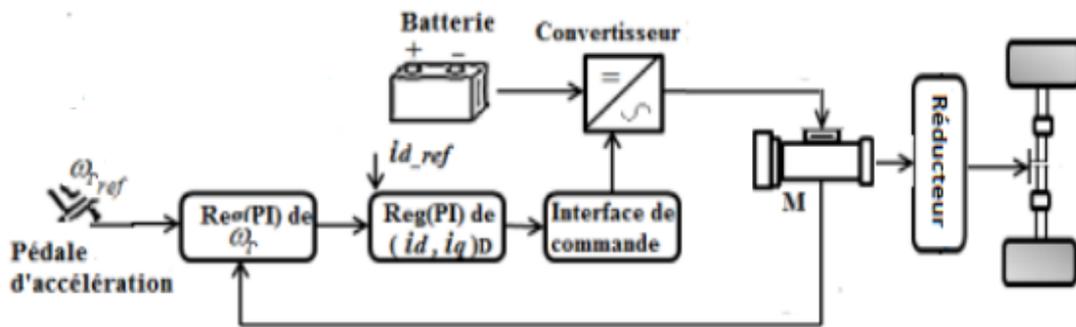


FIGURE 2.19 – Le schéma global de la commande en vitesse du véhicule électrique

## 2.8 Résultats de simulation

Pour tester Les performances des régulateurs PI synthétisés, on considère le schéma de régulation de vitesse présenté à la figure (2.19). La régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse. La propulsion du véhicule est assurée par un moteur monté en arrière du véhicule.

Les paramètres nominaux du véhicule utilisés sont présentés dans le tableau de l'annexe.

**Essai 1 :**

Le but de cet essai est de vérifier la poursuite de trajectoire pour une vitesse de référence (ou de consigne) définie à 80 km/h (échelon de vitesse). Une pente de  $17^\circ$  sur l'itinéraire du véhicule est programmée après 10s.

Sur la figure (2.22) on remarque que la vitesse de véhicule suit sa référence après un temps de  $t=5.7s$ . Lorsque le véhicule atteint la pente ( $t=10s$ ), on remarque que la vitesse s'éloigne de sa référence pour une durée de temps très courte .

Le moteur développe un couple maximale pour que la vitesse du véhicule atteigne sa trajectoire de référence, c'est le régime transitoire. Après 5.7 s c'est le régime permanent le véhicule fournit un couple moins important qui compense le couple résistant totale. A  $t=10s$  lors du franchissement de la pente, le moteur développe un couple plus important pour maintenir sa vitesse de référence.

Le courant quadrature a la même allure que le couple électromagnétique, pendant que le courant direct est fixé à zéro, cela est dû à la commande vectorielle appliquée.

Le couple résistant qui est la résultantes des forces de roulement des roues , la force aérodynamique et la force de la pente à ( $t=10s$ ) a bien été inférieur au couple transmissible c'est ce qui permet au véhicule d'avance vers l'itinéraire voulu.

Les tensions de commande ont aussi été représentées (Figure 2.22), on remarque des harmoniques indésirables ce c'est qui affecte les réponses de couple et de courant. Ces harmoniques proviennent de la commande de l'onduleur (MLI).

**Essai 2 :**

Cet essai est appliqué pour vérifier la robustesse du régulateur PI , une première approche traite le cas de l'augmentation de 100 % de la résistance statorique .

La résistance statorique du moteur varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple.

d'après la figure (2.25) on remarque que la vitesse du véhicule est toujours maintenue à sa référence malgré la présence d'un petit dépassement en régime transitoire , les autres grandeurs n'ont pas eu le changement considérable sur leurs réponses.

**Essai 3 :**

Un autre essai de robustesse vise le changement d'inertie global du véhicule sous les mêmes conditions du essai 1 , un changement d'inertie sera introduit en ajoutant une masse supplémentaire à la masse totale du véhicule (à  $t=0$ , une masse de 20% de la masse totale du véhicule est ajoutée).

On remarque d'après la figure (2.28) que la réponse en vitesse rejoint sa référence parfaitement mais après un retard plus important. Ce retard est dû au changement de la constante mécanique du véhicule (on le voit bien sur les autres réponses).

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation dynamique longitudinale du véhicule électrique ainsi que le couplage entre la partie mécanique et la partie électrique.

Après obtention du modèle global du véhicule ,nous avons simplifié le modèle de l'actionneur par l'utilisation de la commande vectorielle dans le but de rendre le comportement du MSAP similaire à celui d'un moteur à courant continue. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) a permis d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Cependant, la synthèse du réglage par des régulateur PI, a été effectuée après linéarisation du système en Adoptant la technique du découplage par compensation. En effet, le système réel est non linéaire et il est incertain.

Pour ses raisons, nous proposons une étude de la commande non linéaire et nous choisirons par la suite la commande par mode glissant pour le réglage en vitesse du VE. Cette dernière va nous permettre de vérifier l'amélioration des performances du systeme telles que la rapidité et la précision. Une synthèse sur la théorie de cette méthode fera l'objet du prochain chapitre.

