

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE D'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAÏD DE TLEMCEM FACULTÉ DE

TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE (G.E.E)



MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MASTER

Spécialité :Electrotechnique

Option :Commande Electriques

présentée et soutenu par

AHMED AMETCHIKOU ABDOU SALAM & DJEBBAR MOUNIR

THÈME :

**Etude et Commande du Glissement Longitudinal d'un
Véhicule Électrique**

Mémoire dirigée par Dr.BENARIBA Hassan

Soutenu le 06/07/2021 devant le jury composé de :

Jury :

Mr. MERZOUK Sid Ahmed	Professeur	Président
Mr. BENARIBA Hassan	M.C.B	Encadrant
Mme. BOURI Sihem	M.C.A	Examinateur

Année universitaire 2020-2021

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen

Faculté de Technologie

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE POUR L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER ACADEMIQUE

Spécialité : « Electrotechnique »

Option : « Commandes électriques »

préparé au Département de Génie Electrique et Electronique (GEE)

et présenté par

AHMED Ametchikou Abdou salam et DJEBBAR Mounir

Intitulé du mémoire

Etude et commande du glissement longitudinal d'un véhicule
électrique

soutenu publiquement le Juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

S. MERZOUK	Président	Professeur	U.A.B - Tlemcen
H. BENARIBA	Encadrant	Maître de Conférences	U.A.B - Tlemcen
S. BOURI	Examinateur	Maître de Conférences	U.A.B - Tlemcen

Année universitaire 2020 - 2021

Dédicace

Qu'il me soit permis au seuil de ce modeste mémoire d'exprimer ma plus profonde gratitude aux personnes suivantes :

Mon père pour son soutien moral tout au long de mes études.

Aucun mot ne suffit pour prouver l'étendue de mon affection pour lui.

Ma mère : Il n'y a pas de dédicace pour exprimer ce que je lui dois.
J'espère qu'elle trouvera dans ce travail une récompense pour les sacrifices qu'elle a fait pour moi.

A mes frères et sœurs pour la merveilleuse enfance que nous avons vécu ensemble. Je leur souhaite tant de réussite dans leur vie.

A tous mes proches

Ahmed Ametchikou Abdou salam
Tlemcen, le 23 Juin 2021

Dédicace

Je dédie ce travail à la mémoire de ma chère mère. Ô Allah bénissez-la avec miséricorde et pardon et accordez-la Jannah « Amin ».

Je le dédie aussi à mon père, qui à œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et précieux conseils. Qu'Allah le protège.

A mes frères et ma sœur qui m'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérances, de courage et de générosité. Je leur souhaite tant de réussite dans leur vie.

A tous mes amis, dans ma vie sociale et académique.

DJEBBAR Mounir
Tlemcen, le 23 Juin 2021

Remerciements

Tout d'abord nous tenons à remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la santé, la volonté, le courage et la patience pour mener à terme notre formation et pourvoir réaliser ce travail.

Nos remerciements s'adressent particulièrement au Docteur **BENARIBA Hassan**, pour son encadrement de qualité, sa motivation professionnelle, ses conseils et critiques constructives, ses corrections, sa gentillesse et sa patience ainsi pour le temps qu'il a consacré à la réalisation de ce travail.

En guise de reconnaissance, nous tenons à remercier, très sincèrement, le Docteur **Mr. MECHER-NENE Abdelkader**, responsable de la formation Master Electrotechnique de l'université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, nous eu l'honneur et la chance de bénéficier de ses connaissances et compétences, de ses précieux conseils et de son suivi tout au long de notre parcours académique.

Nous tenons à remercier les membres du jury **Mr. MERZOUK Sid Ahmed** et **Mme. BOURI Sihem** pour leur présence, pour leur lecture attentive de ce mémoire, ainsi que pour les remarques qu'ils nous adresseront lors de cette soutenance afin d'améliorer notre travail.

De peur d'en avoir oublier, nous souhaitons remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de ce parcours universitaire.

*Ahmed Ametchikou Abdou salam Djebbar Mounir
Tlemcen, le 23 Juin 2021*

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	i
DEDICACES 2	ii
REMERCIEMENTS	iii
NOMENCLATURE	x
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I GÉNÉRALITÉS SUR LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES	3
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 DÉFINITION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	4
I.3 HISTORIQUE	5
I.4 ACTUALITÉ SUR LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES	9
I.4.1 Selon l'autonomie	9
I.4.2 Selon la vitesse	9
I.5 FONCTIONNEMENT DES VÉHICULES ÉLECTRIQUE	10
I.6 CLASSIFICATION DES VÉHICULES ÉLECTRIQUE	11
I.6.1 Véhicules tout électrique	11
I.6.1-a Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant	11
I.6.1-b Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible	11
I.6.2 Véhicules hybrides	12
I.6.2-a Véhicules hybrides à moteurs en série	12
I.6.2-b Véhicules hybrides à moteurs en parallèle	13
I.6.2-c Véhicule hybrides combiné ou dual	13
I.7 DIFFÉRENTES ARCHITECTURES DE CHAÎNES DE TRACTION VÉHICULE ÉLECTRIQUE	14
I.7.1 Solution monomoteur	14
I.7.1-a Solution avec boîte de vitesse mécanique	14
I.7.1-b Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe	14
I.7.2 Solutions multimoteurs	15
I.8 STRUCTURE DE LA CHAÎNE DE TRACTION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	15
I.8.1 Electronique de puissance dans le véhicule électrique	16
I.8.1-a Les redresseurs (AC-DC)	16
I.8.1-b Les hacheurs (DC-DC)	16
I.8.1-c Les onduleurs (DC-AC)	16
I.8.1-d Le chargeur	16
I.8.2 Sources d'énergie de véhicule électrique (Batteries)	17
I.8.3 Moteur électrique	18

I.8.3-a	Moteurs à courant continu (MCC)	18
I.8.3-b	Moteur Asynchrone(MAS)	19
I.8.3-c	Moteur Synchrone(MS)	19
I.9	AVANTAGES DE VÉHICULES ÉLECTRIQUES	20
I.10	POINTS FAIBLES DE VÉHICULES ÉLECTRIQUES	20
I.11	CONCLUSION	20
II	MODÉLISATION ET COMMANDE LINÉAIRE DE LA VITESSE LONGITUDINALE D'UN VE	21
II.1	INTRODUCTION	22
II.2	MODÉLISATION DE LA DYNAMIQUE DU VE	22
II.2.1	Dynamique longitudinale du véhicule	23
II.2.1-a	Forces aux roues	23
II.2.2	Modélisation du groupe motopropulseur	26
II.2.2-a	Modélisation du moteur synchrone à aimants permanent	27
II.2.2-b	Mise en equation de la MSAP en triphasé	27
II.2.2-c	Transformation de Park	29
II.2.2-d	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park	30
II.2.2-e	Equation mécanique	30
II.2.3	Convertisseur statique continu-alternatif	31
II.2.4	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	31
II.2.4-a	Commande par modulation de l'argeur d'impulsion (MLI)	32
II.2.4-b	Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)	32
II.2.5	Couplage entre le modèle mécanique et électrique	33
II.2.6	Différentiel électronique	36
II.2.7	Commande vectorielle de la MSAP	37
II.2.7-a	Principe de la commande vectorielle	37
II.2.8	Découplage	38
II.2.8-a	Découplage par compensation	39
II.3	SYNTHÈSE DE LA COMMANDE LINÉAIRE EN VITESSE D'UN VE	40
II.3.1	Boucle de réglage de courant i_d	40
II.3.2	Boucle de réglage de courant i_q	41
II.3.3	Boucle de réglage de vitesse ω_r	41
II.4	RÉSULTATS DE SIMULATION	43
II.5	CONCLUSION	47
III	COMMANDE NON LINÉAIRE DE LA VITESSE LONGITUDINALE D'UN VE	50
III.1	INTRODUCTION	51
III.2	COMMANDE PAR MODE GLISSANT	51
III.3	SYSTÈME À STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT	51
III.4	THÉORIE DES MODES GLISSANTS	52
III.5	OBJECTIF DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT (MG)	53
III.6	LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE	53
III.7	CONCEPTION DE LA LOI DE COMMANDE NON LINÉAIRE PAR MODE GLISSANT	54
III.7.1	Choix des surfaces de glissement	54
III.7.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	55

III.7.2-a	Approche direct	55
III.7.2-b	Approche de Lyapunov	55
III.7.2-c	Calcul de la commande	55
III.8	ELIMINATION DU PHÉNOMÈNE DE BROUITEMENT (CHATTERING)	58
III.9	COMMANDE PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE SUPÉRIEUR	59
III.9.1	Principe de fonctionnement	59
III.9.2	Commande par mode glissant d'ordre deux	59
III.9.2-a	Algorithme du super-Twisting	60
III.10	SYNTHÈSE DES MODES GLISSANTS D'ORDRE UN POUR LA COMMANDE EN VITESSE D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	61
III.10.1	Boucle de régulation de vitesse ω_r	61
III.10.2	Boucle de régulation de courant i_q	62
III.10.3	Boucle de régulation de courant i_d	62
III.11	SYNTHÈSE DE LA COMMANDE SUPER-TWISTING POUR LE RÉGLAGE DE VITESSE D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	63
III.11.1	Boucle de régulation de courant i_q	63
III.11.2	Boucle de régulation de courant i_d	63
III.12	RÉSULTATS DE SIMULATION	64
III.13	CONCLUSION	69
IV	ETUDE ET COMMANDE DU GLISSEMENT LONGITUDINAL D'UN VE	73
IV.1	INTRODUCTION	74
IV.2	PHÉNOMÈNES DE GLISSEMENT	74
IV.3	FORCES LONGITUDINALES	74
IV.3.1	Mouvement longitudinal du véhicule	75
IV.3.2	L'adhérence	76
IV.4	ETUDE DU GLISSEMENT LONGITUDINAL D'UN VE	77
IV.5	CONTRÔLE DU PATINAGE	80
IV.5.1	Régulateur mode glissant pour la commande de taux de glissement	80
IV.5.1-a	Cas d'accélération	81
IV.5.1-b	Cas de freinage	82
IV.6	RÉSULTATS DE SIMULATION	84
IV.6.1	Cas d'accélération : Test en boucle ouverte (sans commande)	84
IV.6.2	Cas d'accélération : Test en boucle fermée (avec commande)	86
IV.6.3	Cas de freinage : Test en boucle ouverte (sans commande)	86
IV.6.4	Cas de freinage : Test en boucle fermée (avec commande)	87
IV.7	CONCLUSION	87
	CONCLUSION GÉNÉRALE	88
	BIBLIOGRAPHIE	92
	ANNEXE	1

TABLE DES FIGURES

I.1	Système de propulsion d'un VE	4
I.2	Premier véhicule électrique	5
I.3	Une des premières voitures électrique au monde (Thomas Parker 1884)	5
I.4	La Jamais Contente	6
I.5	Première voiture hybride	6
I.6	La voiture électrique EV 1	7
I.7	La prius	7
I.8	La Nissan LEAF	8
I.9	La Renault Zoé à gauche et la BWM I3 à droite	8
I.10	Citroën AMI électrique	9
I.11	Système de Propulsion de VE	10
I.12	Principe de fonctionnement de la pile à combustible	12
I.13	Principe du système hybride série	12
I.14	Principe du système hybride parallèle	13
I.15	Principe du système hybride série/parallèle	13
I.16	Chaîne de traction mono-moteur	14
I.17	Solution monomoteurs avec boîte de vitesses (à gauche) avec réducteur fixe (à droite)	14
I.18	Chaîne de traction multi-moteurs	15
I.19	Solution multimoteurs avec réducteur (à gauche) avec entrainement direct (à droite)	15
I.20	Structure de la chaîne de traction d'un VE	16
II.1	Les différents mouvements de véhicule	22
II.2	Efforts longitudinaux s'appliquant sur le véhicule	23
II.3	Force de roulement sur la roue	24
II.4	Force aérodynamiques en fonction de la vitesse pour différentes valeur du C_{px}	25
II.5	La pente sur la route	25
II.6	Chaîne de traction synchrone	26
II.7	Représentation de la MSAP dans le repère électrique (a, b, c)	27
II.8	Modèle de Park de la MSAP	29
II.9	Schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux	31
II.10	Principe de la commande MLI-ST	33
II.11	Mécanisme de réducteur	34
II.12	Modèle d'une trajectoire courbée	36
II.13	Modèle de la MSAP quand i_d est nul	38
II.14	Description des couplages	38
II.15	Découplage par compensation	39
II.16	Boucle de régulation du courant i_d	40
II.17	Boucle de régulation du courant i_q	41
II.18	Boucle de régulation de la vitesse	41

II.19 Schéma global de la commande en vitesse de véhicule électrique	43
II.20 Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI	45
II.21 Test de passage par un virage avec réglage PI	46
II.22 Test de variation des inductances statorique (L_d L_q) avec réglage PI	48
II.23 Test de variation de la résistance statorique avec réglage PI	49
III.1 Trajectoire et surface pour le mode de glissement	53
III.2 Principe des modes glissants	54
III.3 Représentation de la commande équivalente U_{eq}	56
III.4 Fonction sign (non linéarité tout ou rien)	57
III.5 Phénomène de broutement (réticence)	57
III.6 Fonction de saturation	58
III.7 Fonction smooth	58
III.8 Convergence en temps fini de l'algorithme du Super-Twisting	61
III.9 Test de poursuite de trajectoire avec réglage par MG	65
III.10 Test de passage par un virage avec réglage par MG	66
III.11 Test de variation des inductances statoriques (L_d L_q) avec réglage par MG	67
III.12 Test de variation de la résistance statorique avec réglage par MG	68
III.13 Test de poursuite de trajectoire avec réglage par Supertwisting	70
III.14 Test de passage par un virage avec réglage par Supertwisting	71
III.15 Test de réglage par Supertwisting avec variation de la résistance statorique	72
IV.1 Forces et moments du pneumatique	75
IV.2 Modèle longitudinal d'un véhicule (cas d'accélération).	75
IV.3 Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route	77
IV.4 Vitesse au niveau du contact pneu/sol	77
IV.5 Forme de la courbe de la force longitudinale ou latérale	78
IV.6 Modèle simplifié du véhicule à deux roues en cas d'accélération	79
IV.7 Modèle simplifié du véhicule à deux roues en cas de freinage	80
IV.8 Modèle d'une seule roue en cas de freinage	83
IV.9 Les réponses du véhicule en cas d'accélération sur une route sèche : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur	85
IV.10 Réponses du véhicule en cas d'accélération sur une route glissante : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur	85
IV.11 Réponses du véhicule en cas d'accélération avec commande sur une route mouillée : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur	86
IV.12 Réponses du véhicule en cas de freinage sur une route sèche : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur	86
IV.13 Réponses du véhicule en cas de freinage sur une route mouillée : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur	87
IV.14 Réponses du véhicule en cas de freinage avec commande sur une route mouillée : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur	87

Liste des tableaux

I.1	Les modèles des véhicules électriques selon l'autonomie et la vitesse [30]	10
I.2	Temps de charge des batteries [2]	17
I.3	Tableau comparatif des technologies de batteries actuelles [2]	18
I.4	Comparaison des quatre types de moteurs [18]	19

NOTATION

V	Vitesse du véhicule
M	Masse totale du véhicule
d	Largeur du véhicule
g	Accélération de la pesenteur
m_{av}	Masses portées par les roues avant
m_{ar}	Masses portées par les roues arrière
ρ	Densité volumique de l'air
S_f	Section frontale du véhicule
V_{vent}	Vitesse du vent
α_p	Angle de la pente
γ	Accélération de véhicule
R	Rayon de la roue
φ_{sf}	Vecteur flux statorique
θ	Angle de charge désignant la position du rotor par rapport au stator
ω_r	Vitesse de rotation du rotor
ω_{roue}	Vitesse de rotation de roue du véhicule
ω	Pulsation des courants alternatifs
p	Nombre de paires de pôles
J_m	Moment d'inertie
J_T	Moment d'inertie global du véhicule
J_ω	Moment dinertie de la roue
f	Coefficient de frottement
μ	Taux de glissement

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 q
F_f^x	Force de traction longitudinale des roues frontales
F_f^y	Force de traction longitudinale des roues arrières
n	Rapport de réduction de vitesse
ω_0	Pulsation propre du système
ξ	Facteur d'amortissement
r	Degré relatif du système
δ	Angle de braquage des roues frontales
σ	Taux de glissement

ABREVIATION

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
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
MG	Mode de glissement
MC	Mode de convergence
MRP	Mode de régime permanent
ABS	Le système anti-blocage des roues
ASR	Anti-Slip Regulation

Introduction générale

Les derniers développements des véhicules électriques sont essentiellement motivés par le souci de la protection de l'environnement et à un impératif d'économie d'énergie.

En plus de ces deux qualités principales, les véhicules électriques sont plus faciles à entretenir et plus fiables que les véhicules thermiques traditionnels. En effet, il ne nécessite aucune vidange d'huile, aucune bougie d'allumage, aucun filtre à air, aucun embrayage Même en hiver, il ne causera pas de problèmes particuliers au démarrage. De plus, la durée de vie d'un moteur électrique est généralement beaucoup plus longue que la durée de vie de son équivalent à combustion interne (environ un million de kilomètres, soit six fois plus!)[27].

Étant donné qu'un véhicule est un système physique complexe constitué de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous système est une tâche difficile qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du véhicule.

Le phénomène de dérive rend le problème du roulis du véhicule difficile lors d'un déplacement, notamment lors d'une conduite de véhicule sur une trajectoire courbée. Ce problème est risqué et peut faire déraiser le véhicule, la plupart des accidents sur la route qui provoque chaque année de nombreux décès dans le monde à cause de problème citant précédent [5].

Pour remédier à ce problème et améliorer la sécurité de conduite, le véhicules doit être contrôler sur la route. Le contrôle du véhicule consiste à manoeuvrer le véhicule utilisant des actionneurs tels que le volant, le frein et l'accélérateur. Ce contrôle peut être subdivisé en deux tâches principales (commande longitudinal et la commande latéral).

Le but de contrôle longitudinal est de contrôler le mouvement longitudinal du véhicule, tel que la vitesse, l'accélération ou la position longitudinale du véhicule, par action sur le couple moteur.

Le contrôle latéral consiste à guider automatiquement le véhicule pour suivre une trajectoire de référence. Il est responsable du maintien de voie du véhicule et actionner sur l'organe de commande, tel que la colonne pour braquer les roues et le frein pour le système de stabilité du lacet. Il est étudié depuis les années 1950 [16] [5].

Notre travail est basé sur l'étude et commande de la dynamique longitudinale d'un véhicule électrique sans et avec présence du glissement. Le présent travail s'organise autour de quatre chapitre principaux :

Le premier chapitre est dédié à l'étude et la présentation des véhicules électriques au fur et à mesure de leurs évolutions dans l'histoire, leurs configurations et leurs constitutions. Ensuite, nous avons discuté des principaux composants du groupe motopropulseur pour le choix de la configuration de propulsion du véhicule électrique, qui sera utilisée pour la suite de l'étude. Enfin, nous avons énuméré quelques-uns des inconvénients et des avantages des véhicules électriques.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la présentation du modèle mécanique longitudinal de véhicule électrique et à la modélisation de l'actionneur électrique utilisé. De plus, les deux modèles électriques et mécaniques seront couplés, puis la commande vectorielle sera intégrée pour le contrôle de vitesse longitudinale du véhicule en mettant en œuvre un régulateur linéaire PI Proportionnel-Intégral.

Le troisième chapitre présente une stratégie de commande des système non linéaire par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur qui est basé sur l'algorithme de Super-Twisting, qui seront appliqués pour le réglage de la vitesse du véhicule puis en discutant des différents résultats de simulation, il sera possible de déterminer la bonne solution pour le contrôle longitudinal de la vitesse du véhicule.