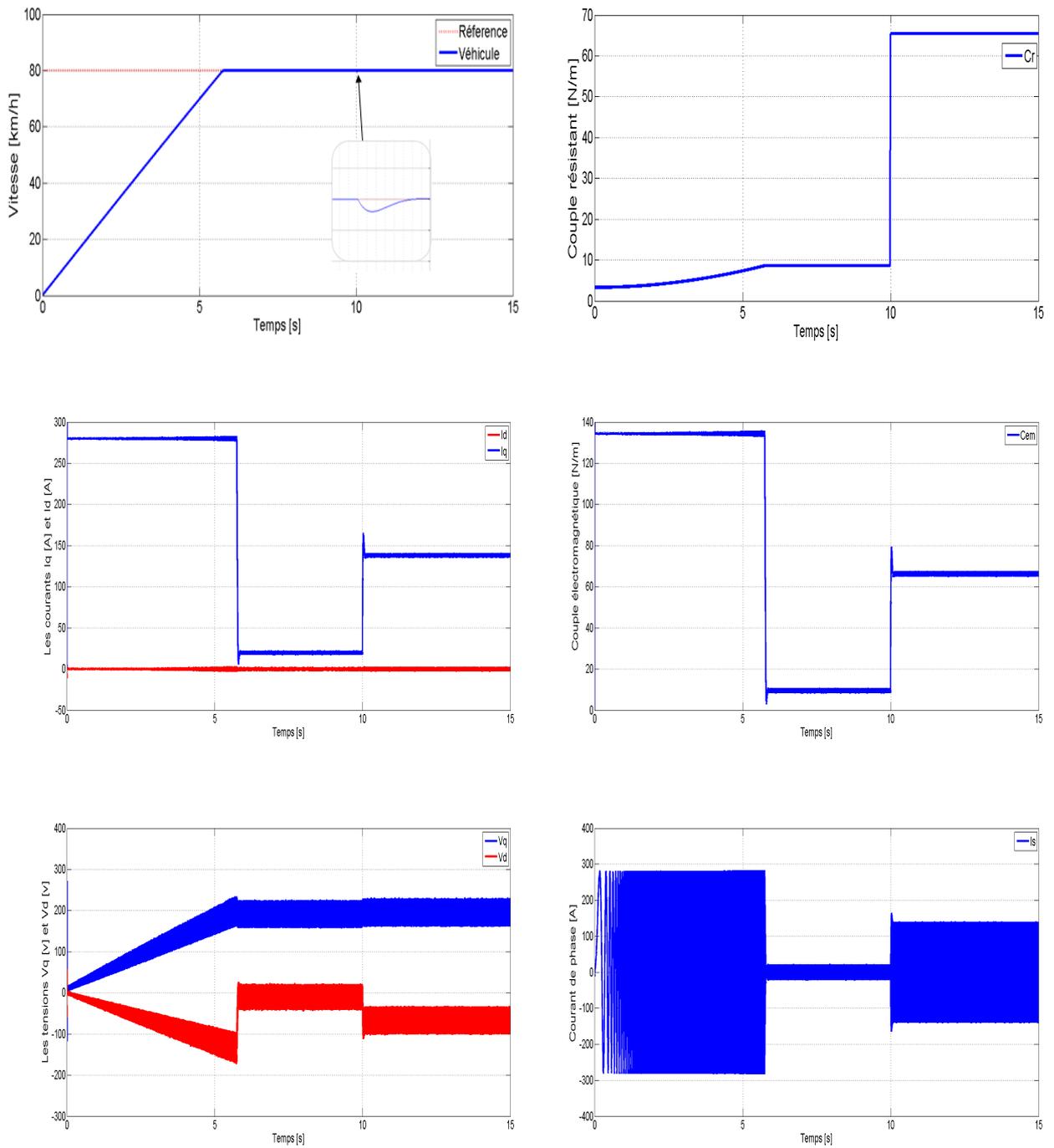


FIGURE 2.22 – Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI

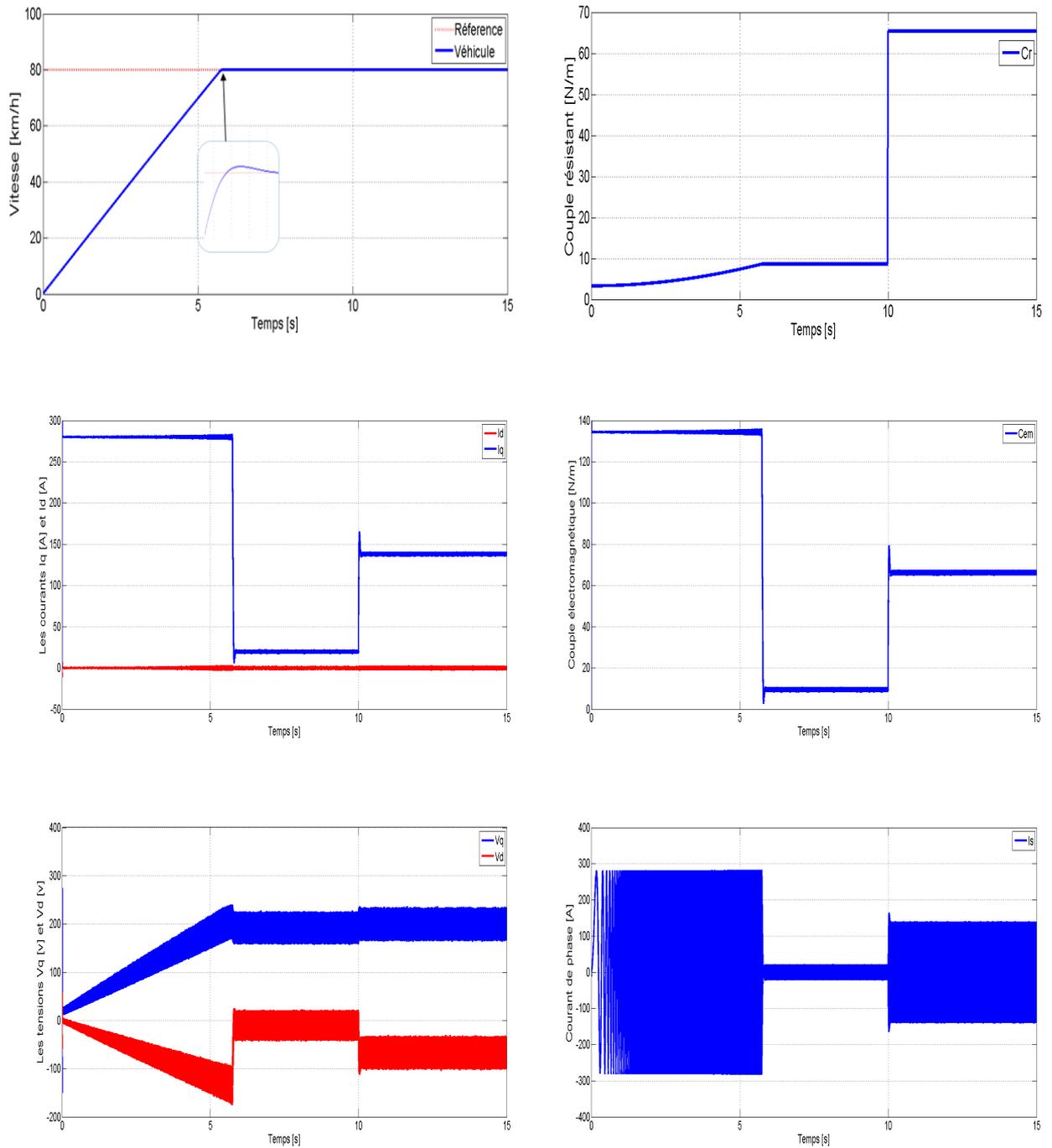


FIGURE 2.25 – Test de variation de la résistance statorique avec réglage par PI

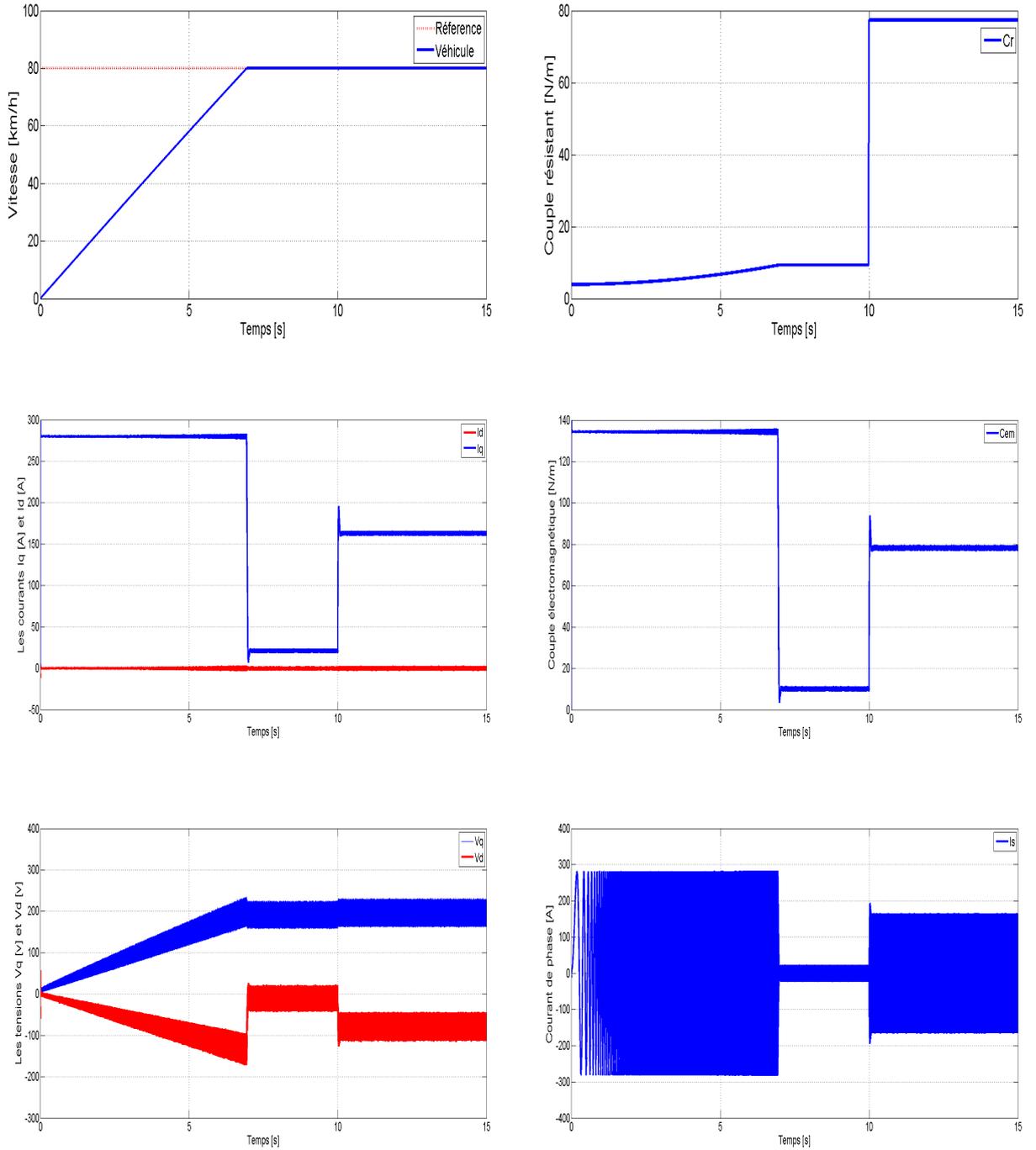


FIGURE 2.28 – Test de variation de l'inertie totale avec réglage par PI.

## Chapitre 3

# COMMANDE NON LINÉAIRE D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE

### 3.1 Introduction

La commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants (telles que les machines électriques) par les lois de commandes classiques applicables aux systèmes linéaires peut être insuffisante car elles sont non robuste surtout lorsque les exigences sur la précision, la rapidité, rejet de perturbations et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes.

L'appel à des lois de commandes insensibles aux variations des paramètres, aux dynamiques négligées, aux perturbations et aux non linéarités intrinsèques du système s'avère nécessaire.

Ces lois de commandes sont traditionnellement conçues sur la base de boucles imbriquées (asservissement en cascade), ou bien sur la base d'autres approches telles que la linéarisation entrée-sortie, la commande à modes glissants, la commande par platitude ou les méthodes liées à la passivité [37].

Le réglage par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable, il est insensibles aux variations des paramètres, aux dynamiques négligées, aux perturbations et aux non linéarités intrinsèques du système.

Dans ce chapitre, nous étudions la théorie du mode glissant et nous proposons d'appliquer cette technique à la commande en vitesse du véhicule électrique. Les régulateurs classiques du type PI seront remplacés par des régulateurs mode glissant en appliquant deux algorithmes : commande d'ordre un et commande Super-Twisting. Les résultats de simulations feront l'objet d'une comparaison entre ces deux algorithmes issus de la même stratégie de commande.

### 3.2 Systèmes à structure variable

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion du système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant [38].

Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée.} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée.} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où :  $f_i$  sont des fonctions appartenant à un ensemble de sous systèmes .

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes. Les circuits de conversion de l'énergie constituent

un exemple pratique de système à structure variable. En effet, pour chaque changement d'état, le système est gouverné par un système d'équation différentielle [5].

### 3.3 Théorie des modes glissants

Comme il a été présenté précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas  $n = 2$ ).

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{avec} \quad x(t_0) = x_0 \quad (3.2)$$

$f$  : un champ de vecteur suffisamment différentiable.

La commande  $u$  est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci. C'est une commande dite "à structure variable" définie par :

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

$u^+$  et  $u^-$  étant des fonctions continues. Le caractère discontinu de la loi de commande permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface et des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations.

En revanche, le système rendu discontinu par le choix d'une commande discontinue  $u$  est dit à discontinuité artificielle [5].

Le système variable (3.2) avec la loi de commande (3.3) peut se ramener à l'écriture suivante :

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

Où :

$f^+(x, t)$  et  $f^-(x, t)$  sont des champs de vecteurs [14].

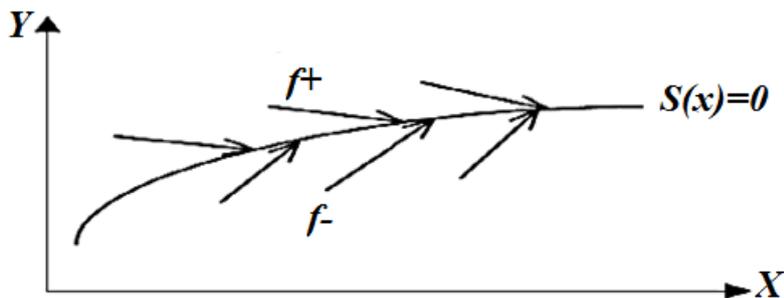


FIGURE 3.1 – Trajectoire et surface pour le mode de glissement.

### 3.4 Commande des systèmes à structure variable en MG

La trajectoire dans le plan de phase est formée de trois parties distinctes (Figure 3.2) :

- **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x, y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.

- **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x, y) = 0$ .

- **Le mode de régime permanent (MRP)** : ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [38].

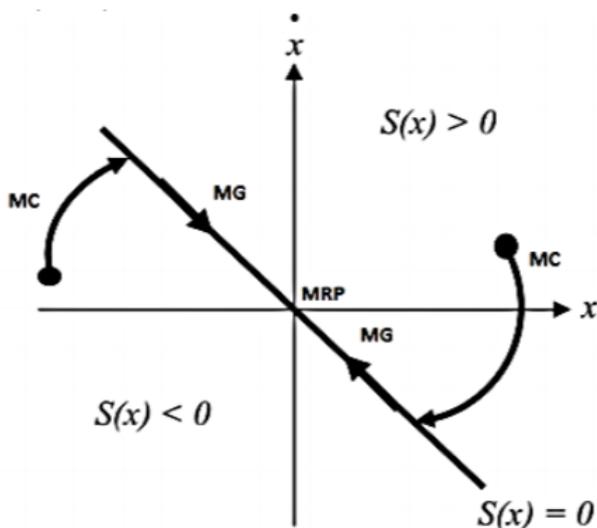


FIGURE 3.2 – Principe mode glissant.

### 3.5 Synthèse de commande par mode glissant

La conception des régulateurs par les modes glissants se fait en trois étapes complémentaires :

#### 3.5.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de surfaces, mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système d'état décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y = h(x) \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3.5)$$

Il faut choisir 'm' surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension 'm'. La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface dans le but d'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 :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.6)$$

Avec :

**e(x)** : Ecart de la variable à réguler.

**r** : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la grandeur de sortie afin de faire apparaître la commande.

**S(x)** : une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

#### 3.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont :

- **Fonction directe de convergence** : Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Telle que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.7)$$

- **Fonction de Lyapunov** : Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \tag{3.8}$$

La dérivée de cette fonction est exprimée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \tag{3.9}$$

Pour que la fonction de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauches et à droites de commutation. Elle est équivalente à exiger à  $S(x)$  de changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la droite [5].

### 3.5.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant atteint la dynamique du système qui est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est la raison pour laquelle la surface est déterminée indépendamment de la commande.

Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et en suite vers son point d'équilibre toute en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et une deuxième stabilisante  $U_n$  [39].

$$U = U_{eq} + U_n \tag{3.10}$$

$U_{eq}$  est la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)$ . La commande équivalente est déduite en considérant que  $\dot{S}(x) = 0$ .

La commande discrète  $U_n$  est introduite pour satisfaire la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système .

La commande équivalente  $U_{eq}$  peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  [5].

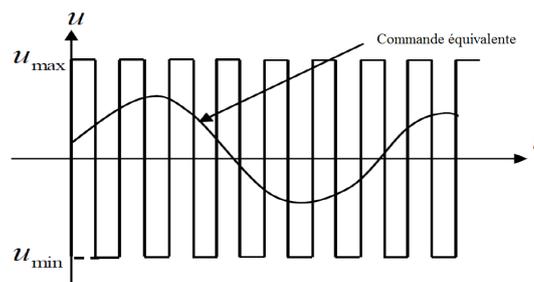


FIGURE 3.3 – Représentation de la commande équivalente

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

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y = h(x) \quad y \in R^m \end{cases}$$

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit :

$$U = U_{eq} + U_n$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (3.11)$$

Par substitution, nous obtenons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} (f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)) + \frac{dS}{dx} (g(x, t)u_n) \quad (3.12)$$

En mode de glissement de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} (g(x, t)u_n) \quad (3.13)$$

Le problème revient à trouver  $u_n$  tel que :

$$S(x) \frac{dS}{dx} (g(x, t)u_n) < 0 \quad (3.14)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $u_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{dS}{dx} (g(x, t)u_n)$ .

La solution la plus simple est de choisir  $u_n$  sous la forme de relais (Figure 3.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = k \text{sign}(S(x)) \quad (3.15)$$

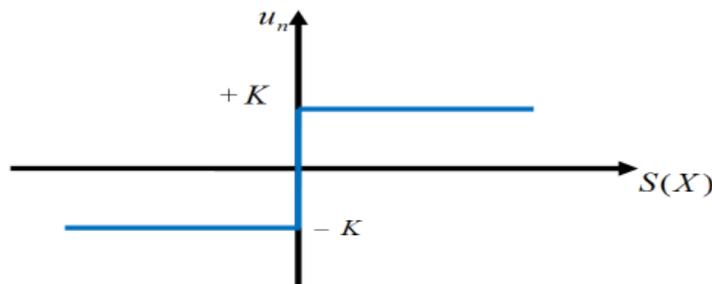


FIGURE 3.4 – La fonction sign.

On obtient donc :

$$\dot{S}(x) \frac{dS}{dx} (g(x, t)k|S(x)|) < 0 \tag{3.16}$$

Ou le facteur  $g(x, t)$  est toujours négatif.

Le gain  $k$  est choisi positif pour satisfaire cette condition.

- Si  $k$  est très petit alors le temps de réponse sera très long.
- Si  $k$  est très grand alors il y aura des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande [40].

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations provoquées par les commutations de la commande donnant naissance à un phénomène de Chattering et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies [36].

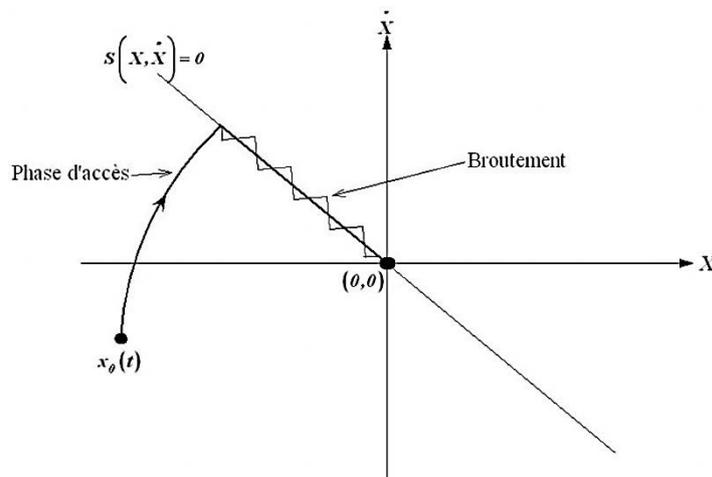


FIGURE 3.5 – Phénomène broutement (réticence)

Les phénomènes de réticence peuvent être si pénalisant que l'utilisation d'une loi de commande par modes glissants peut, dans certaines applications être à proscrire, vu que son utilisation peut dégrader les performances, voire conduire à l'instabilité à cause du broutement sur la sortie. Le broutement de la commande, peut entraîner une usure prématurée des actionneurs ou de certaines parties du système à cause de fortes sollicitations [5].

### 3.6 Elimination du phénomène de broutement (Chattering)

La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation)(Figure 3.6a), ce qui n'est pas le cas en pratique (Figure 3.6b). En présence de ces imperfections, la fréquence de commutation devient alors finie et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement  $S$ , ces derniers auront une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que les imperfections sont importantes.

Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (Chattering en anglais). Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue signe, est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande autour de la surface de glissement [36].

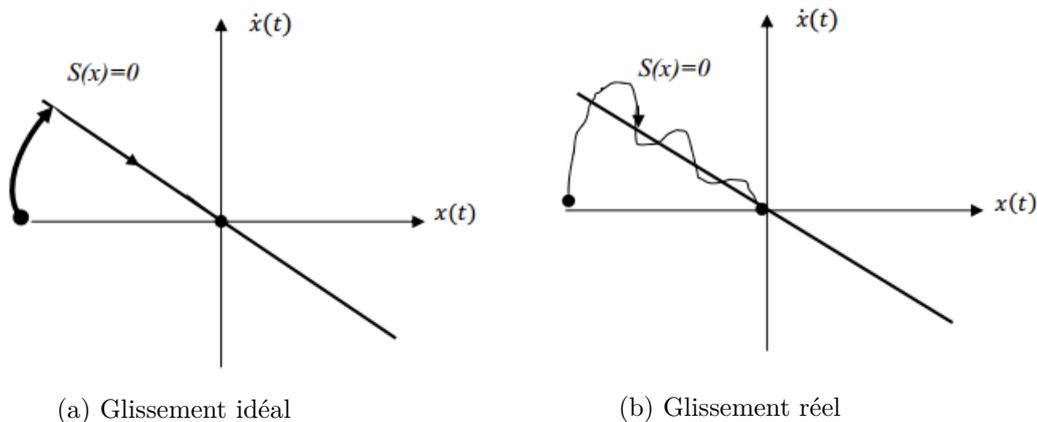


FIGURE 3.6 – Mode de glissement avec chattering.

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de broutement, de nombreuses techniques ont été proposées. Parmi elles, on trouve la technique de La couche limite (boundary layer). Cette dernière consiste à substituer la fonction 'sign' par une approximation à gain élevé au voisinage de S, et faire saturer la fonction à l'extérieur [5].

Dans ce cas, le régime glissant n'est plus dans S, mais au voisinage de celui-ci. Ce qui entraîne un régime pseudo-glissant. Cependant, cette méthode engendre un compromis entre le niveau de réduction de broutement et la conservation de robustesse. Parmi les fonctions utilisées on cite : la fonction 'saturation' (Figure 3.7a) et la fonction tangente hyperbolique (Figure 3.7b).