Le chapitre quatre de ce mémoire est réservé à l'amélioration des performances de mouvement longitudinal de VE. Il étudie les effets du glissement longitudinal (patinage) sur le mouvement pour deux cas du système : accélération et freinage. Il sera basée sur l'application de la commande par mode glissant de l'adhérence.

Finalement, ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale qui résume l'essentiel de notre travail.

Chapitre I

Généralités sur les Véhicules Électriques

SOMMAIRE

I.1	INTRODUCTION	4
I.2	DÉFINITION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	4
I.3	HISTORIQUE	5
I.4	ACTUALITÉ SUR LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES	9
I.4.1	Selon l'autonomie	9
I.4.2	Selon la vitesse	9
I.5	FONCTIONNEMENT DES VÉHICULES ÉLECTRIQUE	10
I.6	CLASSIFICATION DES VÉHICULES ÉLECTRIQUE	11
I.6.1	Véhicules tout électrique	11
I.6.2	Véhicules hybrides	12
I.7	DIFFÉRENTES ARCHITECTURES DE CHAÎNES DE TRACTION VÉHICULE ÉLECTRIQUE	14
I.7.1	Solution monomoteur	14
I.7.2	Solutions multimoteurs	15
I.8	STRUCTURE DE LA CHAÎNE DE TRACTION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	15
I.8.1	Electronique de puissance dans le véhicule électrique	16
I.8.2	Sources d'énergie de véhicule électrique (Batteries)	17
I.8.3	Moteur électrique	18
I.9	AVANTAGES DE VÉHICULES ÉLECTRIQUES	20
I.10	POINTS FAIBLES DE VÉHICULES ÉLECTRIQUES	20
I.11	CONCLUSION	20

I.1 Introduction

Au cours des dernières années, deux phénomènes ont tendu à changer le marché de l'automobile : l'un est la prise de conscience environnementale et l'autre est l'augmentation du prix des carburants. C'est dans ce cas que les constructeurs automobiles commencent vraiment à chercher les grammes de dioxyde de carbone (CO_2), car le taux d'émission de dioxyde de carbone est étroitement lié à la consommation des véhicules. C'est pourquoi un mode de transport propre, indépendant des ressources fossiles et n'émettant pas de gaz à effet de serre est un problème mondial. Cependant, l'utilisation de sources d'énergie propres et renouvelables semble apporter une réponse convaincante [28],[12].

Le but de ce chapitre est de fournir quelques généralisations et définitions utilisées par la communauté scientifique dans le vaste domaine des véhicules électriques. Il introduit d'abord les dernières technologies de la traction électrique (classification des véhicules électriques en fonction de l'énergie, choix du type de configuration, choix du moteur et de la source de l'énergie). Nous avons discuté des principaux composants de la chaîne de traction, nous donnerons la configuration la plus favorable, et nous mettrons enfin en évidence les différents avantages et inconvénients des véhicules électriques.

I.2 Définition d'un véhicule électrique

Un véhicule électrique VE est une automobile propulsée par un ou plusieurs moteurs qui fonctionnent exclusivement par une source d'énergie électrique comme batterie accumulateur ou une pile combustible. Grâce à ses moteurs, la force motrice est transmise aux roues.

Les voitures électriques sont devenues en effet un enjeu de société à cause de la montée en puissance des préoccupations environnementales, de la volatilité de prix de des carburants et de la forte médiatisation de véhicule tout électrique [8].

Le système de propulsion électrique est l'organe principale de VE, il à une architecture simple. Il est composé : d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission et des roues (Figure I.1).

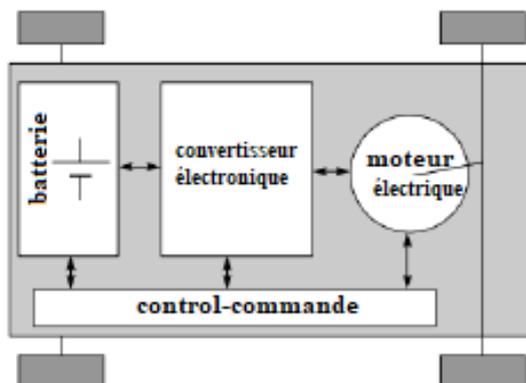


FIGURE I.1 – Système de propulsion d'un VE

I.3 Historique

De nos jours, la voiture propre est un problème sur lequel travaillent de nombreuses entreprises de l'industrie d'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. Les véhicules électriques sont également prévus comme une solution au problème de la pollution des gaz d'échappement, et ils ne sont pas nouveaux. À la fin du XIXe siècle, au début de la naissance de la voiture, plusieurs modes de propulsion (moteurs électrique, moteurs à vapeur et moteurs thermique) sont apparus. De plus, les performances des premiers prototypes de véhicules électriques étaient extrêmement enviables de celles des véhicules thermopropulsés de l'époque [4].

La première voiture électrique a été inventée dans les années 1830 (1832-1839) par l'écossais **Robert Anderson** comme le montre la figure I.2. L'américain **Thomas Davenport** construit une petite locomotive électrique avec des batteries électrique non rechargeables trois ans plus tard, ce qui fait que la voiture n'était rentable. Il était nécessaire de trouver un moyen de charger les batteries contenues dans ces voitures lorsque nous souhaitons de rendre les voitures électriques pratique [8].

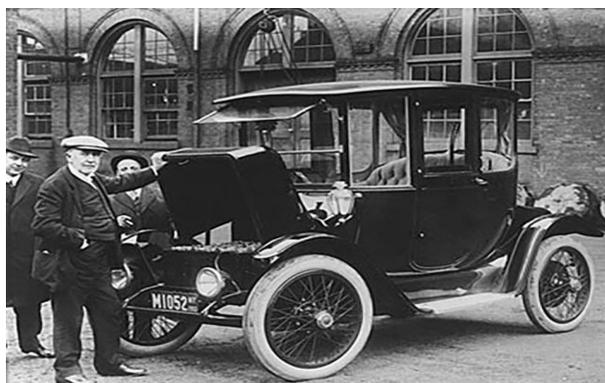


FIGURE I.2 – Premier véhicule électrique

Vers 1838, l'écossais **Robert Davidson** arrive avec un modèle similaire qui peut rouler jusqu'à 6 km/h . En 1859, le français **Gaston Planté** invente la batterie rechargeable au plomb acide. Qui sera innovée vers 1881 par **Camille Faure**. En 1884, sur cette figure I.3 on voit **Thomas Parker** assis dans une voiture électrique, qui semble être la première au monde.



FIGURE I.3 – Une des premières voitures électrique au monde (Thomas Parker 1884)

Vers 1899 en Belgique, une société a construit « La Jamais Contente », la première voiture électrique a dépassé les 100km/h (elle atteindra les 105km/h). L'automobile était pilotée par le belge **Camille Jenatzy**, et munie des pneus Michelin. Cette voiture a une forme de torpille (figure I.4) [4].

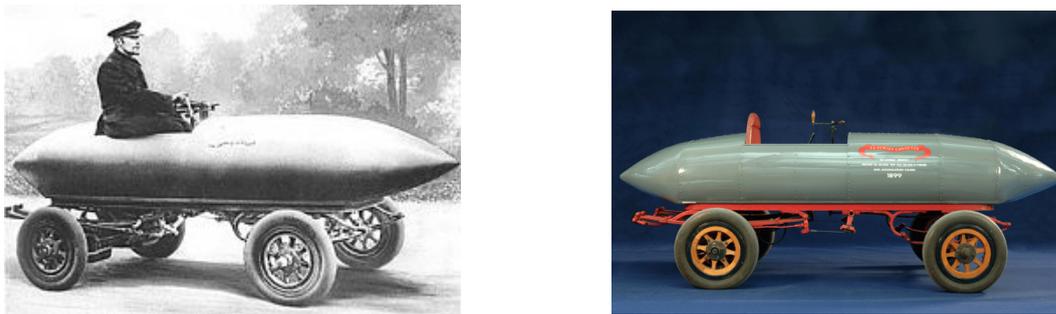


FIGURE I.4 – La Jamais Contente

À partir de 1900, la voiture électrique connaît ses beaux jours. Plus d'un tiers des automobiles en circulation sont électriques, le reste étant des voitures à vapeur et à essence.

Dans les années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. Nous pouvons citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois 'élevé que ceux l'essence [9].

En 1966, le congrès des États-Unis recommande la construction de véhicules électrique pour diminué la pollution de l'aire car l'environnement commence à devenir une préoccupation. L'opinion public américaine est en grande partie favorable et avec l'augmentation de prix de l'essence en 1973 (premier choc de pétrole). À cause de ce choc l'utilisation de l'énergie électrique est favorisé.

En 1972, **Victor Wouk** le parain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de General Motors (GM) (figure I.5).



FIGURE I.5 – Première voiture hybride

En 1974, Vanguard-Sebring Cticar, qui ressemble beaucoup à une voiturette électrique de Golf, est apparu dans le symposium de véhicule électriques de Washington, elle peut rouler sur 64 kilomètres à une vitesse de 48km/h. En 1975, la société est la sixième fabricant américain, mais elle sera dissoute quelques années plus tard.

En 1976, le congrès des États-Unis adopte une loi sur la recherche, le développement et la démonstration de véhicules électriques et hybrides, qui vise à promouvoir le développement de nouvelles technologies des batteries, moteurs et composants hybrides.

Dès 1988, le président de la société de General Motors (GM) apporte un fond de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique, qui deviendra la EV 1 et qui va être produite entre 1996-1998 (figure I.6).



FIGURE I.6 – La voiture électrique EV 1

En 1997, Toyota lance la première voiture hybride la Prius commercialisée en série. En première année 18000 exemplaires ont été vendus au Japon et en 2006 cette société a passé le cap des 500.000 unités vendus dans le monde avec son célèbre véhicule hybride, la prius (figure I.7).



FIGURE I.7 – La prius

Dans les années 1997-2000, des nombreux constructeurs lancent des modèles électrique hybrides à savoir : La Honda EV Plus, la G.M. EV 1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV ; Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV.

Pendant l'an 2000, la voiture électrique va re-mourir à nouveau. En 2003-2004 c'est la fin l'EV 1. GM récupère un par un tous les véhicules pour les détruire, malgré plusieurs mouvements de protestation. Le producteur a été d'avoir donné au lobby des sociétés pétrolières. Et en France, Renault fait une tentative avec la sortie de sa voiture hybride Kango Electroad mais abandonnera la production après environ 500 véhicules.

Vers les années 2008 à 2010, le producteur californien Tesla Motors Inc construit sa voiture de sport électrique Tesla Roadster. Au Japon Mitsubishi Motors lance la i-Miev pour les professionnels, et en avril 2010 pour les clients individuels suivie par la vente au public Hong Kong en mois de Mai 2010.

En décembre 2010, voit la naissance d'une voiture électrique à cinq places qui était déjà annoncer en 2009 par Nissan appelée LEAF (Leading, Environnementally Friendly, Affordable, Family car) qui sera le véhicule électrique le plus vendu au monde pendant une décennie figure I.8.



FIGURE I.8 – La Nissan LEAF

En 2012 le constructeur Tesla sort la berline sport Model S (puis suivront le Model X 2015, qui a dépassé les 70 000 ventes en décembre 2017).

En 2013, Renault invente un modèle 100 % électrique (la Zoé), cette VE est très agréable dans la ville et très confortable sur la route, avec un atonomie de 150km. La même année en Allemagne, la société BMW sort la I3. Figure I.9.



FIGURE I.9 – La Renault Zoé à gauche et la BMW I3 à droite

En avril 2018, le président de Renault-Nissan-Mitsubishi, **Carlos Ghosn** déclare que le problème de l'autonomie est maintenant établi pour la plupart des utilisateurs et que maintenant le frein principal c'est le prix.

En 2019, les grands producteurs automobiles japonais annoncent tous de smartes véhicules (petit véhicule) électriques susceptibles de briser la barrière de prix qui empêche le développement de ce segment : New Honda e, Nissan IMk, petit modèle Toyota ultra-compact électrique à deux places destiné aux conducteurs débutants, aux personnes âgées et aux ruraux.

En 2020, Citroën présente l'AMI figure I.10 de deux places destinée aux centres-villes, véhicule sans permis d'une autonomie de 70 kilomètres à petit prix. La même année Honda annonce que les motorisations 100% thermiques disparaîtront entièrement de son catalogue à partir de 2022 en Europe.



FIGURE I.10 – Citroën AMI électrique

I.4 Actualité sur les véhicules électriques

I.4.1 Selon l'autonomie

À l'heure actuel l'autonomie moyenne des voitures électriques commercialisés est de 100 à 500 km. En outre l'autonomie dépend de type de la batterie li-ion utilisé par la plus part de véhicule électrique, qui remplace le réservoir de carburant de voiture thermique. Plus la capacité de la batterie est grande, l'autonomie sera plus long.

I.4.2 Selon la vitesse

la vitesse des VEs varie en fonction de modèle et le type de motorisation sous forme exponentiel, plus on roule vite plus on consomme d'électricité.

Le tableau I.1 nous montre quelques modèles des véhicules actuels avec leurs autonomie et leurs vitesses maximales .

Modèles	Autonomie	Vitesse max	Batterie
Opel-Ampera-e	500 km	150 km/h	Lithium-ion
Smart-fortwo Cabrio Electric drive	160 km	100 km/h	Lithium-ion
Tesla model	350 km	150 km/h	Lithium-ion
Toyota Mirai	500 km	178 km/h	POC + NiMH
Volswagene-golf 2017	300 km	150 km/h	Lithium-ion
Chevrolet bolt	383 km	200 km/h	Lithium-ion

TABLE I.1 – Les modèles des véhicules électriques selon l'autonomie et la vitesse [30]

I.5 Fonctionnement des véhicules électrique

Une voiture électrique fonctionne avec un moteur électrique, contrairement aux voitures conventionnelles basées sur des moteurs à combustion interne.

Les voitures électriques n'ont pas besoin de carburant ni de diesel, mais utilisent l'énergie électrique conservée dans une batterie lithium-ion rechargeable, cette batterie elle a une durée de vie plus longue et une densité de puissance plus élevée. Elle consiste en un grand nombre de condensateurs qui envoient de l'électricité à un ou plusieurs moteurs électriques. Cette dernière est relié au moteur électrique via un régulateur et un convertisseur.

L'intensité du courant qui alimente le moteur est contrôlée par le régulateur lorsque le conducteur du véhicule appuie sur la pédale de l'accélérateur, la batterie libère du courant continu (DC) à travers un convertisseur électronique (onduleur) qui permet de transformer cette intensité de courant en alternatif (AC) pour alimenter le moteur électrique (cas de moteur AC). Ce dispositif électronique contrôle également la fréquence d'alimentation en courant alternatif (AC) ce qui permet de maîtriser la vitesse du moteur, et encore il permet de varier l'amplitude de courant alternatif pour contrôler la puissance du sortie de moteur. Le convertisseur est une partie intégrante du moteur il agit comme le cerveau de la voiture électrique.

Lors du démarrage ou à basses vitesses, la voiture à besoin d'un couple plus élevé (ce qui veut dire le courant de démarrage (I_d) est égale N fois le courant nominale (I_n) pour pouvoir accélérer et d'un couple moins important à des vitesses grandes ou moyennes. Ces spécificités sont semblables à celles d'un moteur électrique.

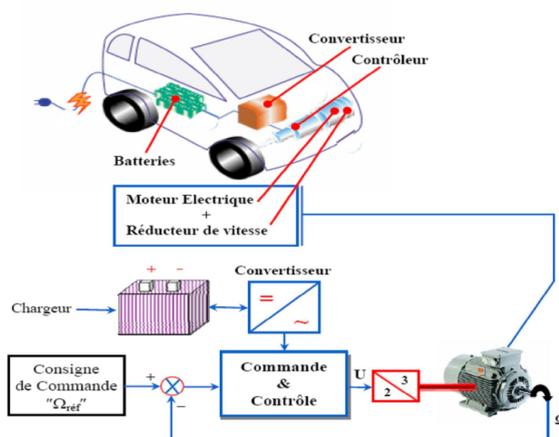


FIGURE I.11 – Système de Propulsion de VE

I.6 Classification des véhicules électrique

Les véhicules électriques font partie de la famille de véhicules électrifié désignant des véhicules hybrides, des hybrides électriques rechargeables.

Les véhicules électrique peuvent être classés selon plusieurs critères : leur architecture, leur type de recharge, leur élément de stockage d'énergie, leur dimensionnement des sources d'énergie ...

Dans la famille de véhicules électriques, il peut y avoir :

I.6.1 Véhicules tout électrique

Un véhicule tout électrique VTE, est un véhicule qui utilise une seule source d'énergie fournie par les batteries cette énergie est utiliser pour alimenter un ou plusieurs moteurs, ces voitures possèdent uniquement un accumulateurs comme source d'énergie.

Les voitures électriques on beaucoup évolués au fil du temps et cela lié au développement de son source d'alimentation d'énergie(batteries) actuellement, les véhicules électriques purs sont relégués à la deuxième plage. En fonction de la source d'alimentation utilisée pour alimenter ces véhicules, il existe essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible.

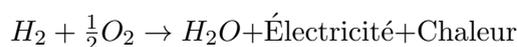
I.6.1-a Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant

Aujourd'hui les principales véhicules électriques mondial, sont des voitures électriques qui fonctionnent avec des batteries rechargeables. Une batterie est un dispositif permettant de stocker l'énergie électrique sous forme chimique, puis de la libérer sous forme de courant continu de manière contrôlée elle est le système le mieux adapté pour l'alimentation des véhicules électriques actuellement. Son invention date du XIXe siècle, est donc le meilleur système de stockage techniquement contrôlé.

I.6.1-b Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible

Un véhicule électrique à pile à combustible est un véhicule à hydrogène qui produit de l'électricité pour alimenter. Son moteur électrique embarqué utilise une pile à hydrogène. Il constitue une solution efficace pour économiser les ressources naturelles et réduire la pollution de l'environnement. Dans le progrès de la technologie des piles à combustible, l'importance des sujets tels que la façon d'utiliser les piles à combustible dans un système de véhicule électrique et la façon d'intégrer le contrôle des piles à combustible avec d'autres sous-systèmes à été renforcée [20].

Le principe opérationnel de la pile à combustible est basé sur la production d'énergie de réaction entre l'hydrogène et l'oxygène. Cette réaction produit en fait, de l'électricité, de l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante (Figure I.12) :



Cette technologie de PAC¹ n'est pas beaucoup utilisé à l'heure actuel puisqu'elle présente certains inconvénients comme : l'hydrogène est une matière première explosive, son stockage et son coût sont élevés ...

1. Pile à combustible

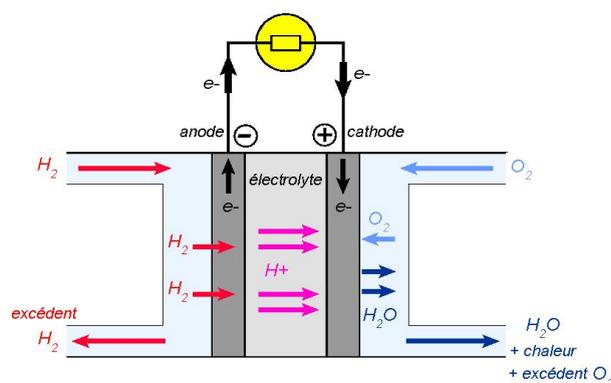


FIGURE I.12 – Principe de fonctionnement de la pile à combustible

I.6.2 Véhicules hybrides

L'utilisation de véhicules purement électriques ou thermiques entraînent des inconvénients importants, que ce soit de grande pollution, un stockage d'énergie, des coûts ou simplement la distance moyenne parcourue par le véhicule. Une solution : l'hybride ; une fusion du moteur électrique et thermique. Un véhicule hybride, est la combinaison d'une motorisation électrique et le stockage d'électricité par batteries avec une motorisation thermique (essence ou diesel), assurant la propulsion du véhicule.