★ **Fonction saturation(Sat) :**

Cette fonction est caractérisée par un seuil afin de diminuer progressivement la valeur de la commande.

$$\begin{cases} Sat(S(x)) = 1 & \text{si } S(x) > \xi \\ Sat(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < -\xi \\ Sat(S(x)) = \frac{S(x)}{\xi} & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (3.17)$$

Avec :

$\xi$  : est un seuil

★ **Fonction smooth :** C'est une fonction de classe.

$$smooth(S(x)) = tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.18)$$

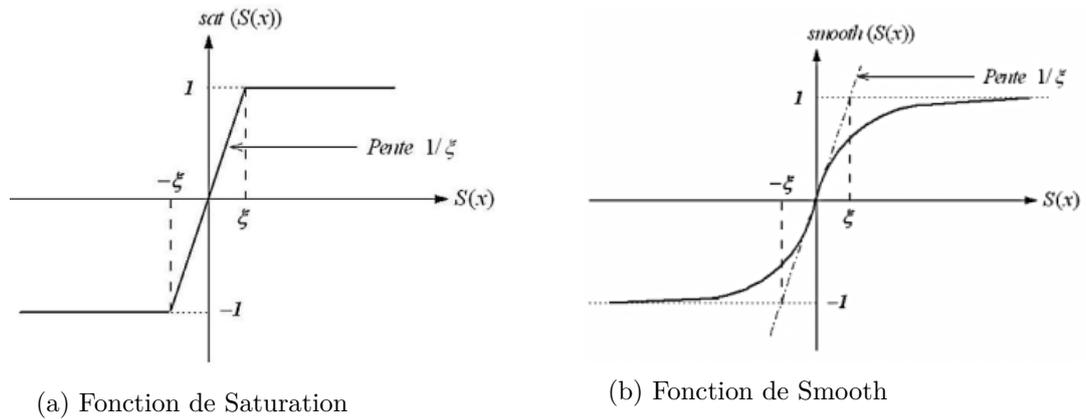


FIGURE 3.7 – Les fonctions "Sat" et "Smooth"

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène dont on cite [36] :

- Commande adoucie avec seuil.
- Commande continue avec composante intégrale.
- Commande continue avec logique flou.
- L'utilisation d'une surface augmentée (Super-Twisting).

### 3.7 Mode glissant d'ordre supérieur

Les modes glissants standards ou classiques sont appliqués seulement sur les systèmes à structures variables à un degré relatif égal à un, où la commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement. Cette commande possède les propriétés suivantes :

- La convergence en temps fini,
- La robustesse par rapport aux perturbations internes et externes,
- Les commutations de la commande en hautes fréquences induisent le phénomène de chattering.

Le problème de chattering peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences, étant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système, elles peuvent conduire à l'instabilité du système [30].

Des chercheurs russes ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un.

Le concept de mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emelyanov. On parle dans ce cas des Modes Glissants d'Ordres Supérieurs (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM).

Le chattering étant repoussé sur les dérivées d'ordres supérieurs, il cesse alors de présenter les inconvénients suscités. Les principaux avantages de cette commande sont [30] :

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un.
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes.
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

### 3.7.1 Principe de fonctionnement :

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement soit en  $\dot{S}$ .

Un régime glissant d'ordre  $r$  (noté r-glissant) agit sur la surface et ses  $(r - 1)$  premières dérivées successives par rapport au temps.

L'objectif est de forcer le système à évoluer non seulement sur la surface mais aussi sur ses  $(r - 1)$  premières dérivées successives, et à maintenir l'ensemble de glissement à zéro .

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = S^{(r-1)} = 0 \tag{3.19}$$

Avec :

$r$  : Le degréatif reldu système.

Il est calculé en déterminant les dérivées successives de  $S$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} r = 1 \quad \text{c.à.d} \quad \frac{d}{du} \dot{S} \neq 0 \\ r \geq 2 \quad \text{c.à.d} \quad \frac{d}{du} S^i = 0 \quad (i = 1, \dots, r - 1) \quad \frac{d}{du} S^r \neq 0 \end{array} \right. \tag{3.20}$$

L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes r-glissant est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Ceci dit les fonctions  $(S, \dot{S}, \ddot{S}, S^{(r-1)})$  sont nécessaires.

Une bonne solution à ce problème est les modes glissants du second ordre, Twisting et Super Twisting, qui n'ont besoin de  $S$  comme information d'entrée [5].

### 3.7.2 Commande par mode glissant d'ordre deux :

Le but de ce type de contrôleurs est de générer un régime glissant du second ordre sur une surface par l'annulation de elle-même ainsi que de sa dérivée  $\dot{S}$  en un temps fini ( $S = \dot{S} = 0$ ).

La caractéristique principale de cette stratégie est que la partie discontinue apparaît sur la dérivée de la commande  $\dot{u}$

Finalement, après le calcul de la commande du système  $u = f \dot{u}$ , elle devient continue limitant ainsi le phénomène de réticence [5].

### 3.7.3 Algorithme de Super-Twisting

L'algorithme du Super-Twisting est parmi les algorithmes de modes glissants d'ordre deux les plus utilisés. Il est applicable aux systèmes de degré relatif égal à 1. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990. Cet algorithme nécessite uniquement l'information sur  $S$  et entraîne l'annulation de celle-ci et  $\dot{S}$  en un temps fini [41].

La loi de commande Super Twisting  $u(t)$ , est formée de deux parties. La première est définie par sa dérivée par rapport au temps ( $u_1$ ) tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement  $u_2$ .

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.21)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \operatorname{sgn}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (3.22)$$

$$u_1 = \begin{cases} -\lambda_1 |S_0|^{\rho_1} \operatorname{sgn}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda_1 |S_0|^{\rho_2} \operatorname{sgn}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont :

$$\begin{cases} W > \frac{\phi}{\Gamma_m} \\ \lambda_1^2 \geq \frac{4\phi\Gamma_m(W + \phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(W - \phi)} \\ 0 < \rho_1 \leq 0.5 \end{cases} \quad (3.24)$$

Avec :

$W, \Gamma_m, \phi$  : Constants positifs.

Ce contrôleur peut être simplifié si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{u} = -\lambda_1 |S|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -W \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (3.25)$$

La trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase  $(S, \dot{S})$  est donnée dans la (Figure 3.8), et on montre que les intersections consécutives de celle-ci avec les axes du plan  $(S, \dot{S})$  évoluent tout en se rapprochant de l'origine qui est atteinte en temps fini.

La stabilité du système commandé est assurée par la condition de convergence  $S(x)\dot{S}(x) < 0$ .

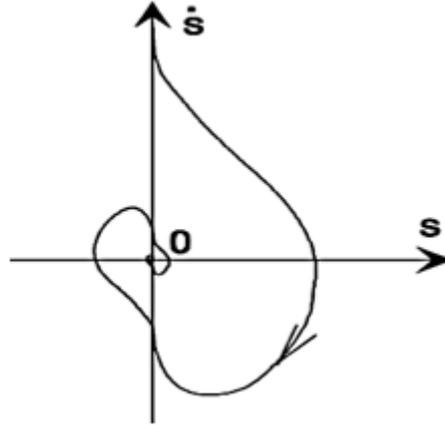


FIGURE 3.8 – Convergences de l'algorithme Super-Twisting

### 3.8 Synthèse des modes glissants d'ordre un pour la commande en vitesse d'un véhicule électrique

La synthèse de la loi de commande par mode glissant pour l'asservissement de vitesse est effectuée à partir du modèle global du VE :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{f_e}{J_e} x_1 + \frac{3}{2J_e} (p\phi_f x_3 + p(L_d - L_q)x_2 x_3) - \frac{1}{J_e} C_{r(mot)} \\ \dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_d} x_2 + p \frac{L_q}{L_d} x_3 x_1 + \frac{1}{L_d} V_d \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_q} x_3 - p \frac{L_d}{L_q} x_2 x_1 - p\phi_f x_1 + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec :  $x_1 = w_r$  ,  $x_2 = i_d$  ,  $x_3 = i_q$

Le réglage de vitesse dans cette partie est basé sur une stratégie de réglage en cascade. La structure comprend trois boucles de régulation, une boucle externe de contrôle de vitesse et deux boucles internes de contrôle de courant  $i_q$  et  $i_d$ .

Aussi le réglage de vitesse du moteur côté gauche se fait de la même manière que celui côté droite. Nous avons choisi de développer les calculs de la commande par mode glissant en vitesse sur côté gauche.

#### 3.8.1 Boucle de régulation de vitesse $w_r$

Cette boucle de régulation impose une référence de vitesse  $x_{1_{ref}}$  et génère une commande virtuelle en courant  $x_3$  appelée  $x_{3_{ref}}$ . La surface de glissement dans ce cas est une simple erreur de vitesse telle que :

$$S(x_1) = x_{1_{ref}} - x_1 \quad (3.27)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(x_1) = \dot{x}_{1_{ref}} - \dot{x}_1 \quad (3.28)$$

Substituons l'expression de  $\dot{x}_1$  dans l'équation (3.28) :

$$\begin{cases} \dot{S}(x_1) = \dot{x}_{1_{ref}} + \frac{f_e}{J_e} x_1 - \frac{3}{2J_e} (p\phi_f x_3 + p(L_d - L_q)x_2 x_3) + \frac{1}{J_e} C_{r(mot)} \\ x_{3_{ref}} = x_{3_{(eq)}} + x_{3_{(n)}} \end{cases} \quad (3.29)$$

La commande vectorielle impose  $x_2 = 0$

Durant le mode de glissement  $\dot{S}(x_1) = 0$  et  $x_{3_{(n)}} = 0$

Par la suite :

$$x_{3_{(eq)}} = \frac{J_e}{K} \dot{x}_{1_{ref}} + \frac{f_e}{K} x_1 + \frac{1}{K} C_{r(mot)} \quad (3.30)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p\phi_f$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative. Ce qui stabilise l'erreur de la vitesse sur l'origine :

$$\dot{V}_\Omega = S(x_1)\dot{S}(x_1) < 0 \quad (3.31)$$

Si on remplace l'équation (3.30) dans (3.29), on obtient :

$$\dot{S}(x_1) = -K.x_{3_{(n)}} \quad (3.32)$$

Alors :

$$x_{3_{(n)}} = k_1 \text{sign}(S(x_1)) \quad (3.33)$$

Avec :