Par ce biais, nous pouvons assurer la baisse de pollution en ville ainsi que la puissance et l'endurance du véhicule sur route [32]. Il existe deux types principaux du système d'entraînement hybride : parallèle et série, ces systèmes diffèrent dans leurs façons d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie.

I.6.2-a Véhicules hybrides à moteurs en série

Le système Hybride série permet au moteur électrique de diriger seul la rotation des roues en utilisant la puissance générée par le moteur thermique. Un Hybride série, est composé d'un moteur électrique, d'un moteur thermique, d'un générateur, d'une batterie et d'un inverseur. Lors des faibles vitesses, le moteur thermique est utilisé par intermittence pour alimenter soit le moteur électrique, soit pour recharger la batterie. Le tout électrique, est utilisé en ville, sur route le moteur thermique assure la recharge de la batterie ainsi que l'alimentation du moteur électrique. Le nom série vient du fait que le moteur thermique, est directement lié en série au moteur électrique [32]. Le schéma de principe d'un véhicule hybride série est donné sur la figure I.13.

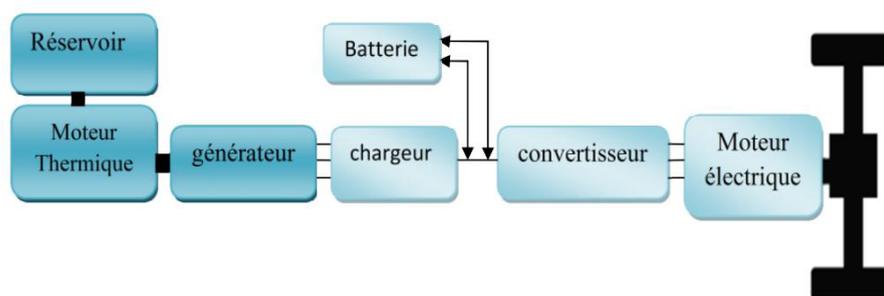


FIGURE I.13 – Principe du système hybride série

I.6.2-b Véhicules hybrides à moteurs en parallèle

Dans ce cas, les moteurs électrique et thermique assurent tous les deux la rotation des roues, par contre, c'est le moteur électrique qui recharge la batterie. Un hybride parallèle se compose d'un moteur thermique, un moteur électrique, une batterie, un inverseur, et d'une transmission. Le moteur électrique, est alimenté cette fois par la batterie et non par le moteur thermique, il fonctionne également en tant que générateur pour recharger la batterie. L'inconvénient est qu'il ne peut produire de l'électricité durant la conduite. Encore une fois le moteur électrique fonctionne lors des conduites en ville et le moteur thermique lors des plus fortes demandes en puissance soit sur la route. Le nom parallèle vient du fait que le courant est parallèle [32]. Le schéma de principe d'un véhicule hybride parallèle est donné sur la figure I.14.

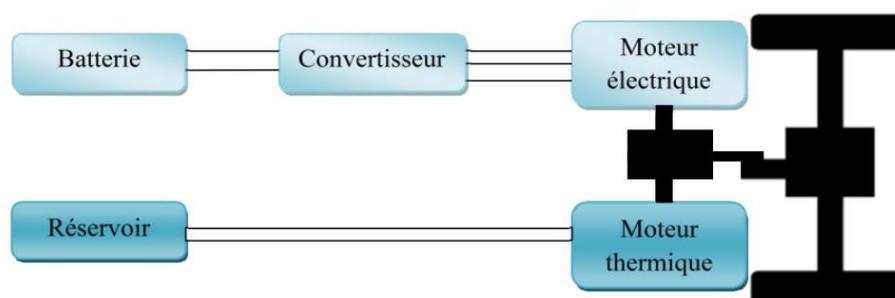


FIGURE I.14 – Principe du système hybride parallèle

I.6.2-c Véhicule hybrides combiné ou dual

Le système série/parallèle est la combinaison du moteur électrique et thermique permettant la rotation des roues en rendant de l'électricité à la recharge de la batterie par l'intermédiaire du générateur. Ce système à l'avantage de pouvoir sélectionner les moteurs soit électrique soit thermique ainsi qu'une recharge permanente des batteries. Il est composé d'un moteur électrique, d'un moteur thermique, un générateur, un répartiteur d'énergie, d'un module de commande de l'alimentation (inverseur/convertisseur). Le répartiteur, permet de faire fonctionner le moteur électrique ainsi que de produire de l'électricité pour recharger les batteries, ceci tout en essayant d'obtenir le meilleur rendement possible en fonction des conduites (ville, route...) [32]. Le schéma de principe d'un véhicule hybride série/parallèle est donné sur la figure I.15.

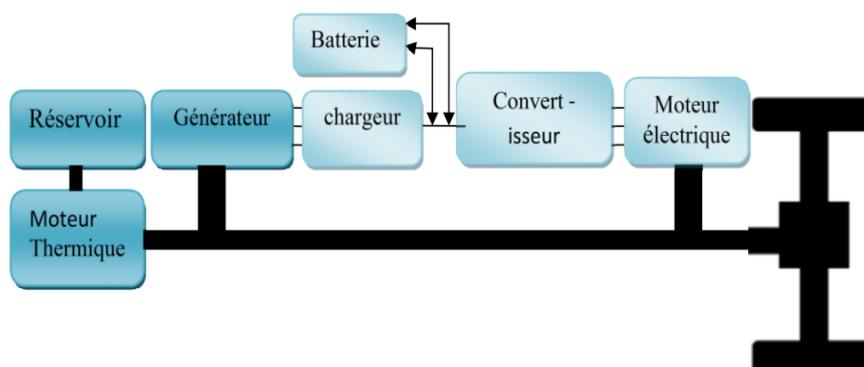


FIGURE I.15 – Principe du système hybride série/parallèle

I.7 Différentes architectures de chaînes de traction véhicule électrique

Il existe plusieurs possibilités pour relier les composants nécessaires à la transmission de puissance qui sont le réducteur mécanique, la boîte de vitesses et éventuellement le différentiel.

I.7.1 Solution monomoteur

Dans ce cas, le VE mono-moteur présente une seule chaîne de traction comme le montre la figure I.16.

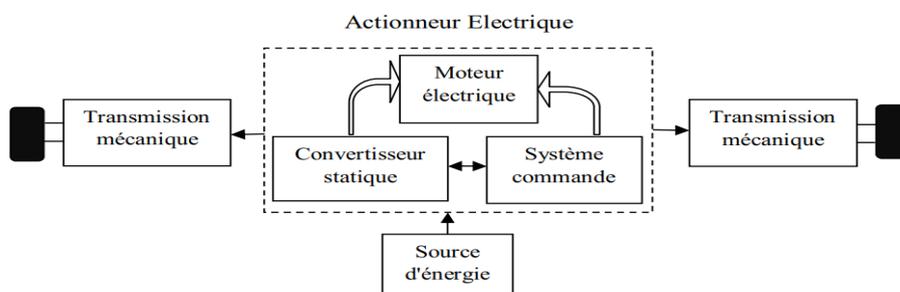


FIGURE I.16 – Chaîne de traction mono-moteur

I.7.1-a Solution avec boîte de vitesse mécanique

Son avantage est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse donnée. De plus, ce moteur peut être légèrement plus efficace s'il n'est pas obligé de fonctionner à une puissance maximale constante. Il est possible d'utiliser des moteurs à collecteur à aimants permanents ou tout type de moteur de commutation électronique (MCE).

I.7.1-b Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe

Le couple maximal que doit délivrer un tel moteur associé à un réducteur de rapport fixe est supérieur à celui que devrait produire un moteur associé à une boîte de vitesses [4] figure I.17

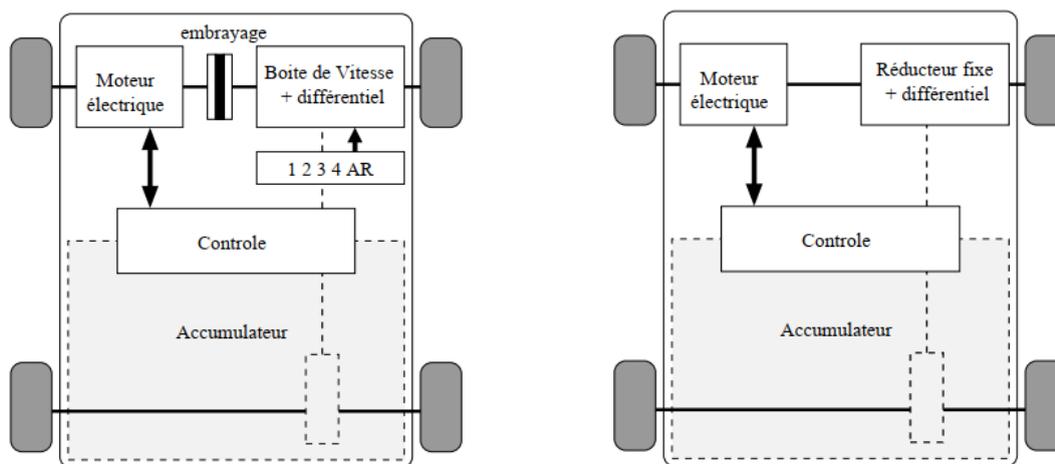


FIGURE I.17 – Solution monomoteurs avec boîte de vitesses (à gauche) avec réducteur fixe (à droite)

I.7.2 Solutions multimoteurs

Le véhicule électrique multi-moteurs ont plusieurs chaînes de traction indépendantes. Il peut sembler à priori intéressant de motoriser indépendamment les roues pour éliminer les organes de transmission mécanique tels que la boîte de vitesse, l'embrayage et le différentiel mécanique.

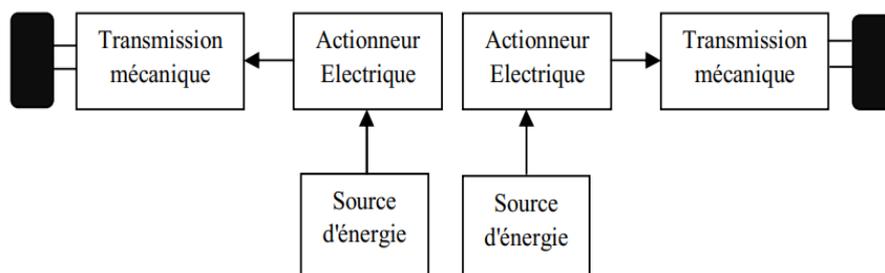


FIGURE I.18 – Chaîne de traction multi-moteurs

Dans ce cas, la chaîne de traction est plus simplifiée en utilisant un moteur électrique pour chaque roue motrice. Par conséquent, le différentiel traditionnel est remplacé par un différentiel électrique réalisé en contrôlant indépendamment chaque moteur. Il peut y avoir deux configurations : avec un réducteur ou avec un entraînement direct (moteur-roue) comme le montre la figure I.19

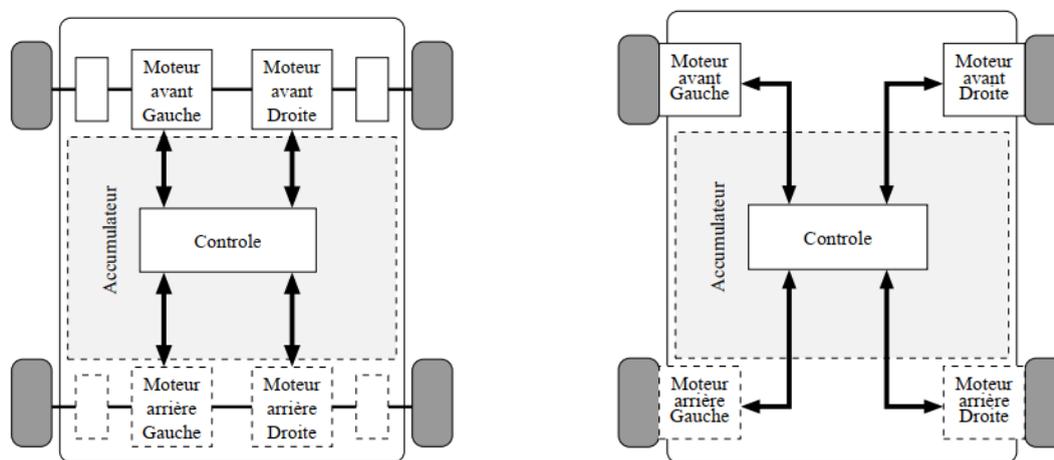


FIGURE I.19 – Solution multimoteurs avec réducteur (à gauche) avec entraînement direct (à droite)

I.8 Structure de la chaîne de traction d'un véhicule électrique

Actuellement les réalisations des véhicules électriques sont très inspirés aux structures propres de véhicules thermiques. Le moteur thermique à combustion interne alimenté par un combustible stocké dans un réservoir (essence, diesel, GNV) est remplacé par un moteur électrique alimenté par une énergie électrique stocké dans des batteries d'accumulateurs électrochimiques.

Une chaîne de traction d'un VE est beaucoup plus simple se compose classiquement d'un moteur électrique, d'un système électronique (alimentation et commande), d'un système de liaison

mécanique (réducteur, différentiel et roues) [17].

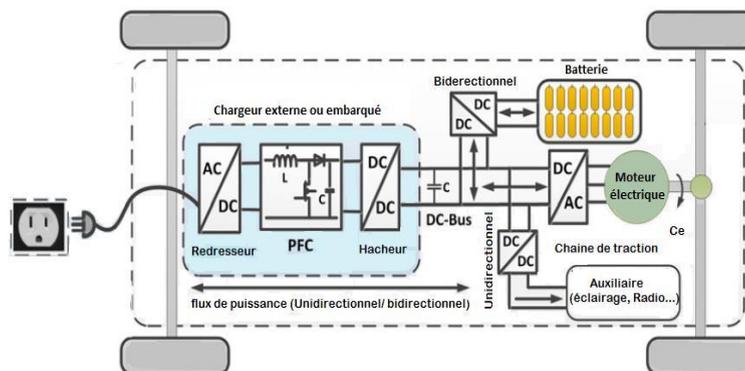


FIGURE I.20 – Structure de la chaîne de traction d'un VE

I.8.1 Electronique de puissance dans le véhicule électrique

I.8.1-a Les redresseurs (AC-DC)

Les redresseurs dans un véhicule électrique sont utilisés pour convertir l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseaux de distribution générale, soit par un alternateur placé sur le véhicule et accouplé à un moteur thermique, en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie électrochimiques ou dans une batterie de grande capacité [28].

I.8.1-b Les hacheurs (DC-DC)

Le convertisseur électronique de courant appelé hacheur permet de faire varier la tension aux bornes du moteur et par conséquent la vitesse. Il agit par découpage de la tension d'où son nom de « hacheur ». Dans un VE les hacheurs ont deux utilisations :

- Ils sont essentiels dans l'alimentation des moteurs de propulsion lorsqu'ils sont à courant continu.
- Ils sont important pour adapter la principale tension de la batterie à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc).

I.8.1-c Les onduleurs (DC-AC)

L'utilisation de ce convertisseur électronique est de convertir l'énergie des batteries à courant continu en énergie électrique alternatif (côté du stator de la machine) et permet la commande de couple de machine, puis contrôler la vitesse du véhicule soit en mode traction ou en mode freinage.

I.8.1-d Le chargeur

Le chargeur est un dispositif électronique compagnon indispensable de la voiture électrique son rôle est d'adapter le courant fourni par la borne de recharge (monophasé, triphasé, alternatif ou continu) selon les exigences de la batterie du véhicule.

Ainsi les chargeurs des batteries sont spécifiques à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Durant la charge la batterie se comporte comme un récepteur de courant. Dans le cas d'une alimentation par courant alternatif, la charge s'effectue généralement en deux étapes : conversion AC/DC puis conversion DC/DC.

Un filtre LC est ajouté pour filtré es ondulations du courant provoqué par les convertisseurs.

Voir figure I.20.

On distingue deux grandes catégories de chargeurs dont :

Les chargeurs de type normal :

La façon la plus courante de charger le véhicule électrique sera toujours de l'effectuer chez soi, pendant la nuit ou bien pendant la journée, sur son lieu de travail, dans le cas où votre employeur aurait installé des bornes. Généralement ce type de chargeur à une puissance moyenne de $3kW$ la batterie se recharge complètement à une durée moyenne de 6 à 8 heures.

Les chargeurs de type rapides :

Pour réduire le temps de charge pour l'ensemble des véhicules, l'autre solution consiste à brancher directement la batterie à un chargeur externe intégrant toute la conversion de puissance qui est comprise entre $10kW$ à $150kW$. Le temps de charge normalement prévu est compris entre 30 minutes et une heure.

Actuellement il existe des chargeurs intelligents pour les VE comme le Caméléon développé par la société Renault qui tire le meilleur de tous les types de bornes de recharge en courant alternatif jusqu'à $43kW$.

Le tableau I.2 donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

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

TABLE I.2 – Temps de charge des batteries [2]

I.8.2 Sources d'énergie de véhicule électrique (Batteries)

La technologie utilisée actuellement pour les batteries des VE doivent est celle qui respecte les conditions suivantes [28] :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance (W)/poids(kg)) qui permet d'avoir des bonnes accélérations.
- Une bonne autonomie cela veut dire une bonne énergie massique.
- Une tension stable qui génère des performances régulières.
- Une durée vie élevé, calculée en nombre de cycles de charge/décharge, entraînant une diminution des coûts pour l'utilisateur.
- Moins d'entretien et recyclable.

Il existe plusieurs types de batteries disponibles actuellement sur le marché tel que :

- La batterie Plomb Acide :

Ce sont les technologies de batterie les plus anciennes et moins chères aujourd'hui. Leurs inconvénients principaux est leurs faible énergie massique elle est polluante et son recyclage n'est pas rentable. Raison pour laquelle elles sont largement délaissées.

- Les batteries Nickel-Cadmium (Ni-Cd) :

C'est une technologie très ancienne aussi, ces batteries ont une longévité assez importante (environ 1000 cycles). Mais le passage aux puissances et aux tailles de batteries exigés pour la motorisation automobile pose des problèmes de fonctionnement et de fiabilité non encore résolus à ce jour [2].

- Les batteries Nickel-hydrure Métallique (Nickel-Métal hybride Ni-Mh) :

Ces batteries ont une architecture similaire aux batteries Ni-Cd pour une densité énergétique doublée mais une résistance supérieure qui impose une phase de rodage des éléments pour débiter de forts taux de courants. C'est une technologie assez fragile car ne supportant pas la surcharge.

Ce type de batterie convient à une transition vers des voitures électriques, mais sa durée de vie utile n'est pas satisfaisante. La technologie NI-MH est bien adaptable pour les véhicules électriques grâce à un coût financier plus faible que les batteries au li-ion [2].

-Les batteries Lithium-ion (Li-ion) :

Les batteries au Li-ion considérées comme la solution la plus réaliste pour l'équipement de VEs nécessitent une certaine quantité de matières première pour leur fabrication. De nos jours, les batteries les mieux adaptées aux applications automobiles sont incontestablement les Li-ion hautes puissances. Cette technologie est actuellement au cœur de l'offre en matière de système de stockage pour le transport. Le tableau I.3 présente les différentes caractéristiques pour différents types de batteries utilisées dans les véhicules électriques.

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 60 °C	-40 à 60 °C	-20 à 60 °C	-20 à 60 °C

TABLE I.3 – Tableau comparatif des technologies de batteries actuelles [2]

D'après ce tableau, pour notre étude nous nous intéressons au batterie Lithium-ion car ils offrent beaucoup d'avantages et ils sont les mieux adaptées aux applications de VE.

I.8.3 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 électro-aimant 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 [2].

Parmi les différents moteurs ceux qui sont utilisés dans la technologie des VEs sont : MAS², MSAP³, MSRV⁴ et MCC⁵ sont devenus obsolète pour cette application avec la progression du contrôle des machines.

I.8.3-a Moteurs à courant continu (MCC)

Parmi les différents types de moteurs a courant continu (moteur série, moteur a excitation séparée, moteur a aimants permanents), c'est essentiellement le moteur a excitation séparée qui est utilisé.

2. Moteurs Asynchrones

3. Moteurs Synchrones à Aimants Permanents

4. Moteurs Synchrones à Réductance Variable

5. Moteurs à Courant Continu

Ce la solution la plus économique et la plus fiable grâce à son convertisseur d'induit du type hacheur à deux interrupteurs et un hacheur d'inducteur de plus faible puissance. Mais cette technologie à des inconvénients suivants : couple massique moins élevé à cause de la difficulté de refroidissement de l'induit tournant, vitesse de rotation d'induit limitée par sa constitution, l'usure des balais nécessite une maintenance périodique, coût de construction élevé car la machine est complexe (collecteur, bobinage de l'induit) [21].

I.8.3-b Moteur Asynchrone(MAS)

Comparé au MCC le MAS à l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé, son coût est moins élevé, il ne nécessite pas pratiquement de maintenance.

Ce moteur à un mauvais facteur de puissance, des pertes joules importants au stator, pertes joules au rotor son nécessaire pour créer le couple. Pour cette raison le MAS est plus lourd et plus encombrant [4], [21].

I.8.3-c Moteur Synchrone(MS)

Il ressemble beaucoup plus au MAS, la seule différence se situe au niveau de la conception du rotor. Dans cette famille il existe plusieurs types de configurations dont :

Moteur synchrone à aimants permanents :

C'est le moteur le plus utilisé dans la conception des VEs à cause de ses meilleures performances en terme de rendement, les valeurs couple/masse, puissance/masse sont plus élevées et encore il nécessite pas beaucoup de maintenance.

Moteur synchrone à réluctance variable :

Le moteur synchrone à réluctance variable gagne l'intérêt des fabricants car c'est un moteur solide, facile à commander, sans balais donc sans usure ou entretien, et pouvant avoir des meilleures performances en termes de couple maximum, de rendement et de facteur de puissance. Cependant, pour obtenir ces performances, il est nécessaire de rendre maximal le rapport des inductances extrêmes mais cette technologie reste délicate à réaliser. De plus, n'étant pas encore normalisée, son coût reste élevé [4]. Le tableau I.4 présente une comparaison entre quatre types de moteurs utilisés dans les véhicules électrique.

	MCC	MAS	MRV	MSAP
Efficacité	Moyenne	Elevée	Elevée	Elevée
Poids	Moyenne	Moyenne	Faible	Elevée
Maintenance	Elevée	Faible	Faible	Neutre
Coût	Faible	Moyenne	Elevé	Elevé

TABLE I.4 – Comparaison des quatre types de moteurs [18]

Dans cette étude, on s'intéresse au moteur synchrone à aimant permanent car il offre plus d'avantage par rapport aux autres types de moteurs tel que une meilleure efficacité en mode moteur ou générateur, moins de maintenance et un couple massique élevé.

I.9 Avantages de véhicules électriques

Les véhicules électrique contrairement au véhicules thermiques possèdent de nombreux avantages dont on peut citer :

- Réduction des émissions de CO_2 .
- Haute performances et réponse.
- Réduction de la pollution sonore (aucun bruit).
- Réduction des coûts d'entretien et de conduite très sûre.
- Couple et puissance élevés.
- Contrôle efficace de la traction.
- Transmission à vitesse unique.
- Non consommation d'énergie pendant les phases de ralenti.
- Rechargent des batteries pendant les phases décélération.
- Moteur électrique quasi-incroyable.
- Conduite agréable (moteur ne cale jamais).

I.10 Points faibles de véhicules électriques

Le moteur silencieux du VE n'est pas seulement un avantage, c'est un inconvénient lorsque il s'agit de la sécurité puisque il n'est pas toujours bien entendu par les usagers faibles de la route (motards, cyclistes, piétons).

Aussi, la fabrication d'un VE consomme en moyenne deux fois plus d'énergie que celle d'une voiture thermique, une masse trop élevée d'accumulateurs ou une faible autonomie, longue durée de recharge.

I.11 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les véhicules électriques. Puis nous avons révélé leurs évolutions dans le temps. En suite nous les avons classifié selon leurs sources d'énergie et leurs principe de fonctionnement.

Nous avons aussi détaillé leurs architecture de la chaîne de traction et ses différentes configurations possibles dont on a choisis la solution d'entraînement indirecte (avec réducteur) à deux roues motrices à l'arrière. Chaque roue motrice utilise un moteur synchrone à aimants permanents pour la propulsion du véhicule.

Le chapitre prochaine fera l'objectif d'une présentation de modèle du véhicule électrique et de la commande linéaire de sa vitesse longitudinale.

Chapitre II

Modélisation et Commande Linéaire de la Vitesse Longitudinale d'un VE

SOMMAIRE

II.1	INTRODUCTION	22
II.2	MODÉLISATION DE LA DYNAMIQUE DU VE	22
II.2.1	Dynamique longitudinale du véhicule	23
II.2.2	Modélisation du groupe motopropulseur	26
II.2.3	Convertisseur statique continu-alternatif	31
II.2.4	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	31
II.2.5	Couplage entre le modèle mécanique et électrique	33
II.2.6	Différentiel électronique	36
II.2.7	Commande vectorielle de la MSAP	37
II.2.8	Découplage	38
II.3	SYNTHÈSE DE LA COMMANDE LINÉAIRE EN VITESSE D'UN VE	40
II.3.1	Boucle de réglage de courant i_d	40
II.3.2	Boucle de réglage de courant i_q	41
II.3.3	Boucle de réglage de vitesse ω_r	41
II.4	RÉSULTATS DE SIMULATION	43
II.5	CONCLUSION	47

II.1 Introduction

L'analyse d'un véhicule électrique en tant que système nécessite une modélisation des différents composants impliqués dans son groupe motopropulseur. Le choix et l'agencement de ces composants et la gestion du flux d'énergie entre eux sont encore au stade de la recherche, même si les premiers véhicules électriques sont déjà sur le marché.

Ce chapitre vise à étudier la dynamique longitudinale d'un véhicule électrique, la modélisation des composants électriques et leur couplage avec des composants mécaniques, et la commande vectorielle d'actionneurs électriques du type (MSAP) alimentés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, contrôlé par la technologie MLI-ST. En suite, La vitesse longitudinale de VE sera contrôlée par des régulateurs linéaires de type PI. Des simulations seront réalisées sur MATLAB pour vérifier les performances et la robustesse de ces régulateurs vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

II.2 Modélisation de la dynamique du VE

Le véhicule est modélisé comme une structure mécanique composée de plusieurs éléments. La modélisation permet de décrire le mouvement d'un véhicule électrique dans le repère spatial tridimensionnel (déplacement bidimensionnel x, y dans le plan de la route et une rotation de la direction vertical translations suivants l'axe z). Dans le but d'étudier le contrôle d'un véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui reflète la dynamique du véhicule.

Les différents mouvements d'un véhicule sont représentés sur la figure II.1

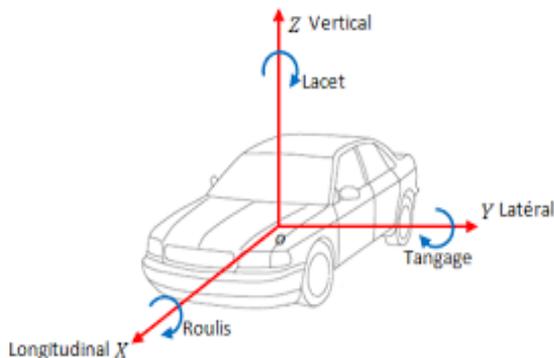


FIGURE II.1 – Les différents mouvements de véhicule

- Le roulis, qui décrit le mouvement longitudinal de véhicule suivant l'axe x commander par les pedales de la voiture (accélération-freinage).
- Le tangage, qui décrit le mouvement latéral de véhicule suivant l'axe y commander par le volant.
- Le lacet, qui décrit le mouvement vertical de véhicule suivant l'axe z appelé suspension commander par les amortisseurs et les ressorts.

Dans cette étude nous s'intéressons sur la commande de glissement longitudinale de véhicule.

II.2.1 Dynamique longitudinale du véhicule

La dynamique longitudinale rassemble la dynamique d'accélération / freinage du véhicule et la force externe longitudinale exercée sur le véhicule, qui est la résistance aérodynamique (F_{aero}), poids ($M_v g$), force longitudinale du pneu et la résistance au roulement [11].

La figure II.2 présente les forces exercées sur la dynamique longitudinale d'un véhicule.

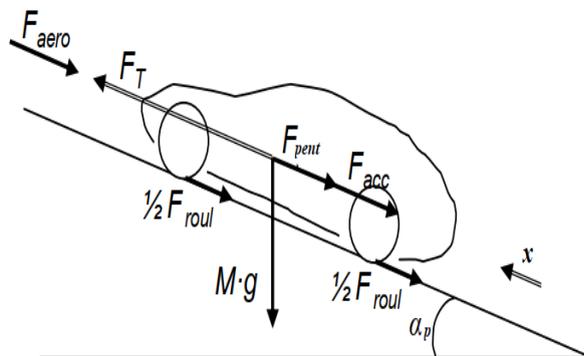


FIGURE II.2 – Efforts longitudinaux s'appliquant sur le véhicule

L'application de la deuxième loi de Newton nous donne :

$$M \frac{dV_x}{dt} = \sum F_T - \sum F_{Res} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

M : La masse totale de véhicule

V_x : La vitesse de véhicule suivant l'axe x (longitudinale).

$\sum F_T$: Effort de traction totale du véhicule.

$\sum F_R$: La résistance totale.

II.2.1-a Forces aux roues

L'effort de traction total $\sum F_T$ nécessaire à l'avancement du véhicule est la somme des différentes composantes issues du bilan des forces mécaniques appliquées au véhicule.

$$F_T = F_{roul} + F_{aero} + F_{pent} + F_{acc} \quad (\text{II.2})$$

F_{roul} : Force de résistance au roulement des roues.

F_{aero} : Force aérodynamique.

F_{pent} : Force d'inclinaison.

F_{acc} : Force d'accélération

Force de résistance au roulement F_{roul}

La force de résistance au roulement est liée au coefficient de roulement des roues C_{rr} , ce coefficient dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier.

La figure II.3 montre le décalage créé par la force de roulement qui produit un couple résistant à la roue.

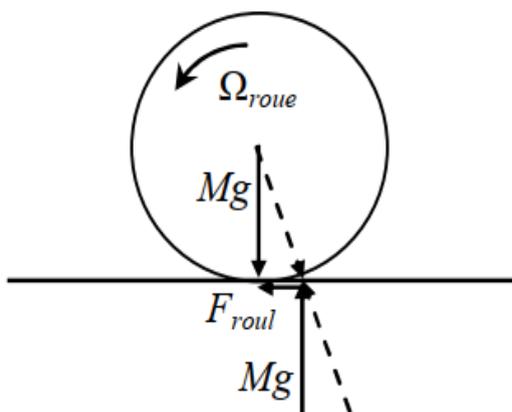


FIGURE II.3 – Force de roulement sur la roue

Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, ou simplement si leurs pression de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul} = [C_{rr_av}m_{av} + C_{rr_ar}m_{arr}]g \approx gMC_{rr_moy} \quad (\text{II.3})$$

Où m_{av} et m_{ar} sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrière.

g : Accélération de la pesanteur.

M :Masse du véhicule.

Force aérodynamique

F_{aero} est la résistance aérodynamique, qui est proportionnelle à la densité volumique de l'air ρ , au carré de la vitesse de véhicule et à la vitesse de vent, à la section frontale du véhicule S_f et son coefficient de pénétration dans l'air qui prend des valeurs $C_{px} \in [0.25, 0.5]$ selon les formes de carrosserie [21]. Son expression est donnée par la relation suivante :

$$F_{aero} = \frac{1}{2}\rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{vent})^2 \quad (\text{II.4})$$

Avec :

S_f :Section frontale du véhicule.

C_{px} :Coefficient de pénétration dans l'air.

V_{veh} :La vitesse du véhicule.

V_{vent} :La vitesse du vent.

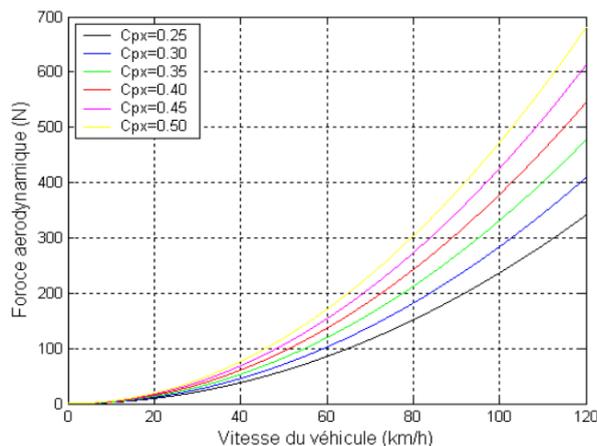
ρ :La densité volumique de l'air (en kg/m^3).

Généralement ρ est égal à ($1.23Kg/m^3$) bien que cela dépende de la hauteur et de la température. Autre en revanche, le C_{px} change de manière significative, s'étendant de 0.2 à 1.5 selon le type de véhicule.

S_f peut être approximée à partir de la largeur et de la hauteur du véhicule ou à partir de sa masse. la relation entre la section frontale S_f et la masse M_v peut être approximée par la relation [1] :

$$S_f = 1.6 + 0.00056 (M_v - 765)$$

La figure II.4 montre les différentes forces aérodynamiques en fonction de la vitesse pour différentes valeur du C_{px} .

FIGURE II.4 – Force aérodynamiques en fonction de la vitesse pour différentes valeur du C_{px}

Résistance due à la pente F_{pent} (Force d'inclinaison)

F_{pent} est la force de résistance due à la pente à gravir. Dans le cas où l'automobile devrait gravir une pente d'angle (α_p), il existe une force de réaction proportionnelle à la masse totale du véhicule qui s'oppose à son avancement. Cette force est donnée par :

$$F_{pent} = gM_v \sin(\alpha_p) \quad (\text{II.5})$$

Pour des faibles valeurs $\sin(\alpha_p)$ est souvent remplacé par la pente pour simplifier les calculs :

$$F_{pent} \approx gM_v p \quad \text{pour } p \leq 20\% \quad (\text{II.6})$$

La pente en % est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance horizontale de 100 mètres. Si y représente l'élévation verticale, la pente $p(\%)$ est donnée par la relation suivante :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100(m)} 100\% = y \quad (\text{II.7})$$

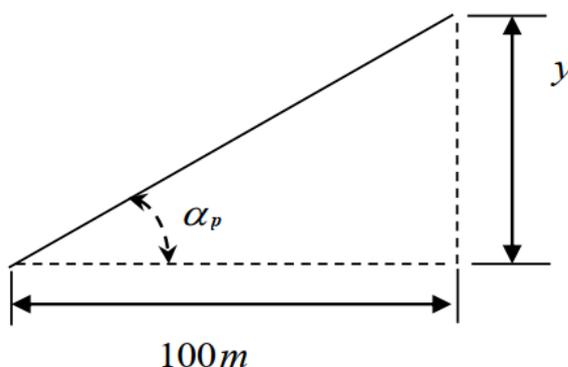


FIGURE II.5 – La pente sur la route

Forces due à l'accélération

La force générée par l'accélération assure le comportement dynamique requis par le conducteur. Son expression est donnée par :

$$F_{acc} = M_v \frac{dV_{veh}}{dt} = M_v \gamma \quad (\text{II.8})$$

Avec :

γ : Accélération du véhicule.

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

$$P = F_T V_{veh} \quad (\text{II.9})$$

Le couple résistant à la roue C_r est lié à l'effort résistant par la relation :

$$C_r = F_T \cdot R \quad (\text{II.10})$$

où R est le rayon de la roue (m).

La vitesse angulaire ω_{roue} (rad / s) est liée à la vitesse du véhicule V_{veh} (m / s) par la relation :

$$\omega_{roue} = \frac{V_{veh}}{R} \quad (\text{II.11})$$

Finalement, l'effort total de résistance à l'avancement du véhicule vaut :

$$F_T = gM_v C_{rr_moy} + \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} + V_{vent})^2 + gM_v \sin(\alpha_p) + M_v \gamma \quad (\text{II.12})$$

II.2.2 Modélisation du groupe motopropulseur

Le groupe motopropulseur comprend une source d'énergie, une commande électronique, un ou plusieurs convertisseurs d'énergie, une ou plusieurs machines électriques et un système de liaison mécanique (réducteur de vitesse, différentiel) [1].

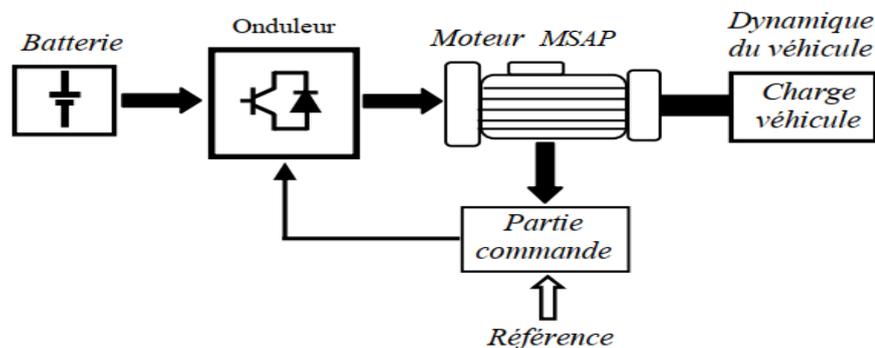


FIGURE II.6 – Chaîne de traction synchrone

II.2.2-a Modélisation du moteur synchrone à aimants permanent

Le modèle des machines électriques à courant alternatif est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu et la commande se verra plus complexe. Pour l'étude et le contrôle de MSAP dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et établi il est indispensable de disposer son modèle mathématique.

La modélisation de moteur synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices suivantes [14] :

L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.

La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.

Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable. On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

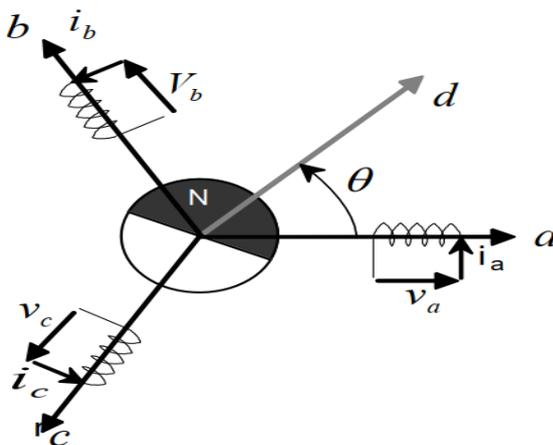


FIGURE II.7 – Représentation de la MSAP dans le repère électrique (a, b, c)

II.2.2-b Mise en equation de la MSAP en triphasé

Equations électriques

En tenant compte de la représentation de la machine (Figure II.7) et des hypothèses simplificatrices précédentes, le modèle triphasé s'exprime par :

$$[V_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, [i_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [\varphi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

V_{abcs} :représente les tensions de phases statorique

i_{abcs} :les courants de phases statorique

φ_{abcs} :les flux totaux produits par les courants statoriques

R_s : resistance d'une phase statorique.

Les flux totaux sont exprimés par :

$$[\varphi_{abcs}] = [L_s] \cdot [i_{abcs}] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{II.15})$$

Où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

La substitution de (II.13) dans (II.15) donne :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abcs}] + [\varphi_{abcs}] \quad (\text{II.17})$$

L_s :Matrice inductance de stator.

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

M_{ab}, M_{bc}, M_{ac} :Sont les inductances mutuelles entre phase.