$k_1$  : Réel positif

Enfin :

$$x_{3_{ref}} = \frac{J_e}{K} \dot{x}_{1_{ref}} + \frac{f_e}{K} x_1 + \frac{1}{K} C_{r(mot)} + k_1 \text{sign}(S(x_1)) \quad (3.34)$$

### 3.8.2 Boucle de régulation de courant $i_q$

Cette boucle de régulation impose une référence de courant  $x_{3_{ref}}$  et génère une commande en tension  $V_q$ .

$$S(x_3) = x_{3_{ref}} - x_3 \quad (3.35)$$

sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(x_3) = \dot{x}_{3ref} - \dot{x}_3 \quad (3.36)$$

Substituons l'expression de  $\dot{x}_3$  dans l'équation (3.36) :

$$\dot{S}(x_3) = \dot{x}_{3ref} + \frac{R_s}{L_q} x_3 + p \frac{L_d}{L_q} x_2 x_1 + p \frac{\phi_f}{L_q} x_1 - \frac{1}{L_q} V_q \quad (3.37)$$

Durant le mode de glissement :  $\dot{S}(x_3)=0$

Donc :

$$V_{q(eq)} = L_q \dot{x}_{3ref} + R_s x_3 + p L_d x_2 x_1 + p \phi_f x_1 \quad (3.38)$$

Durant le mode de convergence :

$$V_{q(n)} = k_2 \text{sign}(S(x_3)) \quad (3.39)$$

Donc :

$$V_q = L_q \dot{x}_{3ref} + R_s x_3 + p L_d x_2 x_1 + p \phi_f x_1 + k_2 \text{sign}(S(x_3)) \quad (3.40)$$

$k_2$  : Réel positif.

### 3.8.3 Boucle de régulation de courant $i_d$

Cette boucle de régulation impose une référence de courant  $x_{2ref}$  et génère une commande en tension  $V_d$ .

$$S(x_2) = x_{2ref} - x_2 \quad (3.41)$$

La dérivée de cette surface par rapport au temps s'exprime :

$$\dot{S}(x_2) = \dot{x}_{2ref} - \dot{x}_2 \quad (3.42)$$

Substituons l'expression de  $\dot{x}_2$  dans l'équation (3.42)

$$\dot{S}(x_2) = \dot{x}_{2ref} + \frac{R_s}{L_d} x_2 - p \frac{L_q}{L_d} x_3 x_1 - \frac{1}{L_d} V_d \quad (3.43)$$

Par la suite :

$$V_d = L_d \dot{x}_{2ref} + R_s x_2 - p L_q x_3 x_1 \quad (3.44)$$

Et

$$V_d = k_3 \text{sign}(S(x)) \quad (3.45)$$

$k_3$  : Réel positif.

Loi de commande globale s'écrit :

$$V_d = L_d \dot{x}_{2_{ref}} + R_s x_2 - p L_q x_3 x_1 + k_3 \operatorname{sign}(S(x_2)) \quad (3.46)$$

### 3.9 Synthèse de la commande Super-Twisting pour le réglage de vitesse d'un véhicule électrique

#### 3.9.1 Boucle de régulation de vitesse $w_r$

Cette boucle de régulation impose une référence de vitesse  $x_{1_{ref}}$  et génère une commande en courant notée  $x_{3_{ref}}$ . En utilisant la même surface de vitesse utilisée pour le réglage par mode glissant classique ( $S(x_1) = x_{1_{ref}} - x_1$ ) c'est la loi de commande qui change.

L'équation (3.34) devient :

$$\begin{cases} x_{3_{ref}} = -k_{p1} |S(x_1)|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(S(x_1)) + x_{3_{ref(1)}} \\ \frac{dx_{3_{ref(1)}}}{dt} = -k_{i1} \operatorname{sgn}(S(x_1)) \end{cases} \quad (3.47)$$

$k_{p1}, k_{i1}$  : Réels positifs

#### 3.9.2 Boucle de régulation de courant $i_q$

Cette boucle de régulation impose une référence de courant  $x_{3_{ref}}$  et génère une commande en tension  $V_q$

Le régulateur Super-Twisting du courant de quadrature est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} V_q = -k_{p2} |S(x_3)|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(S(x_3)) + V_{q(1)} \\ \frac{dV_{q(1)}}{dt} = -k_{i2} \operatorname{sgn}(S(x_3)) \end{cases} \quad (3.48)$$

Avec :  $k_{p2}, k_{i2}$  : Réels positifs.

#### 3.9.3 Boucle de régulation de courant $i_d$

Cette boucle de régulation impose une référence de courant  $x_{2_{ref}}$  et génère une commande en tension  $V_d$ . Le régulateur Super-Twisting du courant direct vaut :

$$\begin{cases} V_d = -k_{p3} |S(x_2)|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(S(x_2)) + V_{d(1)} \\ \frac{dV_{d(1)}}{dt} = -k_{i3} \operatorname{sgn}(S(x_2)) \end{cases} \quad (3.49)$$

$k_{p3}, k_{i3}$  : Réels positifs.

### 3.10 Résultats de simulation

Afin de vérifier les performances et la robustesse de la commande par mode glissant pour la commande en vitesse du VE, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été réalisées, sous les mêmes conditions initiales considérées.

Les performances sont évaluées par le biais d'une simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink.

#### A- essais par mode glissant classique :

Les essais suivants conviennent au réglage par mode glissant classique (ordre 1), les gains utilisés pour la simulation sont déterminés par la méthode essai-erreur ( $k_1 = 500, k_2 = 200, k_3 = 200$ )

##### Essai 1 :

Sur la figure (3.11), on remarque que la vitesse rejoint sa référence après un temps  $t=5.7s$ . lors de passage du véhicule par la pente a  $t=10$  s la réponse en vitesse reste maintenue a sa référence malgré cette perturbation externe .Ce qui confirme la robustesse de ce type de commande.

Sur les autres réponses on aperçoit des oscillations à hautes fréquences sur les réponses produites qui sont dues au phénomène de réticence provenant de la loi de commande et des commutations de l'onduleur.

##### Essai 2 :

Dans cet essai (Figure 3.14 ) la valeur de la résistance statorique a été augmenté de 100% de sa valeur nominale. Nous constatons que la commande par mode glissant reste insensible à la variation de ce paramètre .Ceci est expliqué par le fait que la vitesse du véhicule suit la vitesse de référence sans dépassement. Le phénomène de Chattering reste présent sur les autres réponses.

##### Essai 3 :

cet essai est dédié du changement d'inertie global du véhicule , nous remarquons d'après la figure (3.17) que malgré les perturbations intérieures (incertitudes sur l'inertie) et les perturbations extérieures (pente à gravir), la vitesse du véhicule suit parfaitement sa référence par contre le temps de réponse est un peu plus important par rapport au premier essai.