φ_{sf} :Le vecteur de flux généré par l'aimant permanent définie par :

$$[\varphi_{sf}] = \begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_f \cdot \cos(p\theta) \\ \varphi_f \cdot \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_f \cdot \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

φ_f :Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ :L'angle électrique entre le rotor et le stator dans le système triphasé definit par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (\text{II.19})$$

et

$$\omega = p \cdot \omega_r$$

Avec :

ω :Pulsation électrique.

p :Nombre de paire de pôle de moteur

ω_r :Vitesse de rotation de rotor.

Le modèle électrique doit être complété par les expressions de la vitesse et de C_{em}^1 , qui décrivent le modèle mécanique.

Equations mécaniques

L'équation mécanique de moteur est donné par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (\text{II.20})$$

J :Moment d'inertie du moteur.

C_r :Couple résistant.

f :Coefficient de frottement.

1. couple électromagnétique délivré par le moteur

Equation électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par le moteur est donné par :

$$C_{em} = [i_{abcs}]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_{abcs}] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.21})$$

On remarque que le système (II.17) génère des équations non-linéaire et couplées. Pour la simplification de ce problème on utilise des transformations mathématique l'une de ces transformation est celle de Park.

II.2.2-c Transformation de Park

La Transformation de Park, qui par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes $d-q$ ou les équations de Park.

Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a,b,c) par des enroulements (d,q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

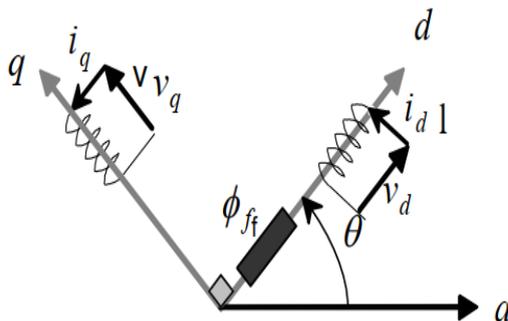


FIGURE II.8 – Modèle de Park de la MSAP

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [P] \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II.22})$$

Avec X représente les grandeurs électrique (Tensions, Courants ou Flux).

P : La matrice de transformation de Park est définie par :

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$P^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

II.2.2-d Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

Equations électriques

A partir de l'équation (II.22), on peut déduire les équation de Park sous forme vectorielle comme suit :

$$[v_{dq}] = [R_s] \cdot [i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + p\omega_r \cdot [\varphi_{dq}] \quad (\text{II.25})$$

Où :

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_q \\ -\varphi_d \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation de Park (II.23) à (II.15) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{sf} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Avec L_d et L_q :Sont respectivement inductances d'axes directe et en quadrature.

II.2.2-e Equation mécanique

L'équation mécanique que développe le moteur est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.27})$$

Equation électromagnétique

Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les *FMMs* dans l'entrefer généré par les courants statoriques [14]. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] \quad (\text{II.28})$$

Mise des équations sous forme d'état (Modèle en courant de MSAP)

Selon les équations précédentes et en tant que variables d'état les composants de courant du stator (i_d, i_q) et la vitesse de rotation de rotor ω_r on obtient le système non-linéaire et fortement couplé au niveau couple électromagnétique et flux suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q}p\omega_r \\ \frac{3p}{2J}(\varphi_{sf}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{f}{J}\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Si le MSAP est à rotor lisse ($L_d - L_q = 0$) donc le modèle II.29 sera encore plus simple :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q}p\omega_r \\ \frac{3p}{2J}\varphi_{sf}i_q - \frac{f}{J}\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Et le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_s f i_q \quad (\text{II.31})$$

A partir de ces dernières équations (II.31) et (II.27) le modèle de la MSAP dans le repère de Park est schématisé sur la figure II.8

II.2.3 Convertisseur statique continu-alternatif

L'onduleur est un dispositif d'électronique de puissance qui assure la conversion Continu-Alternatif. Il est utilisé soit à fréquence fixe, par exemple pour alimenter un système alternatif à partir d'une batterie soit à fréquence variable (MLI) pour la variation de vitesse des machines électriques [3].

Il existe plusieurs types d'onduleur dont on peut citer :

Selon la source :

- Onduleurs de tension
- Onduleurs de courant

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc)

Selon le nombre de niveaux (deux, trois, etc)

Dans notre étude on s'intéresse à l'onduleur de tension à deux niveaux commander par MLI

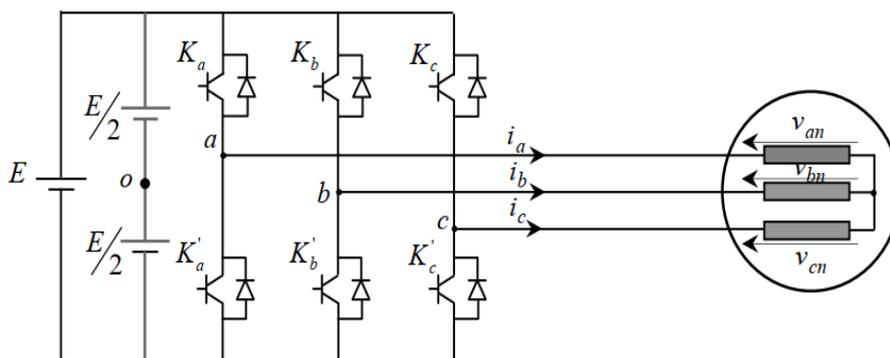


FIGURE II.9 – Schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux

II.2.4 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

Le principe de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs électriques et les grandeurs de commande de la partie continue et alternative de l'onduleur. Dans notre étude on considère le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée [1].

Sachant que dans un régime équilibré $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En faisant la somme des équations du système II.32, on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0$$

D'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{II.33})$$

Donc :

$$-\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = v_{on} \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant l'équation II.34 dans le système II.32, il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Dans un onduleur les deux interrupteurs de chaque branche sont commandés de manière complémentaire, en appliquant la MLI².

A partir du schéma de l'onduleur, les tensions fournies par les demi-ponts sont :

$$\text{Si } K_i \text{ est fermé : } v_i - v_o = +\frac{E}{2}$$

$$\text{Si } K'_i \text{ est fermé : } v_i - v_o = -\frac{E}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

Les tensions aux bornes de la MSAP sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Selon l'état logique S_i de l'interrupteur K_i :

Si l'interrupteur K_i est fermé alors $S_i = 1$

Si l'interrupteur K_i est ouvert alors $S_i = 0$

II.2.4-a Commande par modulation de l'argeur d'impulsion (MLI)

La modulation des largeurs d'impulsions est une technique de commande qui permet d'une part de réduire les harmoniques de tension et d'autre part de contrôler son amplitude. Elle consiste à multiplier le nombre des commutations des interrupteurs de l'onduleur, en maintenant la tension d'entrée continue fixe, et en variant les largeurs des impulsions de la tension. Il existe plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions :

- MLI triangle-sinusoidale ;
- MLI à hystérésis,
- MLI vectorielle ...

II.2.4-b Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)

Le principe général de la MLI-ST³ est de convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoidale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

2. Modulation de Largeur d'Impulsion

3. Modulation de Largeur d'Impulsion 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 par rapport au signal de référence. [3].

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II.37})$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{II.38})$$

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 : 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.

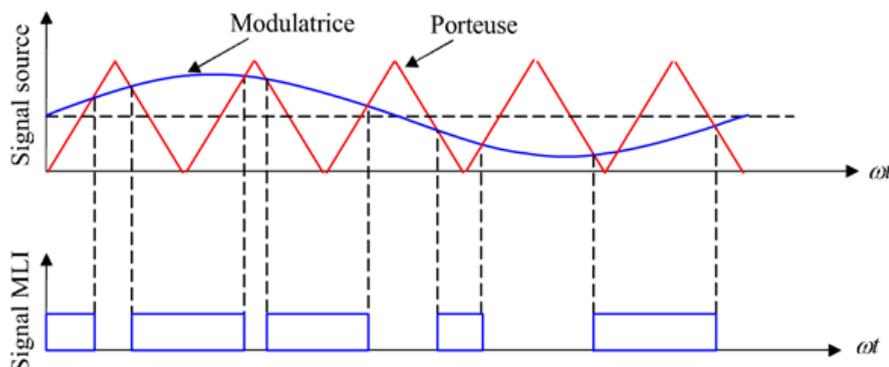


FIGURE II.10 – Principe de la commande MLI-ST

La méthode de la commande par MLI présente deux avantages [4] :

- Elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques non nuls de la tension de sortie.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension.

II.2.5 Couplage entre le modèle mécanique et électrique

La partie dynamique du véhicule à étudier est couplée à la motorisation électrique à travers un réducteur de rapport n . Le réducteur doit être choisi de façon à ce que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant, il permet d'adapter les vitesses rotatives et des couples entre l'arbre de la machine électrique et les roues [4].

Le mécanisme du réducteur est schématisé dans la figure II.11.

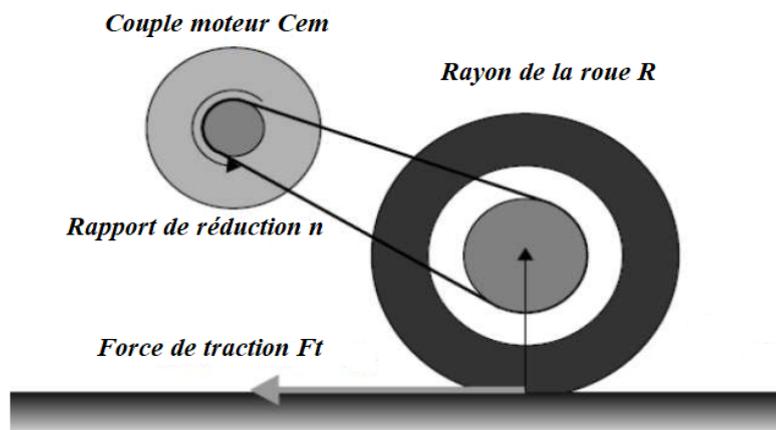


FIGURE II.11 – Mécanisme de réducteur

Le mouvement du véhicule selon la direction longitudinale est donné par :

$$M \frac{dV_x}{dt} = \sum F_T - \sum F_R \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$F_T = F_f^x + F_r^x$$

D'où :

$$M \frac{dV_x}{dt} = F_f^x + F_r^x - F_R \quad (\text{II.40})$$

— F_f^x : Force de traction longitudinale des roues avant (frontales)

— F_r^x : Force de traction longitudinale des roues arrière

Comme dans notre études on à choisit la transmission indirect et que le véhicule est propulsé par les deux roues arrière, alors les forces frontales sont nulles ($F_f^x = 0$).

L'expression de la vitesse longitudinale de véhicule est donné par la rélation suivante :

$$V_x = R \cdot \omega_{roue} \quad (\text{II.41})$$

La relation qui relie l'expression de la vitesse du moteur et celle de la roue est la suivante :

$$\omega_r = n \cdot \omega_{roue} \quad (\text{II.42})$$

On peut deduire l'expression de l'accélération longitudinale de véhicule :

$$n \frac{dV_x}{dt} = R \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{II.43})$$

En sibustituant l'équation II.43 dans II.39 on obtient :

$$M \frac{R}{n} \frac{d\omega_r}{dt} = F_r^x - F_R \quad (\text{II.44})$$

A partir de cette équation II.44 la force de traction est exprimé par :

$$F_r^x = M \frac{R}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + F_R \quad (\text{II.45})$$

L'équation dynamique de rotation de chaque roue motrice est donné par :

$$J_w \frac{d\omega_{roue}}{dt} = C_t - \frac{1}{2} R \cdot F_r^x \quad (\text{II.46})$$

Avec J_w :Moment d'inertie de la roue

En remplaçant l'équation II.45 dans II.46 :

$$J_w \frac{d\omega_{roue}}{dt} = C_t - \frac{R}{2} \left(M \frac{R}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + F_R \right) \quad (\text{II.47})$$

A partir de l'équation II.47 on tire le couple de traction de la roue C_t :

$$C_t = J_w \frac{d\omega_{roue}}{dt} + \frac{R}{2} \left(M \frac{R}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + F_R \right) \quad (\text{II.48})$$

Si on remplace II.42 dans II.48 on trouve :

$$C_t = \frac{J_w}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{R}{2} \left(M \frac{R}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + F_R \right) \quad (\text{II.49})$$

L'équation de chaque moteur est exprimé comme suivant :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - \frac{C_t}{n} \quad (\text{II.50})$$

Avec f :Coefficient de frottement. En remplaçant II.49 dans II.50 on obtient :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - \frac{1}{n} \left(\frac{J_w}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{R}{2} \left(M \frac{R}{n} \frac{d\omega_r}{dt} + F_R \right) \right) \quad (\text{II.51})$$

Alors :

$$\frac{d\omega_r}{dt} \left(J + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{2n^2} \right) + f \cdot \omega_r = C_{em} - \frac{R}{2n} F_R \quad (\text{II.52})$$

Finalement :

$$J_T \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.53})$$

Avec :

$$J_T = \left(J + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{2n^2} \right)$$

$$C_r = \frac{R}{2n} F_R$$

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

Pour moteur droite :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{r_d} = -\frac{f}{J_T} \omega_{r_d} + \frac{3}{2J_T} [p\varphi_{sf} i_{q_d} + p(L_d - L_q) i_{d_d} i_{q_d}] - \frac{1}{J_T} C_{r_d} \\ \dot{i}_{d_d} = -\frac{R_s}{L_d} i_{d_d} + p \frac{L_q}{L_d} \omega_{r_d} i_{q_d} + \frac{1}{L_d} V_{d_d} \\ \dot{i}_{q_d} = -\frac{R_s}{L_q} i_{q_d} - p \frac{L_d}{L_q} \omega_{r_d} i_{d_d} - p \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \omega_{r_d} + \frac{1}{L_q} V_{q_d} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Pour moteur gauche :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{r_g} = -\frac{f}{J_T} \omega_{r_g} + \frac{3}{2J_T} [p\varphi_{sf} i_{q_g} + p(L_d - L_q) i_{d_g} i_{q_g}] - \frac{1}{J_T} C_{r_g} \\ \dot{i}_{d_g} = -\frac{R_s}{L_d} i_{d_g} + p \frac{L_q}{L_d} \omega_{r_g} i_{q_g} + \frac{1}{L_d} V_{d_g} \\ \dot{i}_{q_g} = -\frac{R_s}{L_q} i_{q_g} - p \frac{L_d}{L_q} \omega_{r_g} i_{d_g} - p \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \omega_{r_g} + \frac{1}{L_q} V_{q_g} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

II.2.6 Différentiel électronique

Le système considéré permet de développer un différentiel électronique placé entre la boîte de vitesse et les roues dans un véhicule. Il permet de contrôler les vitesses de rotation des roues de sorte que si la trajectoire est droite les deux roues tournent à la même vitesse, lorsque la trajectoire est courbée la vitesse de la roue à la position intérieure de la courbe devra être inférieure à celle de la roue extérieure pendant le braquage [21]. Ce dispositif permet d'éviter le derapage de véhicule.

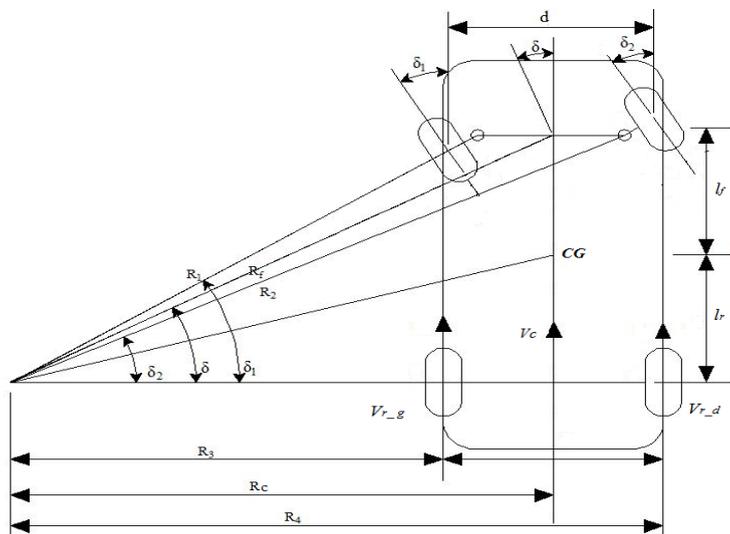


FIGURE II.12 – Modèle d'une trajectoire courbée

L'angle de braquage δ_f est en corrélation avec l'angle θ_v appliqué par le conducteur sur le volant comme ci-dessous :

$$\delta_f = \frac{\theta_v}{N} = 360 \frac{n}{N} \quad (\text{II.56})$$

Avec :

N : La démultiplication moyenne désirée de la direction

n : Nombre de tour de volant effectué par le conducteur

Par convention mécanique, on admet que :

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_f$$

Les vitesses linéaires au niveau des roues sont exprimées en fonction de rayon de courbure R_c et la largeur de véhicule d_v (distance entre les roues motrices)

$$V_{r-d} = \left(\frac{R_c + \frac{d}{2}}{R_c} \right) V_c \quad (\text{II.57})$$

$$V_{r-g} = \left(\frac{R_c - \frac{d}{2}}{R_c} \right) V_c \quad (\text{II.58})$$

Avec :

$$\frac{V_{r-g}}{R_3} = \frac{V_{r-d}}{R_4} = \frac{V_c}{R_c} \quad (\text{II.59})$$

Où V_c est la vitesse du centre de l'axe de la roue supposée égale à la vitesse du véhicule V .

D'après le schéma de la Figure II.12.

$$\tan(\delta) = \frac{L}{R_c} \quad (\text{II.60})$$

L :Longueur entre les deux trains avant et arrière Avec :

$$L = l_f + l_r$$

Donc :

$$V_{r-d} = V \left(1 + \left(\frac{\tan(\delta) \frac{d}{2}}{L} \right) \right) \quad (\text{II.61})$$

$$V_{r-g} = V \left(1 - \left(\frac{\tan(\delta) \frac{d}{2}}{L} \right) \right) \quad (\text{II.62})$$

II.2.7 Commande vectorielle de la MSAP

II.2.7-a Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle,appelée aussi « Commande par Orientation du Flux Rotorique » est notée FOC⁴.

L'idée fondamentale de cette stratégie consiste à assimiler le comportement de la machine synchrone à celle d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et non couplé qui permet d'améliorer son comportement dynamique [15].

La stratégie de commande la plus fréquemment utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle.Ainsi elle permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

Par contre, si le courant i_d est maintenu nul, le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents.

$$i_d = 0 \rightarrow i_q = i_s \quad (\text{II.63})$$

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_{sf} \quad (\text{II.64})$$

L'expression du couple donnée par la relation II.28 devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi_{sf} i_q \quad (\text{II.65})$$

Comme le flux φ_{sf} est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à (i_q) donc :

$$C_{em} = K \cdot i_q \quad (\text{II.66})$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi_{sf}$$

4. Field Oriented Control

Le modèle de la machine dans le repère de Park devient :

$$\begin{cases} V_d = -\omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \varphi_{sf} \cdot \omega \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

On remarque que cette stratégie permet de ramener le comportement de la MSAP identique à celui d'une MCC (figure II.13).

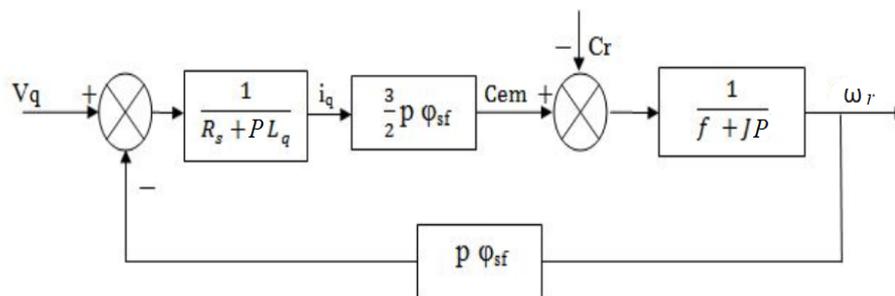


FIGURE II.13 – Modèle de la MSAP quand i_d est nul

II.2.8 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants sur les axes d et q ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes où des coefficients non linéaires $\omega \cdot L_q \cdot i_q$ et $\omega \cdot L_d \cdot i_d$

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + R_s \cdot i_d \right) - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = \left(L_q \frac{di_q}{dt} + R_s \cdot i_q \right) + \omega (L_d \cdot i_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

La figure II.14 représente le couplage entre les axes d et q .

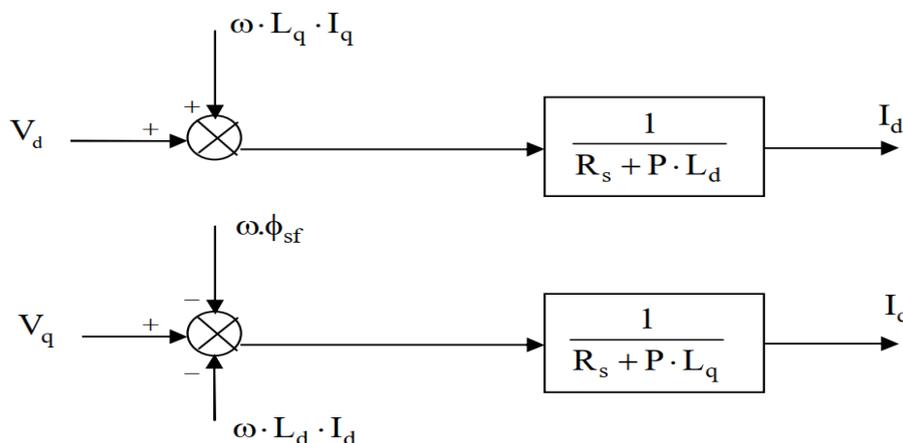


FIGURE II.14 – Description des couplages

Afin de découpler l'axe d et l'axe q , on utilise la méthode de découplage par compensation. Cette méthode permet d'écrire d'une certaine manière les équations de la machine et de la partie régulation simple et facile à mettre en œuvre, de sorte que les coefficients des régulateurs peuvent être facilement déterminer.

II.2.8-a Découplage par compensation

Par conséquent, la compensation vise à découpler l'axe d et l'axe q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulateur de manière simple, en calculant ainsi facilement le coefficient du régulateur.

On pose :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V'_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s \cdot i_d \end{cases} \tag{II.69}$$

et :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega \cdot L_d \cdot i_d + \omega \varphi_{sf} \\ V'_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s \cdot i_q \end{cases} \tag{II.70}$$

Alors on a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V'_d et le courant i_q ne dépend que de V'_q . On obtient les deux fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} \frac{i_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + P \cdot L_d} \\ \frac{i_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + P \cdot L_q} \end{cases} \tag{II.71}$$

P :opérateur de Laplace

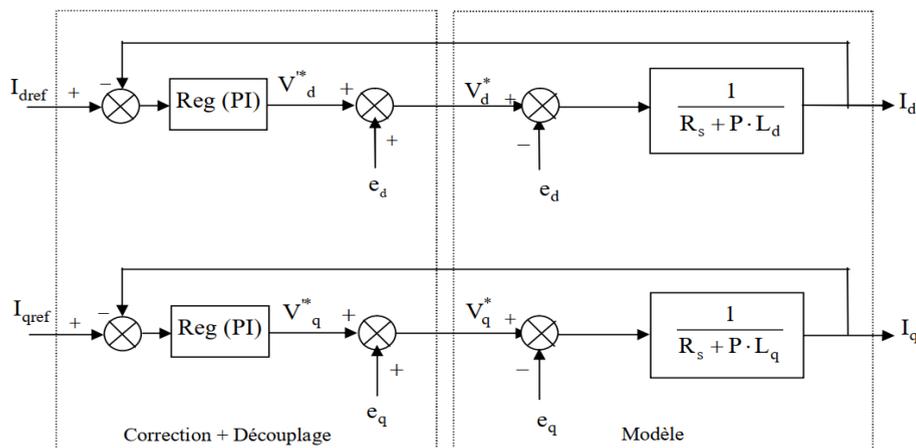


FIGURE II.15 – Découplage par compensation

Avec :

V'_d :La tension à la sortie de régulateur de courant i_d

V'_q :La tension à la sortie de régulateur de courant i_q

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées comme le montre la figure II.15.

II.3 Synthèse de la commande linéaire en vitesse d'un VE

Après avoir déterminé le découplage entre l'axe d et q du repère de Park les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires.

Dans cette étude, nous sommes limités à la technologie de contrôle des régulateurs PI classiques (Intégrale proportionnelle), dont le coefficient intégral K_i est utilisé pour réduire la différence entre la valeur de la grandeur de consigne et la valeur de la grandeur régulée, réduisant ainsi l'erreur statique, comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc de temps de réponse [34].

II.3.1 Boucle de réglage de courant i_d

Le but d'utiliser des régulateurs est d'asservir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant i_d est représenté sur la figure II.16.

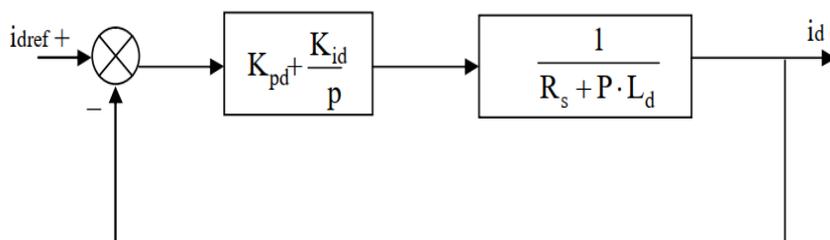


FIGURE II.16 – Boucle de régulation du courant i_d

La FT⁵ du régulateur PI⁶ est donnée, sous forme générale par l'équation (II.72) :

$$FT(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (\text{II.72})$$

La FTBO (FT en boucle ouverte) est donnée par :

$$FTBO_d(P) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{P} \right) \left(\frac{1}{R_s + P \cdot L_d} \right) = \frac{K_{id}}{p} \left(1 + \frac{K_d}{K_{id}} P \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot P} \right) \quad (\text{II.73})$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s}$$

La $FTBF_d(P)$ (FT en boucle fermée) est donnée par :

$$FTBF_d(P) = \frac{FTBO_d(P)}{1 + FTBO_d(P)} \quad (\text{II.74})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation II.73.

En posant $\left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \right)$, les $FTBO_d(P)$ et $FTBF_d(P)$ seront :

$$\begin{cases} FTBO_d(P) = \frac{K_{id}}{P \cdot R_s} \\ FTBF_d(P) = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_s}{K_{id}} \right) P} \end{cases} \quad (\text{II.75})$$

5. Fonction de Transfert

6. Proportionnel Intégral

En boucle fermée, nous obtenons un système de type premier ordre avec une constante de temps :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$$

Sachant que le temps de réponse pour un système du premier ordre est : $t_r = 3\tau_d$.

Les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donnée seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \implies K_{id} = 3 \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \implies K_{pd} = 3 \frac{L_d}{t_r} \end{cases} \quad (II.76)$$

II.3.2 Boucle de réglage de courant i_q

Le schéma fonctionnel de la boucle de courant i_q est représenté par la figure II.17

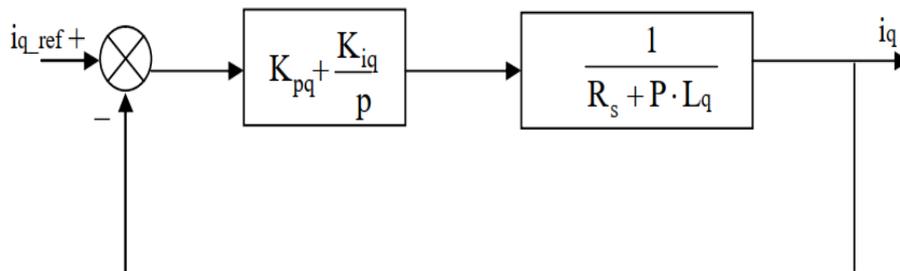


FIGURE II.17 – Boucle de régulation du courant i_q

De la même manière que le calcul précédent on obtient le régulateur de courant i_q avec :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{K_{iq}} \implies K_{iq} = 3 \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \implies K_{pq} = 3 \frac{L_q}{t_r} \end{cases} \quad (II.77)$$

II.3.3 Boucle de réglage de vitesse ω_r

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par la figure II.18 :

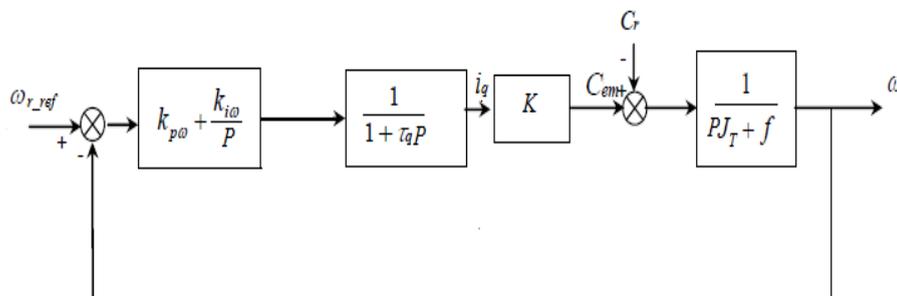


FIGURE II.18 – Boucle de régulation de la vitesse

Dans cette boucle de régulation de vitesse ω_r , nous avons ajouter un filtre afin d'éliminer le dépassement dû à la présence d'un zéro dans la FTBF du système (MSAP+PI).

La fonction de tranfert FT du régulateur de vitesse est comme suite :

$$FT = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{P} = \frac{K_{p\omega}}{P} \left(P + \frac{K_{i\omega}}{K_{p\omega}} \right) \quad (\text{II.78})$$

La FTBO de la vitesse est donné par $C_r = 0$ [4] :

$$FTBO_{\omega_r} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{P} \right) \frac{K}{(1 + \tau_q P)(J_T P + f)} \quad (\text{II.79})$$

Avec : $K = \frac{3}{2} p \varphi_{sf}$

La FTBF de la vitesse est donnée par :

$$FTBF_{\omega_r} = \frac{\omega_r(P)}{\omega_{r,ref}(P)} = \frac{FTBO}{1 + FTBO}$$

D'où :

$$FTBF_{\omega_r} = \frac{K(K_{p\omega}P + K_{i\omega})}{J_T \cdot \tau_q P^3 + (J_T + f\tau_q)P^2 + (K \cdot K_{p\omega} + f)P + K \cdot K_{i\omega}} \quad (\text{II.80})$$

En négligeant les termes $(J_T \tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant J_T , la $FTBF_{\omega_r}$ aura une dynammique de second ordre.

Par identification à la forme canonique du second ordre, l'équation caractéristique peut être exprimée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} P + 1 \quad (\text{II.81})$$

Avec :

$$\begin{cases} K_{i\omega} = \frac{J_T \omega_0^2}{K} \\ K_{p\omega} = \frac{2J_T \xi \omega_0 - f}{K} \end{cases} \quad (\text{II.82})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système

ξ : Facteur d'amortissement

Afin de déterminer les caractéristiques du régulateur, nous avons choisi le meilleur coefficient d'amortissement égal à 0.7 et défini la pulsation de l'oscillation non amortie en fonction de la dynamique recherchée (choix : $\omega_0 = 70 \text{ rad/s}$)

La figure II.19 montre le schéma général de la commande par régulateur PI de vitesse d'un véhicule électrique doté de deux moteurs synchrone à aimants permanents installé dans l'essieu arrière du véhicule.

La vitesse du véhicule n'est pas directement contrôlée, mais elle est déduite de la vitesse moyenne des deux moteurs.

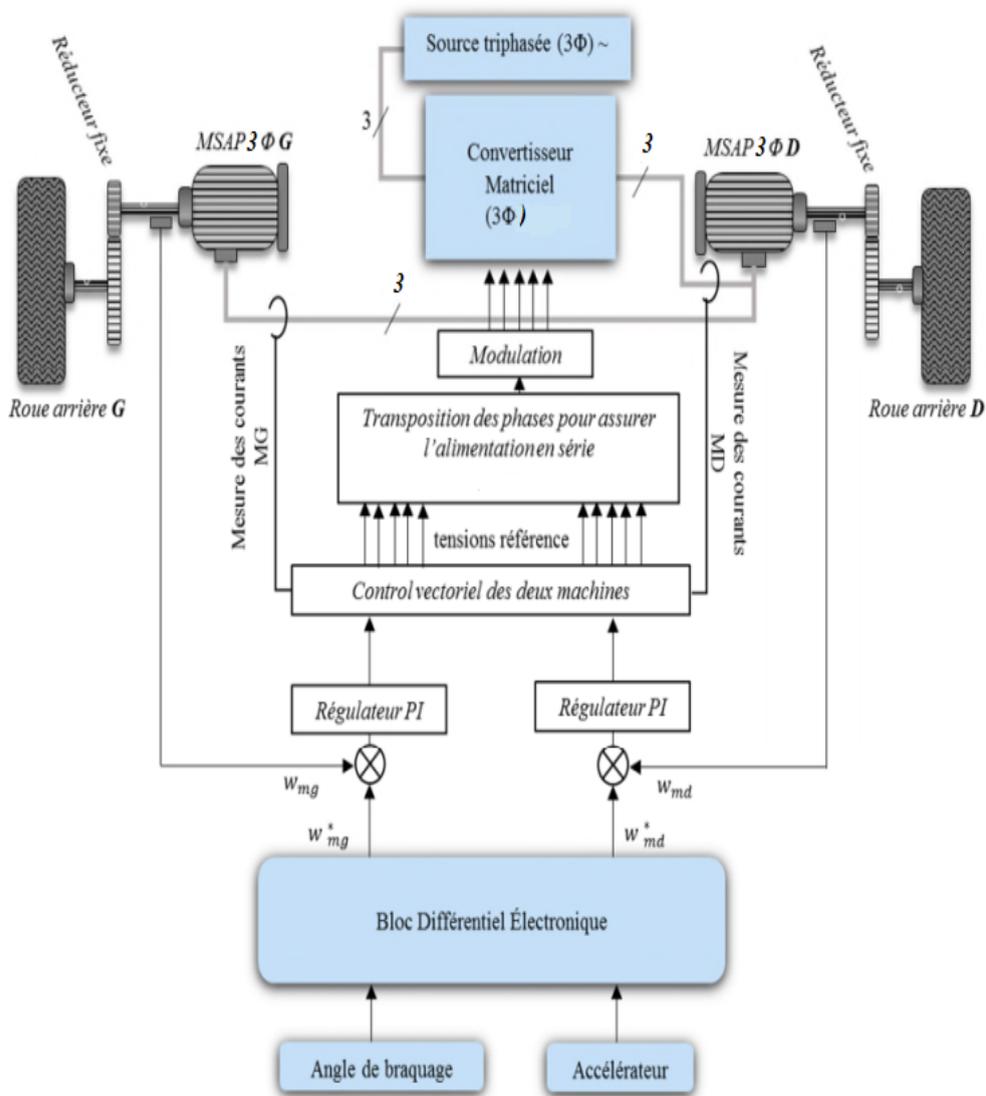


FIGURE II.19 – Schéma global de la commande en vitesse de véhicule électrique

II.4 Résultats de simulation

Afin de tester les performances du régulateur synthétique PI, nous considérons le schéma d'ajustement de la vitesse illustrée à la figure ?? . Le réglage sur l'axe d ce fait par une seule boucle, et le réglage sur l'axe q ce fait par deux boucles en cascade, l'une ajuste le courant en interne et l'autre ajuste la vitesse en externe. La propulsion du véhicule est assurée par deux moteurs montés sur les roues gauche et droite à l'arrière.

Test 1

Ce test a pour but de vérifier la continuité de trajectoire à la vitesse de référence (consigne) définie à 80 km/h (échelon de vitesse). Une pente de 19 degrés sur le parcours du véhicule sera programmée au bout de 8 s.

On peut voir sur la figure II.20 qu'après le temps de réponse de 3.45 s, la vitesse du véhicule suit bien sa référence, ce temps étant principalement dû à la constante du temps mécanique du véhicule et sa masse. Au moment de passage par la pente la vitesse de véhicule s'écartera légèrement de sa valeur de référence dans un court laps de temps.

On remarque les tensions ont des harmoniques nuisibles qui effectuent d'autres réponses telles que le couple et le courant. Dans ce cas, le couple résistant provient de la force de roulement des roues et de l'aérodynamique du véhicule. À $t=8s$, la force d'inclinaison sera ajoutée au calcul du couple. En raison de la sélection du réducteur, le couple résistant est toujours inférieur au couple transmissible.

La réponse du courant sur l'axe q (i_q) a la même forme que le couple électromagnétique, qui est dû à l'application de la commande vectorielle. Malgré quelques ondulations supplémentaires causées par la MLI, le courant sur l'axe d (i_d) reste nul.

La variation du couple électromagnétique est également indiquée. On peut noter que lors du processus de démarrage, chaque moteur produira le couple maximum pour assurer la continuité de la trajectoire. Après 3.45s, c'est le régime permanent, le véhicule a besoin de moins de couple électromagnétique pour compenser le couple de résistance total. À $t = 8s$, chaque moteur produit plus de couple, ce qui est nécessaire pour franchir la pente à la même vitesse forcée.

Test 2

Dans le même contexte de suivi d'une trajectoire, ce test est appliqué en supposant que le véhicule suit une trajectoire rectiligne puis effectue un virage à $t = 6s$. Avant de franchir le virage, le chemin était droit, la vitesse des roues gauche et droite a la même valeur que la vitesse du véhicule. Lorsque le conducteur tourne à gauche, le différentiel électronique intervient, donc la vitesse de la roue à l'extérieur de la courbure (ici, la roue de droite) doit être supérieure à la vitesse de la roue à l'intérieur de la courbure. Le but est de passer les virages sans glisser.

La réponse de couple électromagnétique indique que les moteurs des roues gauche et droite produisent le même couple sur une trajectoire rectiligne. La direction appliquée lors du passage d'un virage entraînera une différence entre les deux réponses, qui est causée par la différence de vitesse entre les roues gauche et droite. Le moteur de la roue gauche génère un couple positif. D'autre part, le moteur de la roue droite fonctionne en mode freinage en générant un couple négatif. Ce mode de fonctionnement produit de l'énergie qui peut être récupérée par la batterie.