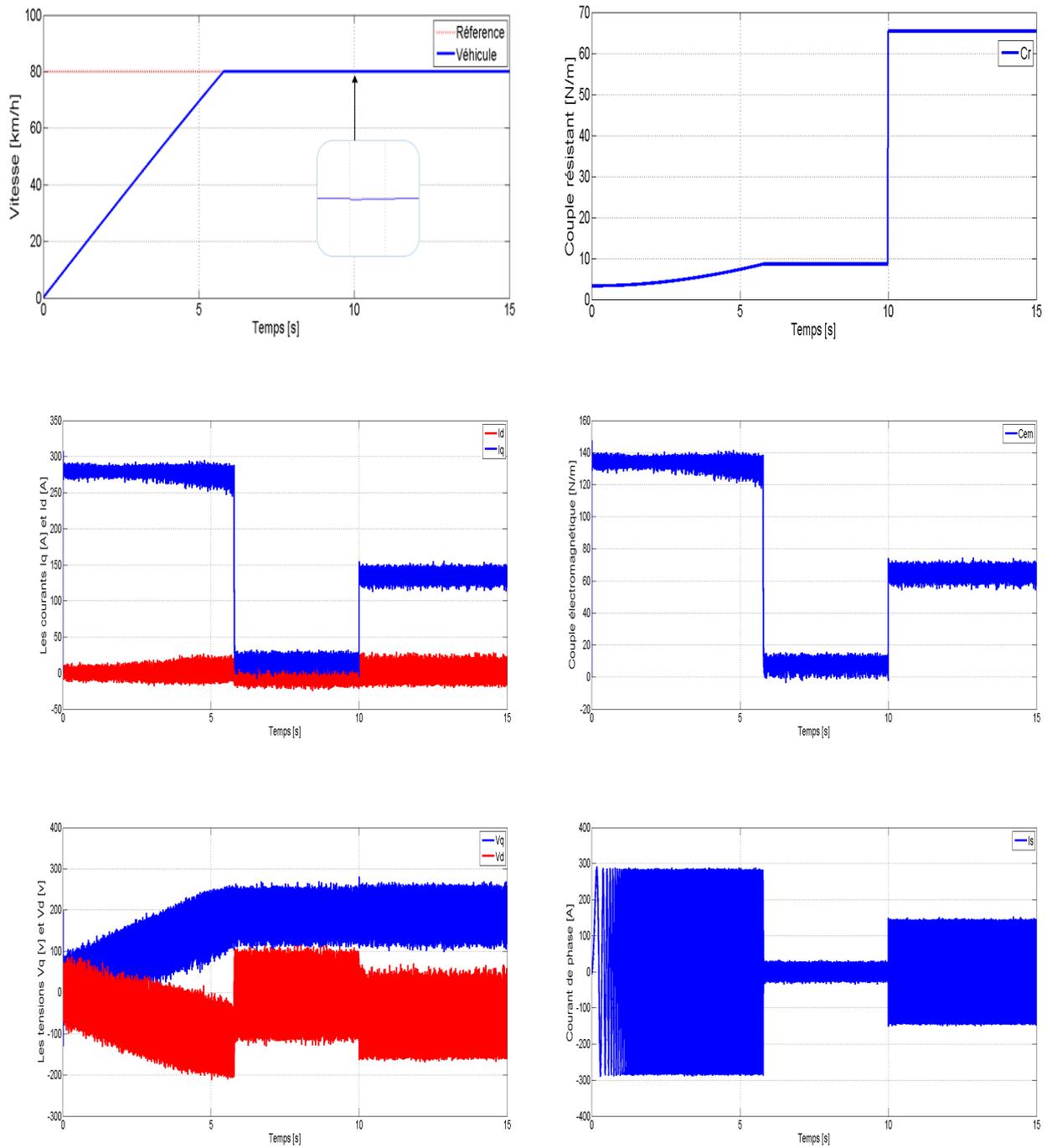


FIGURE 3.11 – Test de poursuite de trajectoire avec réglage par MG

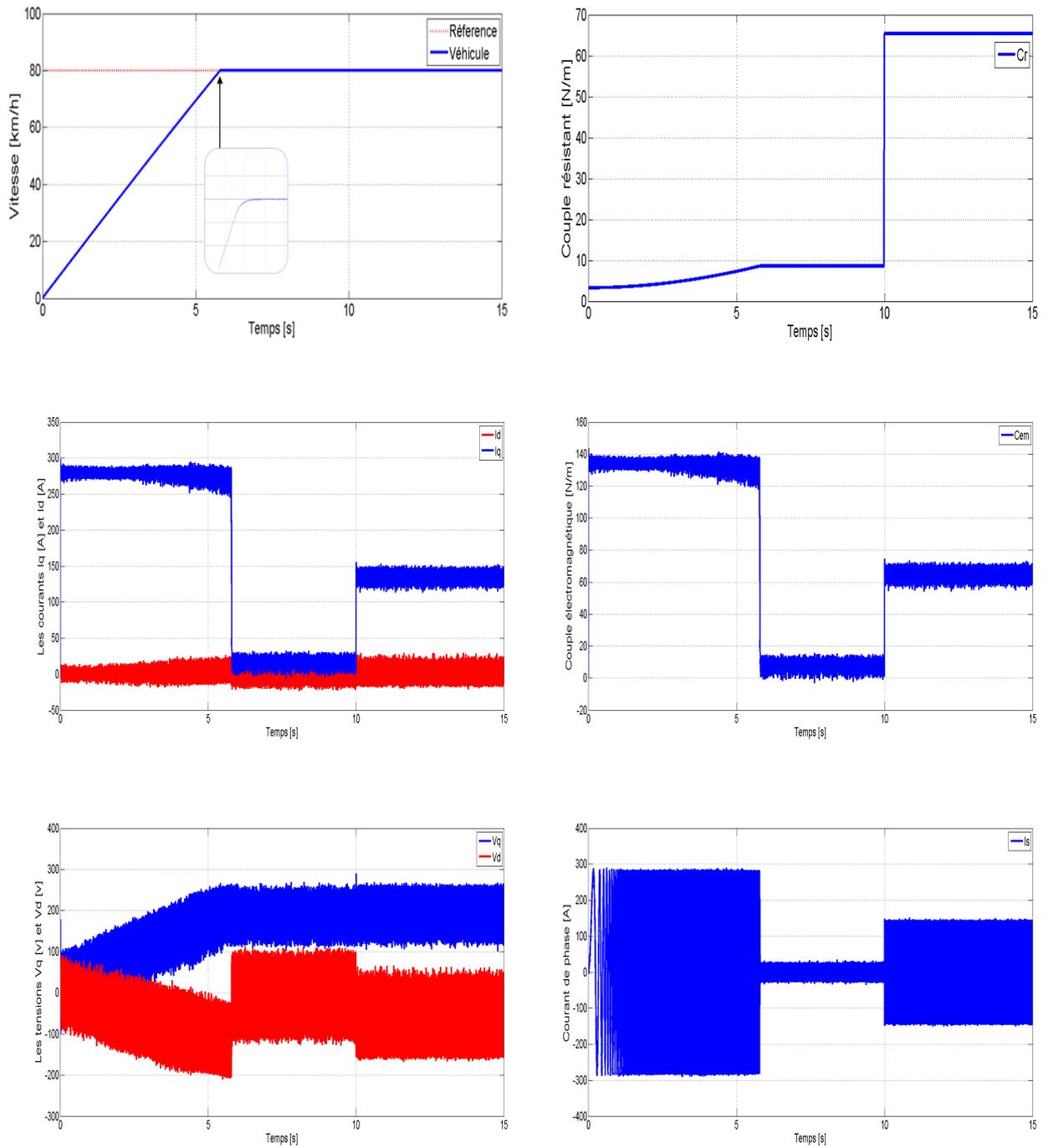


FIGURE 3.14 – Test de variation de la résistance statorique avec réglage par MG.

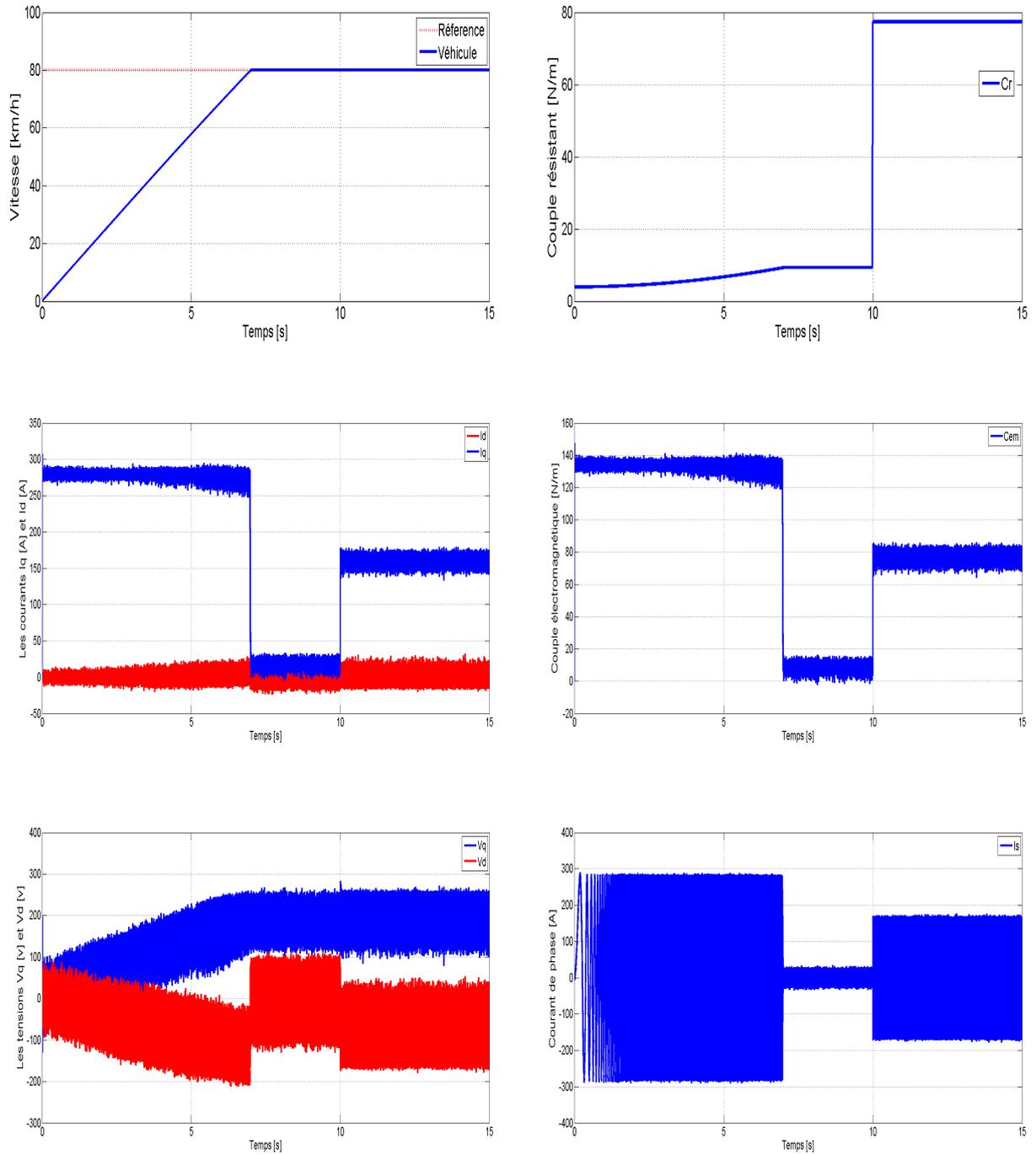


FIGURE 3.17 – Test de variation de l'inertie total avec réglage par MG.

### B-essai par algorithme Supertwisting :

Lors de cette simulation nous avons juste changé la loi de commande classique du mode glissant par l'algorithme de Supertwisting . Les gains fixés pour cette loi de commande sont trouvés à l'aide de la méthode essai-erreur ( $k_{i1} = 100$ ,  $k_{p1} = 2000$ ,  $k_{i2} = 2000$ ,  $k_{p2} = 5$ ,  $k_{i3} = 100$ ,  $k_{p3} = 10$ ).

Les figures ((3.20),(3.23),(3.26)) montrent de bonnes performances sur les réponses présentées telles que la rapidité, la précision et la robustesse vis-à-vis les perturbations . Le grand avantage de ce régulateur réside sur la réduction considérable du broutement tout en sauvegardant les performances du mode glissant classique d'ordre simple .

## 3.11 Conclusion

Ce chapitre est consacré a la commande non linéaire de notre véhicule électrique, nous avons présenté la commande par mode glissant puis nous l'avons appliqué pour la commande en vitesse du véhicule électrique sur le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), les résultats des différentes simulations révèlent que cette commande est robuste et témoigne une très bonne poursuite de la trajectoire grâce a la théorie de LYAPUNOV.

A cause de la discontinuité de cette commande on souligne l'inconvénient majeur de ce type de réglage qui est le phénomène de réticence. Pour remédier à ce problème nous avons fait appel à une technique de commande par mode glissant d'ordre supérieur. L'algorithme SuperTwisting a pu réduire le phénomène de broutement en conservant toutes les performances du régulateur mode glissant ordinaire. Nous concluons par la suite que cet algorithme est la solution la plus favorable pour la commande en vitesse du véhicule électrique.