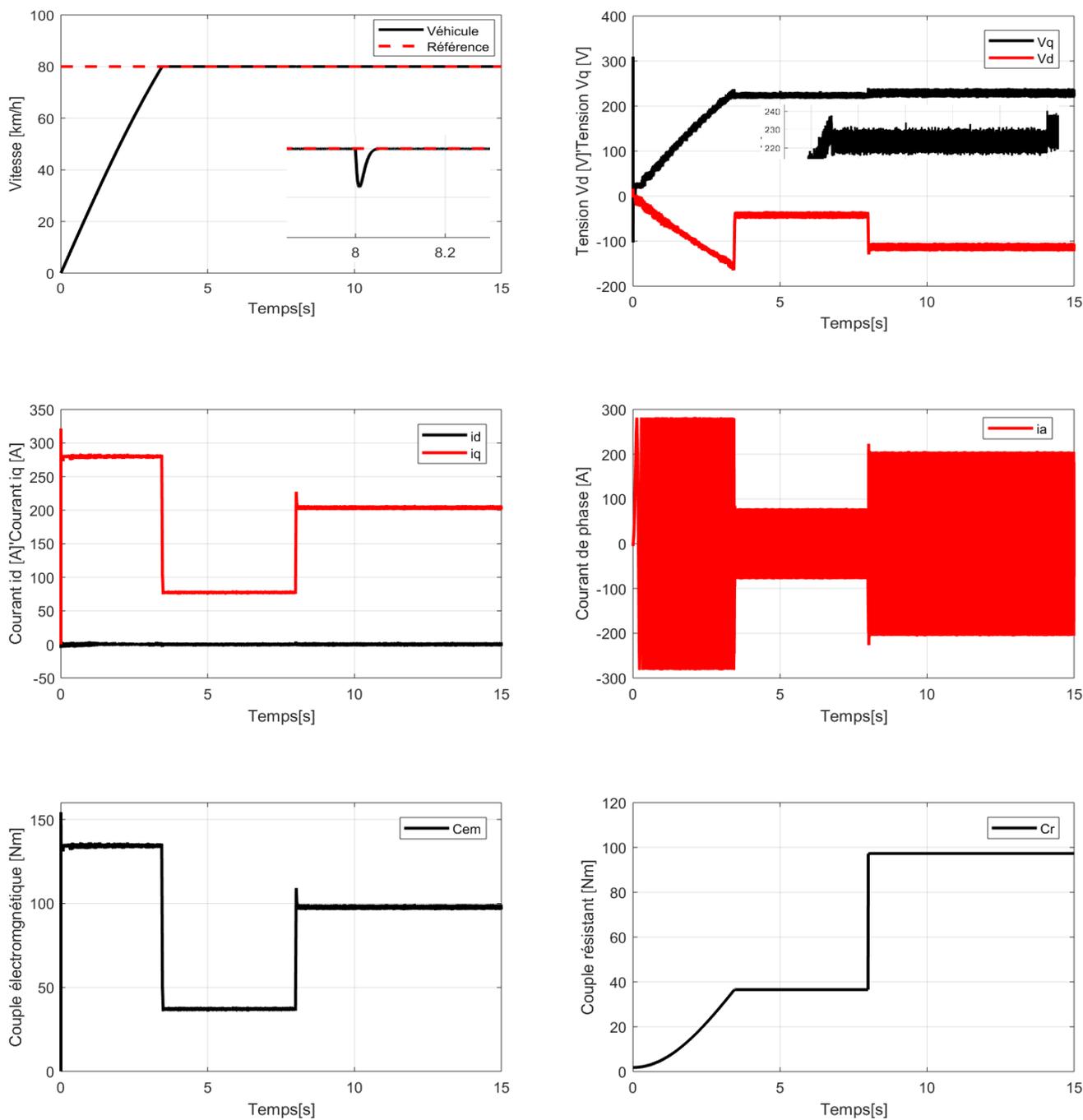


FIGURE II.20 – Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI

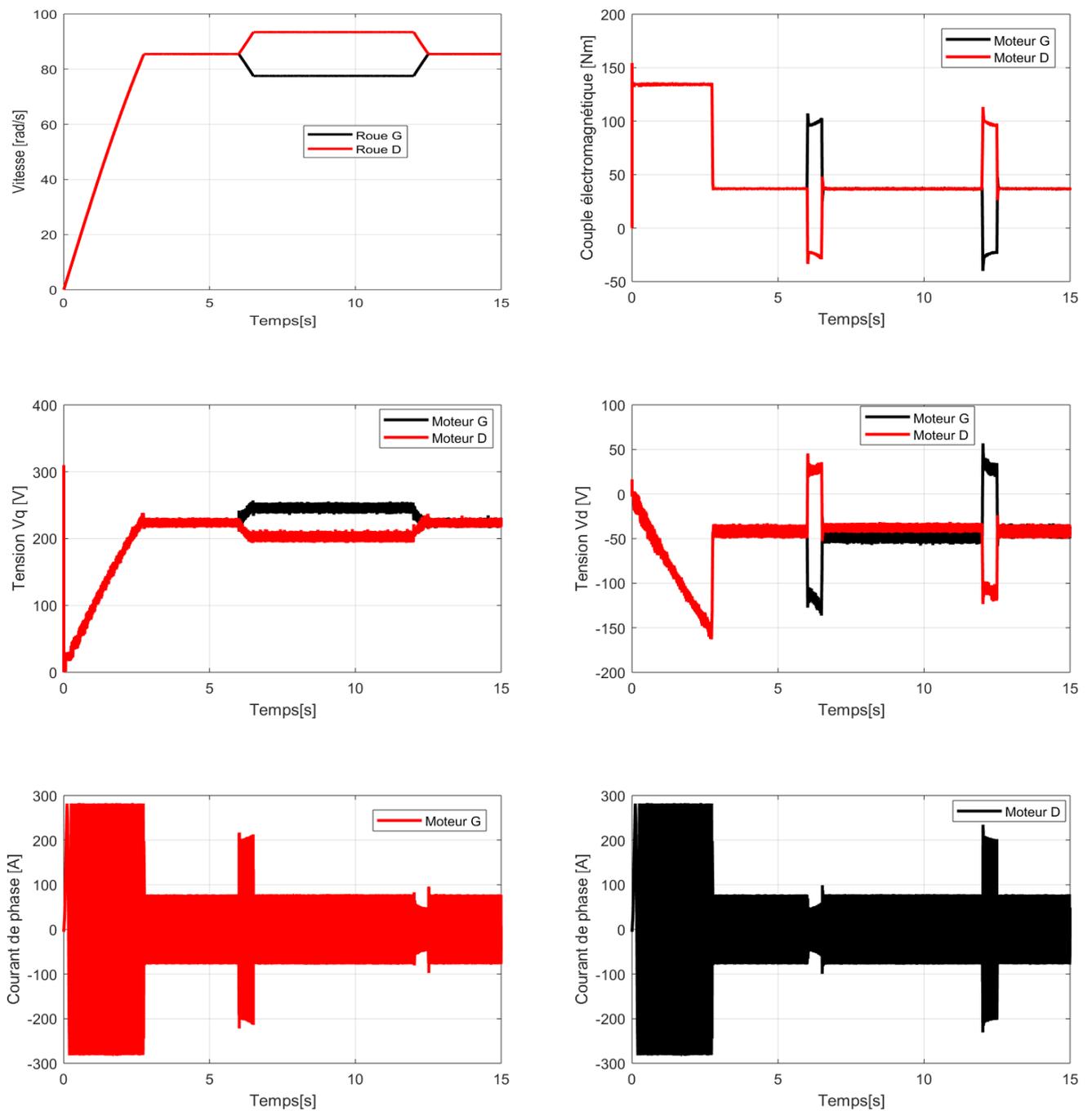


FIGURE II.21 – Test de passage par un virage avec réglage PI

Test 3

Cet essai à été fait pour tester la robustest du régulateur PI qui vise à changer les inductances statorique du moteur (L_d, L_q) sous les mêmes conditions du test 1, une variation de +50 % sera ajouté de leurs valeurs nominales.

Dans ce cas on remarque que les résultats de simulation sur la figure II.22 restent les même la vitesse du véhicule rejoint sa référence sans retard. Les autres grandeurs n'ont pas eu de variations considérable sur leurs réponses sauf pour la tension V_d qui à dimunié et la tension V_q qui a augmentée par rapport au cas sans variation.

Test 4

Un autre test de robustesse vise à modifier la résistance statorique du moteur. Dans les mêmes conditions que l'essai 1, l'évolution de la résistance statorique sera augmentée de +50 %.

On remarque que malgré le changement de la résistance du stator, le régulateur PI synthétisé maintient toujours la vitesse du véhicule à sa valeur de référence appliquée, montrant un petit dépassement et un léger retard (II.23). De plus, il n'y a pas eu de changement significatif dans les réponses des autres grandeurs présentées.

II.5 Conclusion

Ce chapitre présente spécifiquement la modélisation et la reconnaissance du comportement des véhicules électriques à deux roues motrices. Le choix du modèle a été réalisé en fonction de l'utilisation prévue. Pour la construction du modèle mécanique, les simplifications réalisées consistent à négliger les forces de roulis et de tangages.

Cependant, l'ajustement et la synthèse du régulateur PI sont effectués en utilisant la technologie de découplage par compensation après la linéarisation du système. En fait, le système actuel est non linéaire et incertain. Pour ces raisons, nous suggérons d'étudier le contrôle non linéaire, puis nous choisirons le contrôle en mode glissant (MG) pour contrôler la vitesse de VE. Ce dernier nous permettra de vérifier les améliorations des performances du système, telles que la vitesse et la précision. La théorie de cette méthode sera synthétisée dans le prochain chapitre.

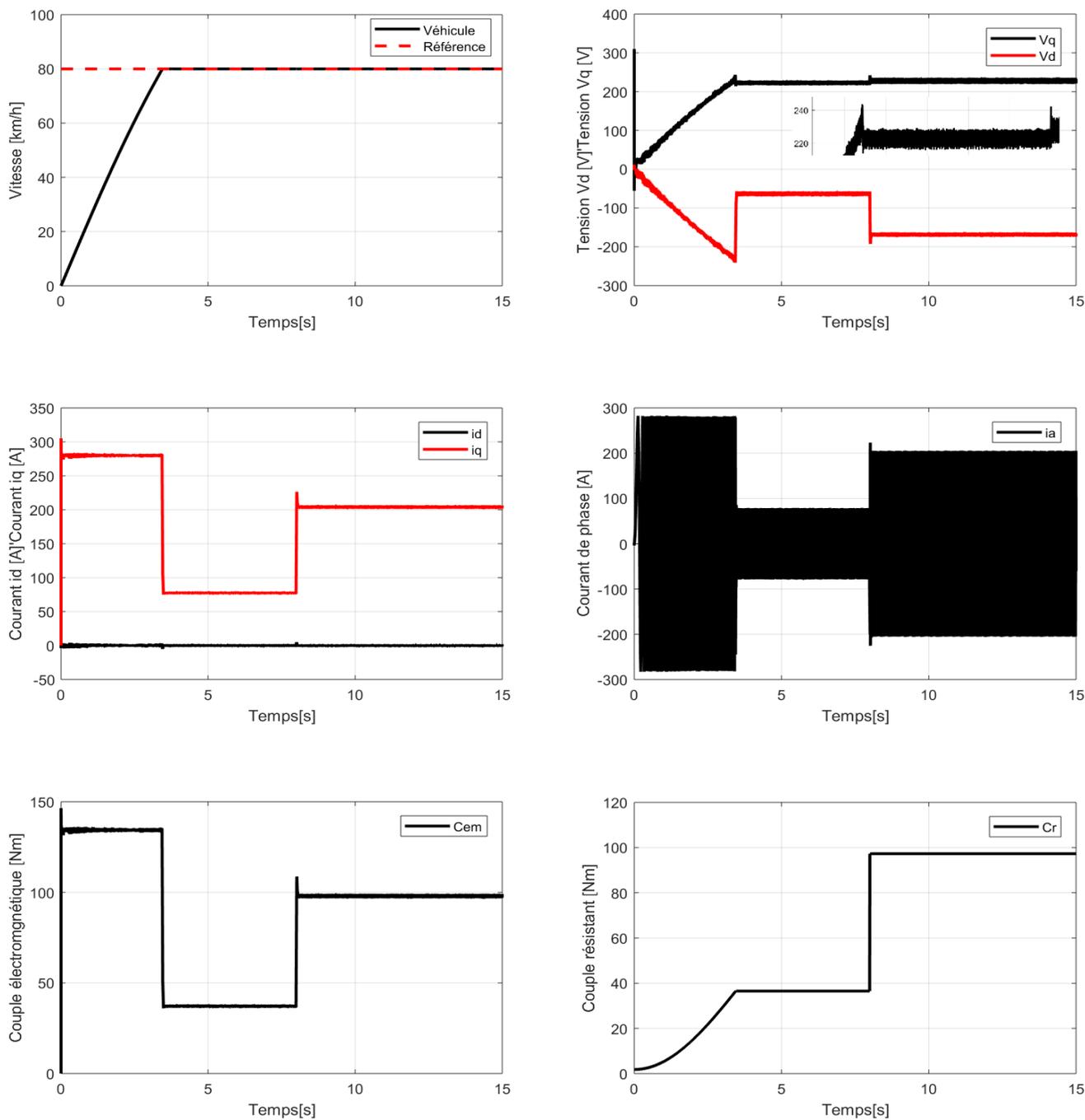


FIGURE II.22 – Test de variation des inductances statorique (L_d L_q) avec réglage PI

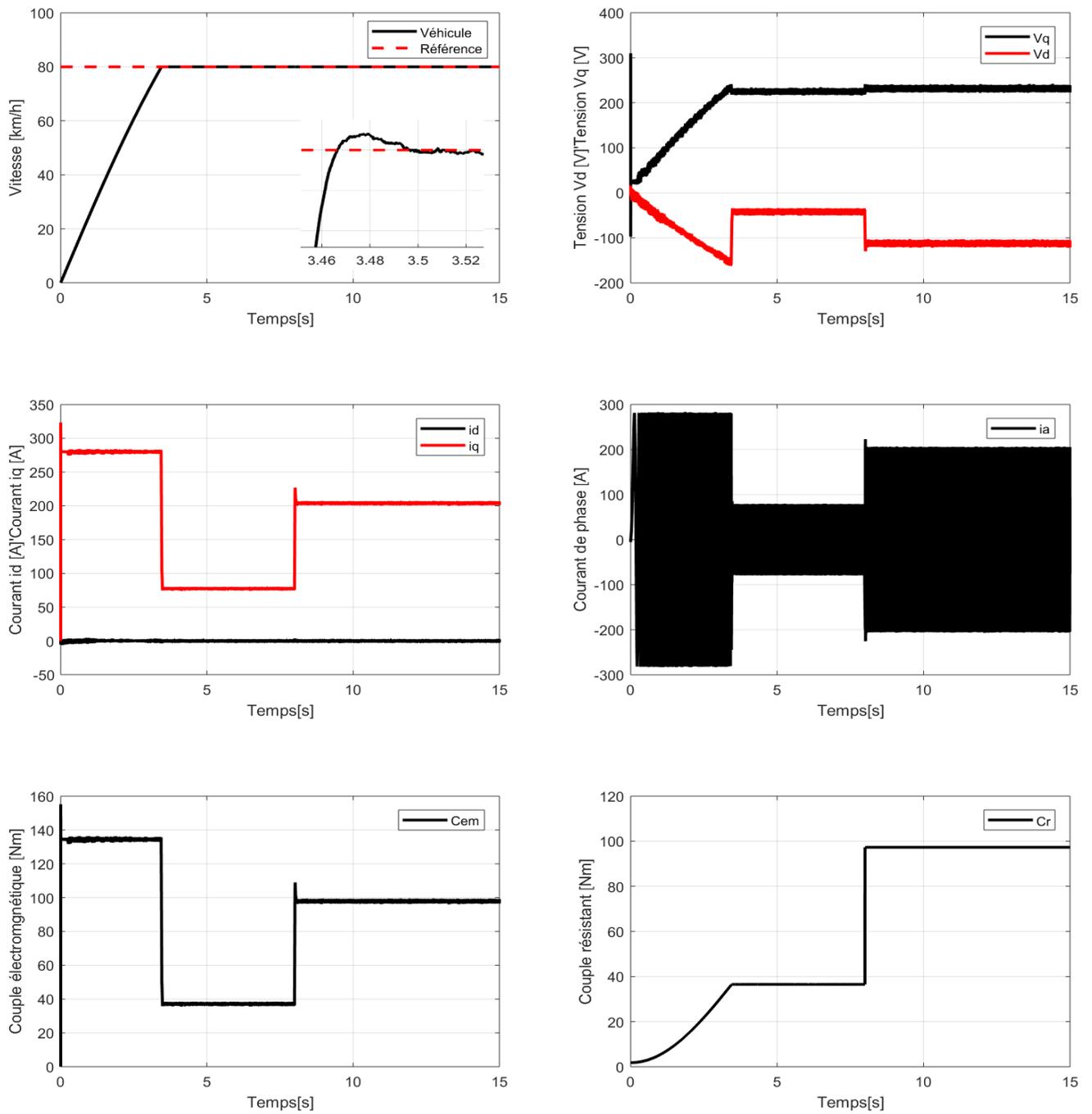


FIGURE II.23 – Test de variation de la résistance statorique avec réglage PI

Chapitre III

Commande non Linéaire de la Vitesse Longitudinale d'un VE

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	51
III.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT	51
III.3 SYSTÈME À STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT	51
III.4 THÉORIE DES MODES GLISSANTS	52
III.5 OBJECTIF DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT (MG)	53
III.6 LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE	53
III.7 CONCEPTION DE LA LOI DE COMMANDE NON LINÉAIRE PAR MODE GLISSANT	54
III.7.1 Choix des surfaces de glissement	54
III.7.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	55
III.8 ELIMINATION DU PHÉNOMÈNE DE BROUITEMENT (CHATTERING)	58
III.9 COMMANDE PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE SUPÉRIEUR	59
III.9.1 Principe de fonctionnement	59
III.9.2 Commande par mode glissant d'ordre deux	59
III.10 SYNTHÈSE DES MODES GLISSANTS D'ORDRE UN POUR LA COMMANDE EN VITESSE D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	61
III.10.1 Boucle de régulation de vitesse ω_r	61
III.10.2 Boucle de régulation de courant i_q	62
III.10.3 Boucle de régulation de courant i_d	62
III.11 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE SUPER-TWISTING POUR LE RÉGLAGE DE VITESSE D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE	63
III.11.1 Boucle de régulation de courant i_q	63
III.11.2 Boucle de régulation de courant i_d	63
III.12 RÉSULTATS DE SIMULATION	64
III.13 CONCLUSION	69

III.1 Introduction

Les régulateurs classiques PI donnent des résultats excellents dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent ne pas être suffisantes car elles ne sont pas robustes, en particulier lorsque la précision et les autres paramètres dynamiques du système sont exactes. Un appel à des méthodes de commande insensible aux perturbations et aux cas non linéaires s'avère nécessaire [6]. Parmi ces méthodes, on peut citer la commande adaptative, la commande H_∞ , 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.

Depuis son introduction, le contrôle par mode glissant des systèmes non linéaires a fait l'objet de recherches et de développements approfondis. Cela appartient à une catégorie plus large des commandes à structure variable qui sont des commandes non linéaire possédant la propriété de robustesse.

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande par mode glissant et son application pour la commande en vitesse du véhicule électrique. Les régulateurs classiques du type PI synthétisés dans le chapitre précédant seront remplacés par des régulateurs mode glissant en appliquant deux algorithmes : commande d'ordre un et commande Super-Twisting. Les résultats des simulations feront l'objet d'une comparaison entre ces deux algorithmes de même stratégie de contrôle.

III.2 Commande par mode glissant

La commande par mode glissant a connu une croissance considérable au cours des dernières décennies. Ceci est principalement due à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, de sorte que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbation externes [19].

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité [21].

III.3 Système à structure variable en mode glissant

Le système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change au cours de son fonctionnement est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentiel de type :

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

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

III.4 Théorie des modes glissants

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 $n=2$).

On considère le système non linéaire suivant :

$$H(x) = \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec $x(t_0) = x_0$

Où f et g sont des fonctions non linéaire, (f un champ de vecteur suffisamment différentiable, g est supposé inversible).

u : l'entrée du système.

x : L'état du système.

l'hypersurface $S(x) = 0$

La commande u est construite de sorte que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et puis maintenues à proximité de celle-ci. Ce contrôle est appelé commande à structure variable définie par :

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$u(x, t) \in [-1, 1] \text{ si } S(x) = 0$$

u^+ et u^- sont des fonctions continues. Le système III.2 avec la loi III.3 est intrinsèquement à structure variable.

D'autre part, le système rendu discontinu par le choix d'une commande discontinue, u est dit à discontinuité artificielle.

Le système variable (III.2) avec la loi de commande (III.3) peut se ramener à l'écriture suivante :

$$\dot{x} = f(x, t, u) = \begin{cases} f^+(x, t) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, t) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où :

$f^+(x, t), f^-(x, t)$ sont des champs de vecteurs complets dans \mathfrak{R}^n .

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

Les trajectoires de f^+ et f^- sont linéaires à la fonction f , et elles convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularités de glisser sur celle-ci. Ce phénomène s'appelle « réticence » (Chattering).

La figure (III.1) représente la trajectoire et surface pour le mode de glissement.