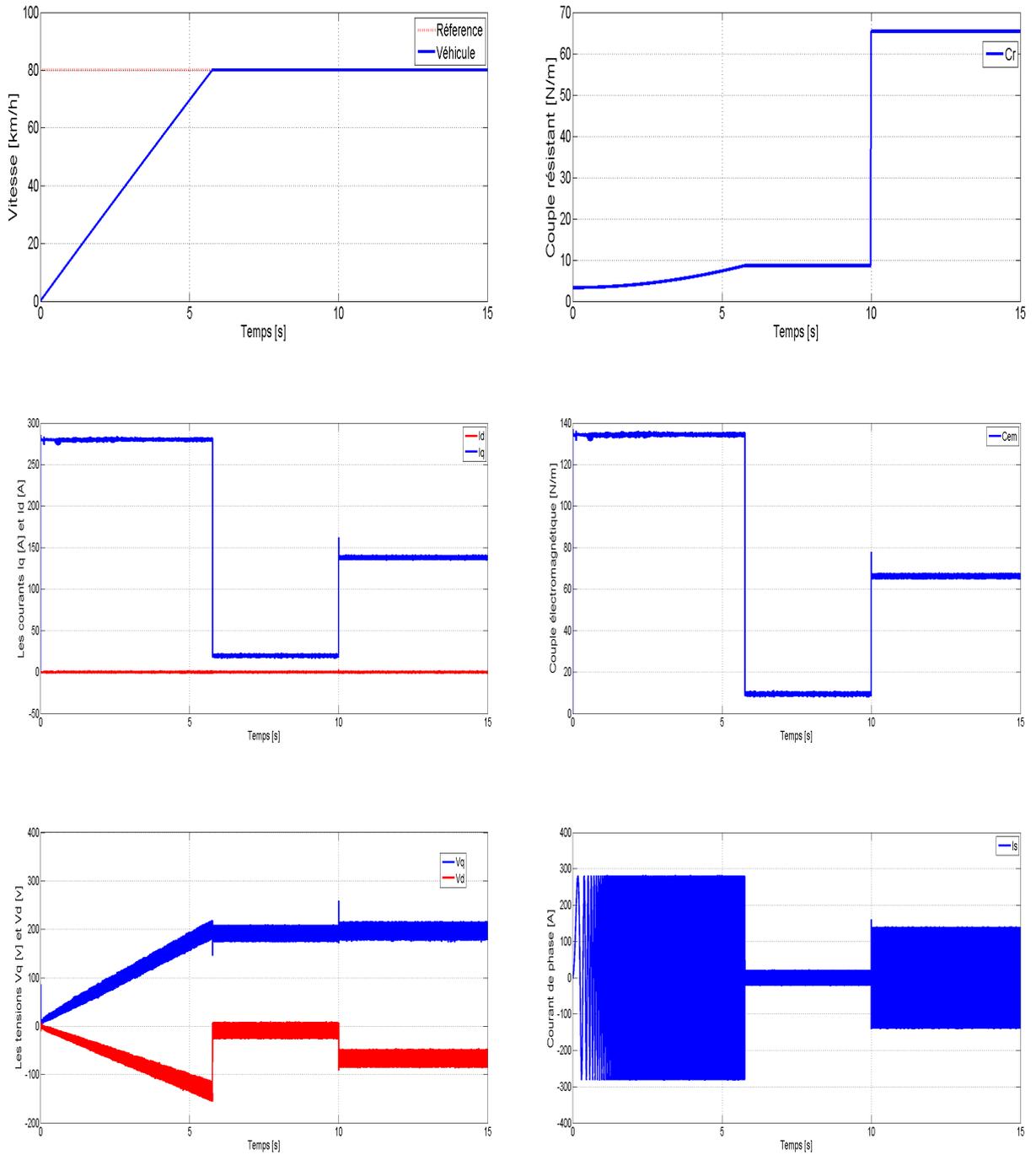


FIGURE 3.20 – Test de poursuite de trajectoire avec réglage par Supertwisting.

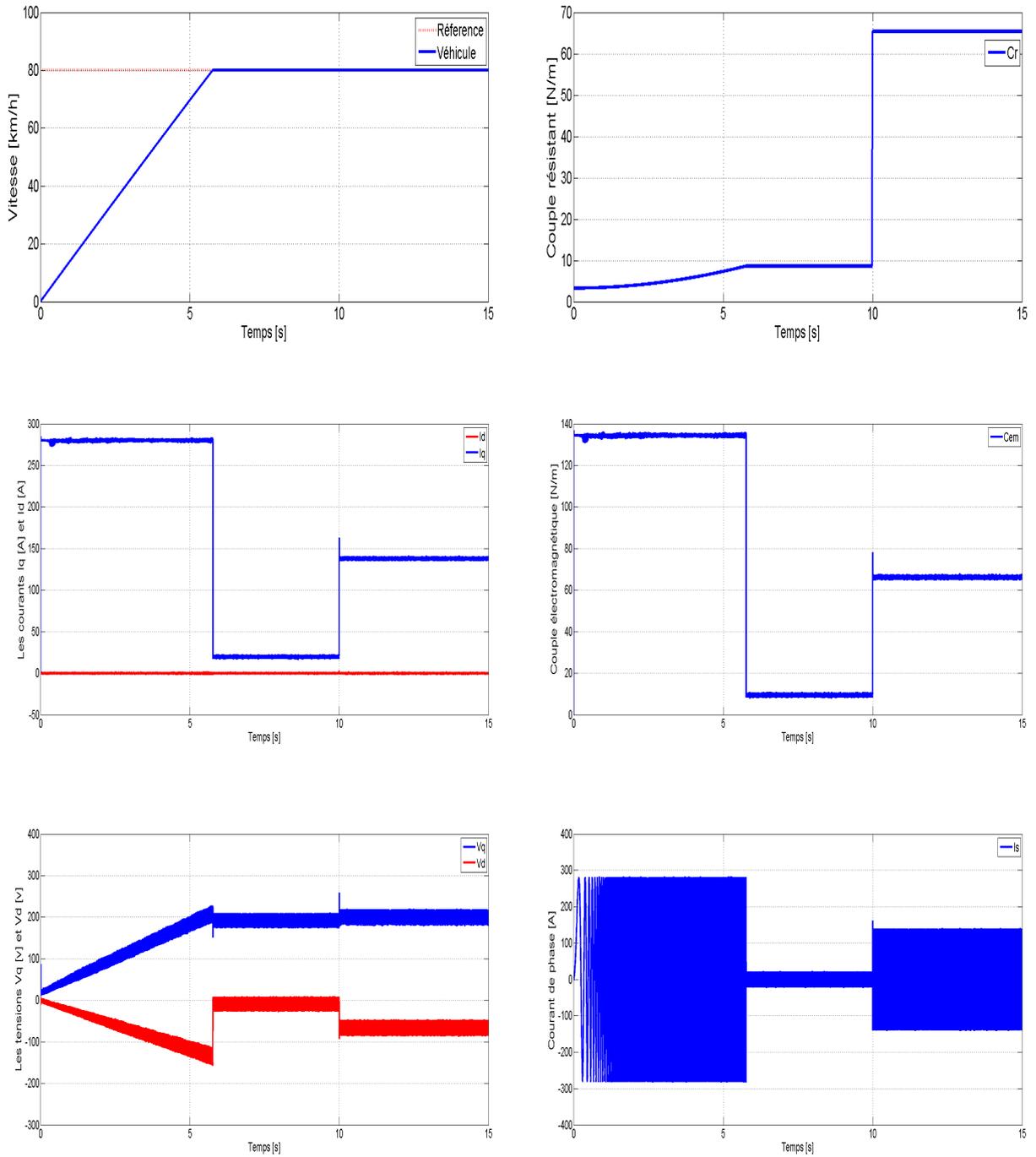


FIGURE 3.23 – Test de variation de la résistance statorique avec réglage par Supertwisting.

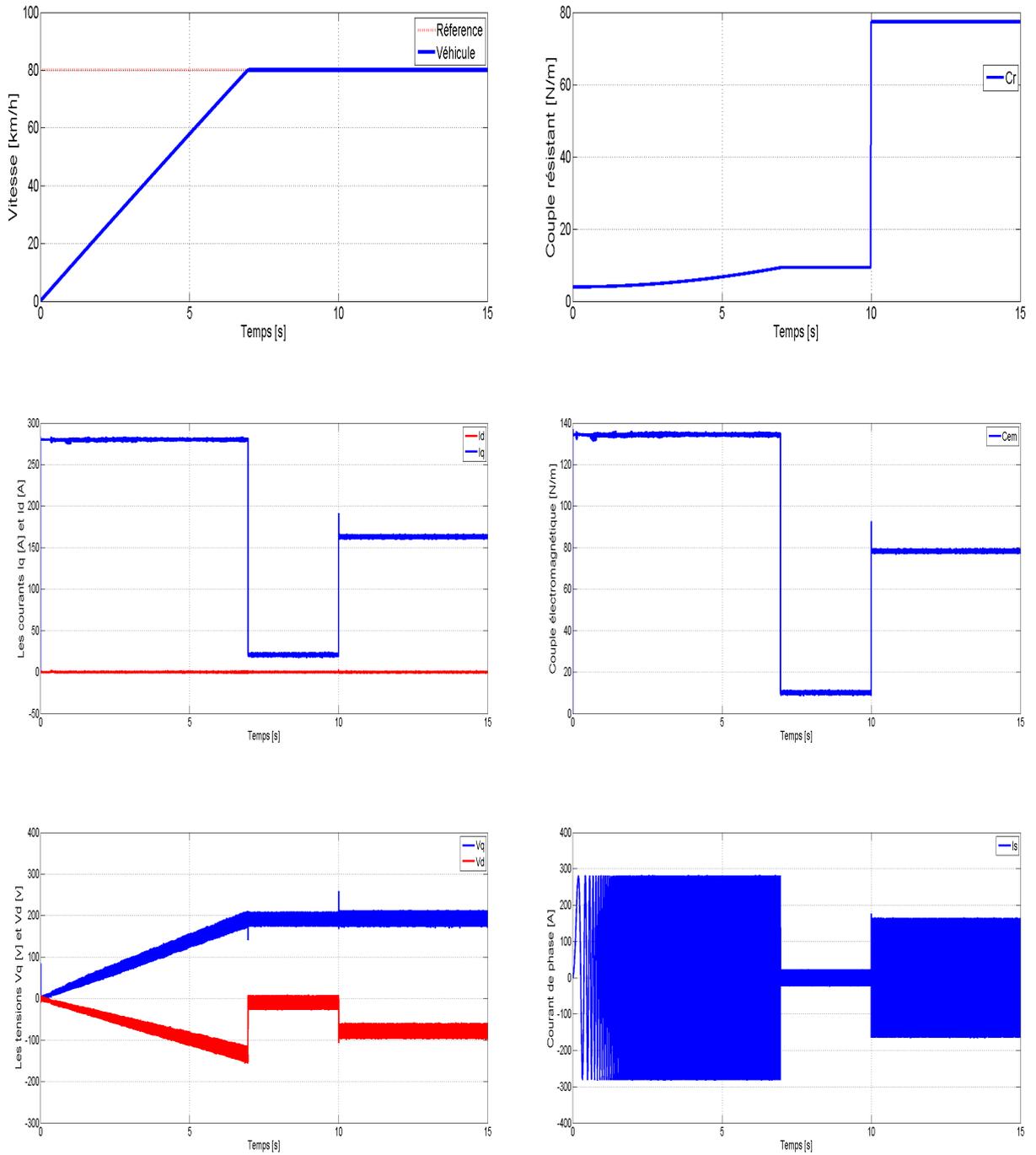


FIGURE 3.26 – Test de variation de l’inertie totale avec réglage par Supertwsting.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de ce mémoire été de faire la modélisation et la commande linéaires et non linéaire d'un véhicule électrique propulsé par deux roues motrices commandées par un moteur synchrone a aimants permanents.

Nous avons tout d'abord consacré la première partie à l'étude des systèmes à propulsion électrique en présentant des différentes architectures, des divers constituants qui font partie de la chaine de traction. Nous avons présenté un modèle simple du véhicule traduisant le mouvement longitudinal. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la partie électrique et nous avons présenté le couplage entre les deux modèles mécanique et électrique. L'ensemble de ces deux modèles a constitué le modèle global du véhicule qui a été adopté pour le reste de l'étude.

Pour la commande de la vitesse du véhicule, nous avons appliqué la commande vectorielle par le régulateur classique PI. Ce type de régulateur a donné de bonnes performances en terme de stabilité, rapidité et précision. Mais suite aux tests de robustesse, il apparait que ce réglage classique PI est sensible aux variations paramétriques du système tel que la variation de l'inertie. Ceci est dû essentiellement au calcul du régulateurs PI basé sur le modèle linéaire .

Pour y remédier, nous avons fait appel à une loi de commande non linéaire robuste, insensible aux variations de paramètres et aux perturbations. C'était le cas de la commande par mode glissant issue de la théorie de Lyapunov. Les résultats de simulation ont illustré que ces deux types de commandes sont robustes et assurent une très bonne poursuite de trajectoire. Par contre, la structure de la loi de commande par mode glissant peut provoquer un dysfonctionnement et limite son utilisation. L'amélioration de cette loi de commande s'avérait nécessaire pour surmonter ces problèmes. L'utilisation de l'algorithme Supertwisting a réduit le phénomène de broutement provenant de la commande mode glissant classique en conservant les mêmes performances souhaitées.

Autres commandes robustes peuvent être intégrés pour la commande en vitesse du véhicule en aboutissant aux mêmes performances du mode glissant et sans présence du Chattering. C'est le cas de la commande Backstepping.

# Annex

Paramètres du MSAP :

$L_q$	0.0002 H
$L_d$	0.0002 H
$R_s$	0.03 $\Omega$
$f_e$	0.0014
$\Phi$	0.08 Wb
$P$	4
$w_0$	70 rad/s
$\xi$	0.7

Paramètres du véhicule :

$R$	0.26 m
$N$	7
$M$	900 Kg
$C_{rr}$	0.01
$\rho$	1.23 Kg/m <sup>3</sup>
$S_f$	1.9 m <sup>2</sup>
$C_x$	0.25
$g$	9.81

# Bibliographie

- [1] A. Boucha , *Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dSpace embarqué* , Mémoire de magister , Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.
- [2] F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, *Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique* , Européen Journal of Electrical Engineering 14, 2-3 (2011) 237-254.
- [3] G. Henni, *Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride* , Mémoire de Magister , Université Hassiba Ben Bouali de Chlef,
- [4] M. Ikkiss, R. El Ferrare, *Voitures solaires électriques* , Mémoire de Master, Faculté multy-disciplinaire de Ouarzazate, Mai 2013.
- [5] H. Benariba , *Contribution à la commande d'un véhicule électrique* , Thèse de doctorat , Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen , Décembre 2018.
- [6] S. Zaouzaou, S. Meziani , *Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans un véhicule électrique* , Mémoire de Master , Université Abderrahmane Mira de Bejaia , 2017.
- [7] S. Gwenaelle , *Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission* , Thèse de doctorat , Université de Nantes , Juillet 2012.
- [8] A. Daanoune, *Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides*, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Décembre 2012.
- [9] H. Karima, *Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides*, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2016.
- [10] W. Lajnef, *Modélisation des supercondensateurs et évaluation de leur vieillissement en cyclage actif à forts niveaux de courant pour des applications véhicules électriques et hybrides*, Thèse de doctorat, L'université Bordeaux 1, Décembre 2006.
- [11] S. Butterbach, *Stockage d'énergie électrique par association de batteries au plomb et de supercondensateurs pour véhicule lourd*, Thèse de doctorat, Université de technologie de Compiègne, septembre 2012.
- [12] H. Aid, W. Aina, *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents*, Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Octobre 2013.

- [13] M. Mahgoun, *Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés*, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Setif, Octobre 2012.
- [14] A. Abdoun, *Commande a structure variable par observateur d'un robot manipulateur rigide de type SCARA*, Université d'Oran es-senia, 2014.
- [15] M. Ghellil, H. Didi, *Établissement d'un modèle de véhicule électrique*, Mémoire de master, Université Abou-Bakr-Belkaid, Tlemcen, Octobre 2014.
- [16] A. Nouh, *Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers*, Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort-Montbéliard et par l'université de Franche-Comté, Mars 2008.
- [17] G. Malloy, M. Lachapelle, *Essence,hybride ou électrique :ce q'il faut savoir*, Association Canadienne des Automobilistes.
- [18] D. Sury, *La voiture électrique : révolution ou fausse bonne idée ?*, Mémoire de master, Université Libre de Bruxelles, 2011.
- [19] D. Benoudjit, *Contribution a l'optimisation et a la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique*, Mémoire de magister, Université de Batna, Thèse de doctorat, Janvier 2010.
- [20] S. Guenidi, *Modélisation, Commande Et Gestion De L'énergie D'un Véhicule Electrique Hybride*, Mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, (2011)
- [21] S. Meziani , A.Bourenane, *Contrôle par logique floue d'une chaine de traction d'un véhicule électrique basé sur une machine asynchrone à double alimentation*, Mémoire de master, Université Abderahmane Mira Bejaia, 2013.
- [22] B. Chauchat, *Chargeur de batteries intégrée pour véhicule électrique*, Thèse de doctorat, Novembre 1997.
- [23] N. Sanhadji , A. Chalabi, *Commande du moteur synchrone a aimants permanents par Backstepping*, Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, Juin 2015.
- [24] L. Angot, *La mobilité électrique dans les systèmes de transport et de mobilité urbains : constats et perspectives. Comment développer une nouvelle offre de mobilité durable par le biais de l'électromobilité dans la métropole toulousaine ?*. Géographie. 2014.
- [25] F. Boussekra, *La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP*, Mémoire de magister, Université de Batna, Novembre 2011.
- [26] M.Loucif, *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur* Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, Mai 2016.
- [27] D. Lahouel, *Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Mémoire de magister, Université de Batna, Juillet 2009.
- [28] A. Attou, *Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents*, Mémoire de master, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, Juin 2011.
- [29] V. Mester, *Conception optimale systémique des composants des chaines de traction électrique*, Thèse de doctorat, Ecole central de Lille, Mai 2007.

- [30] N. Bounasla, *Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Mémoire de magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014.
- [31] C. Espanet. *Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée - Application au moteur-roue*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Janvier 1999.
- [32] [http://www.averre-france.org/Site/Article/?article\\_id=5871&from\\_espace\\_adherent=0](http://www.averre-france.org/Site/Article/?article_id=5871&from_espace_adherent=0).
- [33] M. Florence , L. Benoit , *Mobilité urbaine et technologies de l'information et de la communication (TIC) : enjeux et perspectives pour le climat* , Studies , 5 :56 , 2012.
- [34] R. Castermans , G. Saelens , T. Bréchet , *Quelles sont les perspectives d'évolution des microgrid en Belgique ? Étude des apports de l'économie collaboratvie au secteur de l'énergie*.
- [35] <https://www.transbus.org>.
- [36] K. Kendouci, *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012.
- [37] A.Gh. Aissaoui, M.Abid, *Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée*, Automatique et ordinateurs.
- [38] Y. Zouaoui, *Commande par mode glissant des courants statoriques de la machines asynchrones*, Memoire de magister, Université Ferhat-Abbas de Setif, Mars 2010.
- [39] R.Titraoui, *Commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage vertical*, Mémoire de master, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2015.
- [40] B.Merzougui , F. Hamian, *Contrôle latérale d'un véhicule Avec la technique hybride mode Glissant/backstepping*, Université Dr tahar Moulay de Saida, 2016.
- [41] M. Manceur, *Commande robuste des systèmes non linéaires complexes*, Thèse de doctorat, Université