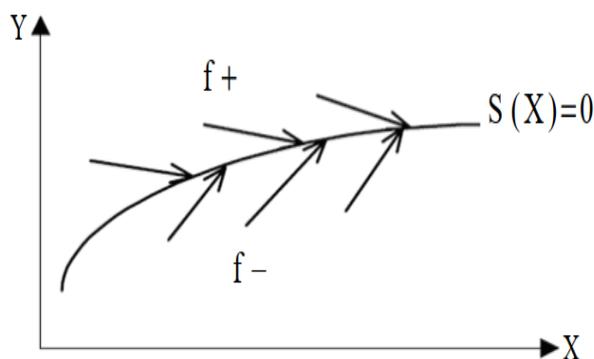


FIGURE III.1 – Trajectoire et surface pour le mode de glissement

Pratiquement il n'est pas réalisable de commuter une fréquence infinie, donc l'état glissant se produira près de $S(x, t) = 0$. Ceci permet de définir un régime de glissement réel.

III.5 Objectif de la commande par mode glissant (MG)

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

Synthétiser une surface $S(X, t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

Déterminer un loi de commande (commutation), $U(X, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface [33].

III.6 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, comme le montre la figure III.2

Mode de convergence (MC)

Appelé aussi mode non glissant qui consiste à déplacer la variable à régler 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 le critère de convergence.

Mode de glissement (MG)

Il s'agit du mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.

Le mode de régime permanent (MRP)

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il caractérise par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires [35].

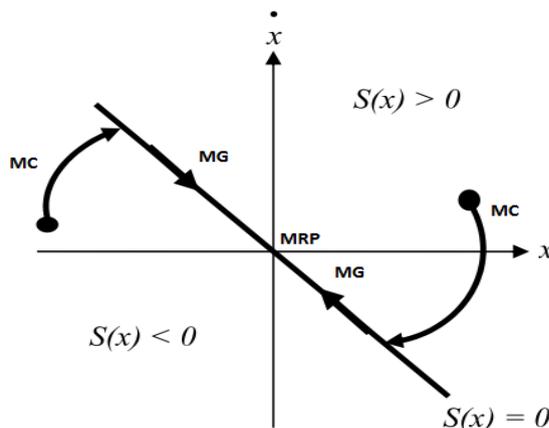


FIGURE III.2 – Principe des modes glissants

III.7 Conception de la loi de commande non linéaire par mode glissant

La conception du commande par mode glissant tient systématiquement compte de la stabilité et des bonnes performances dans son approche.

La mise en oeuvre de cette commande peut être divisée en trois étapes principales :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

III.7.1 Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement il est déterminé sur la base du système et des performance désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad y \in \mathfrak{R}^m \quad (\text{III.5})$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour le vecteur y de taille m.

La forme d'équation générale pour la surface de glissement elle est proposé par J.J Slotinie et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.6})$$

Avec :

λ : un gain positif qui interprète la bande passante de contrôle désirée.

$e(x) = x_{ref} - x$: écart de la variable à réguler.

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître la commande,

Tel que : $\frac{s}{dt} = 0$ assurant la contrôlabilité.

Pour :

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

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

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

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

III.7.2 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 :

III.7.2-a Approche direct

Cette fonction est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0$$

Ces deux inégalités peuvent être formulées par la condition suffisante suivante :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

III.7.2-b Approche 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 :

$$V(x) = \frac{1}{2}S(x)^2 \quad (\text{III.8})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{III.9})$$

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

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.10})$$

Cette méthode est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [29].

III.7.2-c Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est composé de deux termes U_{eq} et U_n

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.11})$$

U_{eq} est nommé commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est utilisée lorsque l'état du système entre dans le mode de glissement et pour but de composer les dynamiques indésirables. Cette commande est déduite en posant la surface $\dot{S}(x) = 0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} comme le montre la figure III.3.

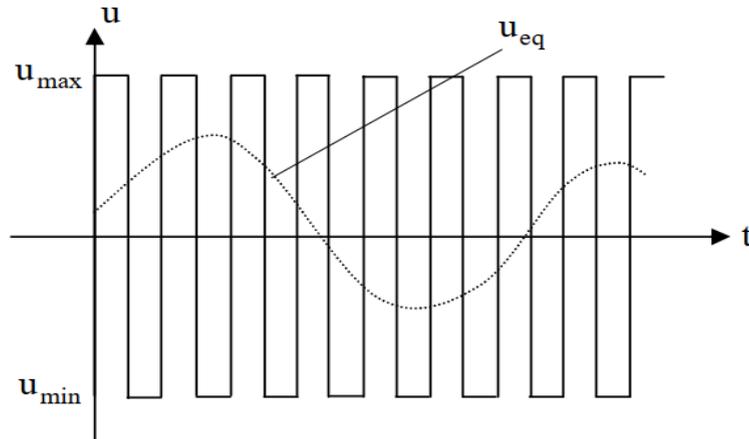


FIGURE III.3 – Représentation de la commande équivalente U_{eq}

La commande U_n est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres et le modèle du système.

On considère un système d'état défini par l'équation (III.5). Le but est de chercher une expression de la commande U .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.12})$$

Par substitution, nous obtenons :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t)U_{eq}) + \frac{\partial s}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t)U_n) \quad (\text{III.13})$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et en régime permanent, la dérivée et la partie discontinue U_n sont aussi nulles :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

L'expression de la commande équivalente U_{eq} est comme suivant :

$$U_{eq} = \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right) \quad (\text{III.15})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (\text{III.16})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression III.15 dans III.5, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface $S(x, t)$ [22] :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) U_n \quad (\text{III.17})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) U_n < 0 \quad (\text{III.18})$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande U_n est :

$$U_n = K \text{sign} S(x, t) \quad (\text{III.19})$$

Où $\text{sign} s(x, t)$ est la fonction définie par :

$$\text{sign}(x, t) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ +1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

L'utilisation de la fonction Signe signifie que la commande U_n commute entre deux valeurs $\pm k$ avec une fréquence théoriquement infinie. Si le gain k est très petit, le temps de réponse sera long, si k est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (couramment appelées Chattering) sur les réponses en régime permanent [22]. Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure III.4

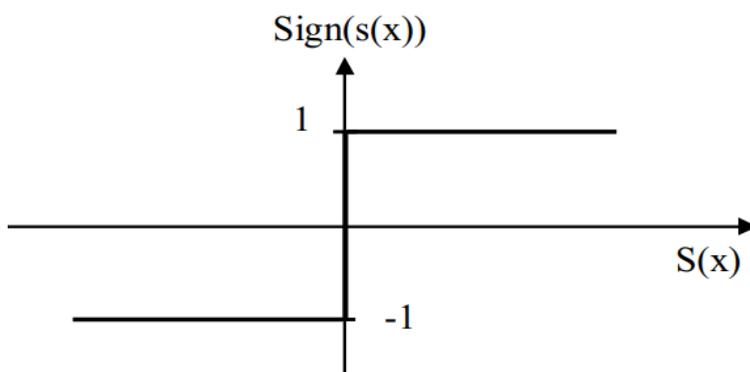


FIGURE III.4 – Fonction sign (non linéarité tout ou rien)

Ainsi, la commande est commutée à fréquence élevée entre u_{max} et u_{min} . Cette dernière génère cependant un phénomène appelé broutement, qui est généralement indésirable puisqu'il ajoute le spectre du contrôle des composants à haute fréquence. Ce phénomène de broutement est représenté sur la figure III.5.

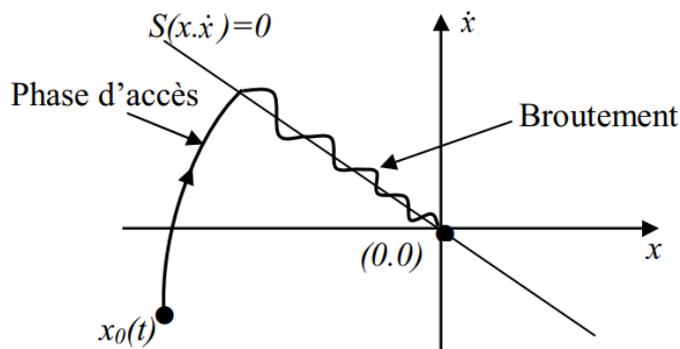


FIGURE III.5 – Phénomène de broutement (réticence)

III.8 Elimination du phénomène de broutement (Chattering)

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering. Puisqu'il peut endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Pour éliminer ces oscillations, plusieurs solutions ont été apportées comme par exemple : remplace la fonction sign par l'une des fonctions de saturation suivantes :

Fonction SAT

La fonction SAT, illustrée par la figure (III.6), est donnée par l'expression suivante :

$$\text{Sat}(x, t) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ +\frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \\ +1 & \text{si } S(x) > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Où ε est un paramètre petit et positif.

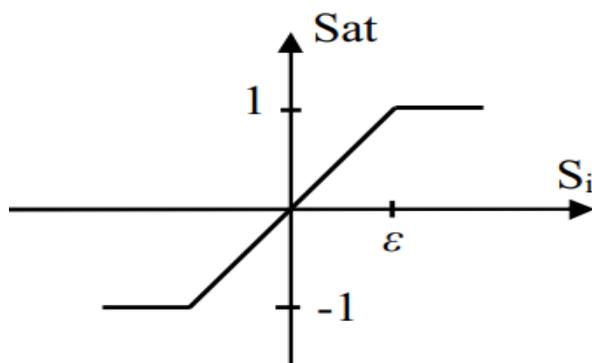


FIGURE III.6 – Fonction de saturation

La fonction Smooth

La fonction Smooth, appelé aussi fonction de classe C^1 représenté sur la figure III.7 est défini par :

$$\text{Smooth}(S(x, t)) = \tanh(S(s, t)) = \frac{\exp^x - \exp^{-x}}{\exp^x + \exp^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.22})$$

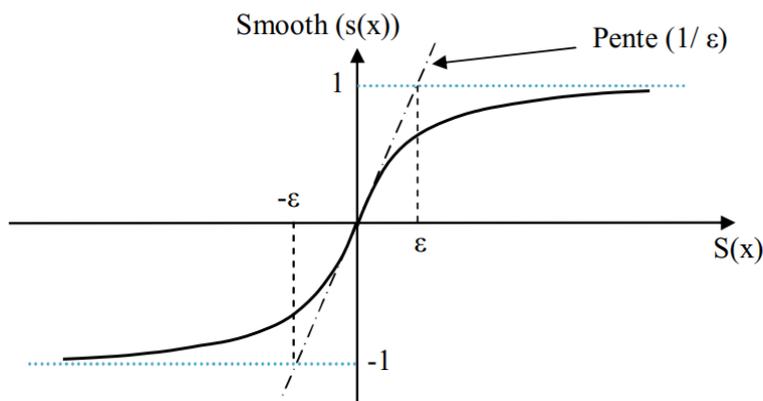


FIGURE III.7 – Fonction smooth

D'autres techniques sont proposées pour limiter ce phénomène dont on cite [4] :

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

III.9 Commande par modes glissants d'ordre supérieur

La théorie de la commande par modes glissants d'ordre supérieur est une alternative au problème des modes glissants classiques. Dans cet accès, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le chattering [19].

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits 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) pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques ils permettent aussi d'améliorer la précision asymptotique.

III.9.1 Principe de fonctionnement

Le régime glissant standard agit sur la surface de glissement afin de l'annuler. 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 :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (\text{III.23})$$

Où r désigne le degré relatif du système.

Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S .

$$\begin{cases} r = 1 & \text{c-à-d } \frac{d}{du} \dot{S} \neq 0 \\ r \geq 2 & \text{c-à-d } \frac{d}{du} S^i = 0 \text{ (} i = 1, \dots, r-1 \text{)} \frac{d}{du} S^r \neq 0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.9.2 Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but de ce type de commande est de générer un régime glissant du second ordre sur une surface S par l'annulation de celle-ci, ainsi que sa dérivée \dot{S} en un temps fini ($S = \dot{S} = 0$). La caractéristique principale de cette stratégie est que la partie discontinue apparaisse sur la dérivée de la commande \dot{u} . L'intégration de cette variable permet d'obtenir la variable u tout en limitant considérablement le phénomène de broutement [31].

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits. Parmi ces algorithmes, on cite :

- Algorithme du Twisting.
- Algorithme du Super Twisting.
- Algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie).

III.9.2-a Algorithme du super-Twisting

L'algorithme du Super-Twisting figure parmi les algorithmes de modes glissants d'ordre deux les plus utilisés. Son intérêt réside dans la réduction du chattering, dû à la continuité du signal de commande. Il ne s'applique qu'aux systèmes de degré relatif 1. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral. Nous pouvons donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un PI.

L'algorithme du Super-Twisting, à l'instar des autres algorithmes de la même catégorie, nécessite uniquement l'information sur S et entraîne l'annulation de celle-ci et \dot{S} en un temps fini. Il permet aussi de construire un dérivateur appelé généralement différenciateur exact [26].

La loi de commande s'écrit comme suit :

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$u_1(t)$ première partie est définie par sa dérivée par rapport au temps.

$u_2(t)$ deuxième partie donnée par la fonction continue de la variable de glissement.

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -\beta \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^{\rho_1} \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S_0|^{\rho_2} \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

β, λ, ρ vérifiant les inégalités suivantes :

$$\beta > \frac{C_0}{\Gamma_m}$$

$$0 < \rho < 0.5$$

Et :

$$\lambda^2 \geq \frac{4.C_0.\Gamma.(\beta + C_0)}{\Gamma^2.\Gamma(\beta - C_0)} \quad (\text{III.28})$$

Dans la suite, on fixera $\rho = 0.5$.

Si $S_0 = 1$ nous pouvons simplifier l'algorithme comme suit :

$$u = -\lambda |S|^{0.5} \text{sign}(S) + u_1 \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$\dot{u}_1 = -\beta \text{sign}(S)$$

La trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase (S, \dot{S}) est donnée dans la figure (III.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 $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

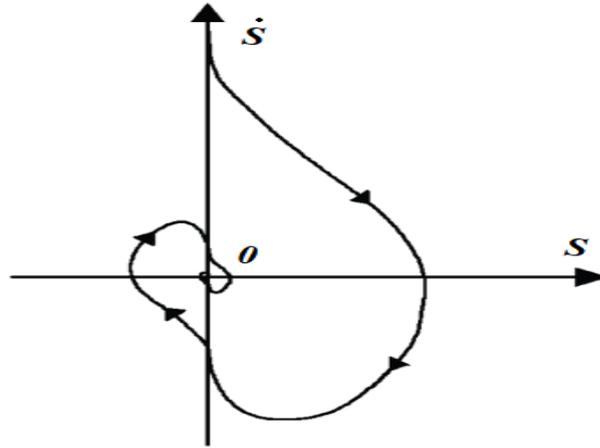


FIGURE III.8 – Convergence en temps fini de l'algorithme du Super-Twisting

III.10 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.

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 droite se fait de la même manière que celui côté gauche.

III.10.1 Boucle de régulation de vitesse ω_r

Cette boucle de régulation impose une référence de vitesse ω_{ref} et génère une commande virtuelle en courant i_q appelée i_{qref} . La surface de glissement dans ce cas est une simple erreur de vitesse telle que :

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (III.30)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (III.31)$$

Substituons l'expression de $\dot{\omega}_r$ dans l'équation III.31 :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \omega_{rref} + \frac{f}{J_T} \omega_r - \frac{3}{2J_T} (p\varphi_{sf} i_q + p(L_d - L_q) i_d i_q) + \frac{1}{J_T} C_r \\ i_{qref} = i_{q(eq)} + i_{q(n)} \end{cases} \quad (III.32)$$

La commande vectorielle impose $i_d = 0$

Durant le mode de glissement $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $i_{q(n)} = 0$

Par la suite :

$$i_{q(eq)} = \frac{1}{K} (J_T \dot{\omega}_r + f \omega_r + C_r) \quad (III.33)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \varphi_{sf}$$

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 :

$$\dot{V}_\Omega = \dot{S}(\omega_r)S(\omega_r) < 0 \quad (\text{III.34})$$

Si on remplace l'équation (III.33) dans (III.32), on obtient :

$$\dot{S}(\omega) = -K i_{q(n)} \quad (\text{III.35})$$

Alors :

$$i_{q(n)} = k_1 \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.36})$$

Avec :

k_1 : Réel positif.

Finalement :

$$i_{qref} = \frac{1}{K} (J_T \dot{\omega}_{rref} + f \omega_r + C_r) + k_1 \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.37})$$

III.10.2 Boucle de régulation de courant i_q

Cette boucle de régulation impose une référence de courant i_{qref} et génère une commande en tension V_q .

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{III.38})$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q \quad (\text{III.39})$$

Substituons l'expression de \dot{i}_q dans l'équation III.39 :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_r + p \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} V_q \quad (\text{III.40})$$

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

Donc :

$$V_{q(eq)} = L_q \dot{i}_{qref} + R_s i_q + p L_d i_d \omega_r + p \varphi_{sf} \omega_r \quad (\text{III.41})$$

Durant le mode de convergence :

$$V_{q(n)} = k_2 \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{III.42})$$

Avec :

k_2 : Réel positif.

Finalement :

$$V_q = L_q \dot{i}_{qref} + R_s i_q + p L_d i_d \omega_r + p \varphi_{sf} \omega_r + k_2 \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{III.43})$$

III.10.3 Boucle de régulation de courant i_d

Cette boucle de régulation impose une référence de courant i_{dref} et génère une commande en tension V_d .

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (\text{III.44})$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \quad (\text{III.45})$$

Substituons l'expression de \dot{i}_d dans l'équation III.44 :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{d_{ref}} + \frac{R_s}{L_q} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r - \frac{1}{L_d} V_q \quad (\text{III.46})$$

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

Donc :

$$V_{d(eq)} = L_d \dot{i}_{d_{ref}} + R_s i_d - p L_q i_q \omega_r \quad (\text{III.47})$$

Durant le mode de convergence :

$$V_{d(n)} = k_3 \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{III.48})$$

Avec :

k_3 : Réel positif.

Finalement :

$$V_d = L_d \dot{i}_{d_{ref}} + R_s i_d - p L_q i_q \omega_r + k_3 \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{III.49})$$

III.11 Synthèse de la commande Super-Twisting pour le réglage de vitesse d'un véhicule électrique

Cette boucle de régulation impose une référence de vitesse $\omega_{r_{ref}}$ et génère une commande en courant notée $i_{q_{ref}}$. En utilisant la même surface de vitesse utilisée pour le réglage par mode glissant classique ($S(\omega_r) = \omega_{r_{ref}} - \omega_r$) c'est la partie discrète de la loi de commande qui change.

L'équation (III.36) devient :

$$\begin{cases} i_{q_{ref}(n)} = -k_{p1} |S(\omega_r)|^{0.5} \text{sign}(S(\omega_r) + i_{q_{ref}(1)}) \\ \dot{i}_{q_{ref}(1)} = -k_{i1} \text{sign}(S(\omega_r)) \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

k_{p1}, k_{i1} : Réels positifs.

III.11.1 Boucle de régulation de courant i_q

Cette boucle de régulation impose une référence de courant $i_{q_{ref}}$ et génère une commande en tension V_q .

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

$$\begin{cases} V_{q(n)} = -k_{p2} |S(i_d)|^{0.5} \text{sign}(S(i_q) + V_{q(1)}) \\ \dot{V}_{q_{ref}(1)} = -k_{i2} \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

k_{p2}, k_{i2} : Réels positifs.

III.11.2 Boucle de régulation de courant i_d

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

$$\begin{cases} V_{d(n)} = -k_{p3} |S(i_d)|^{0.5} \text{sign}(S(i_d) + V_{d(1)}) \\ \dot{V}_{d_{ref}(1)} = -k_{i3} \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

k_{p3}, k_{i3} : Réels positifs.

III.12 Résultats de simulation

Dans le but de vérifier les performances et la robustesse du contrôle par mode glissant pour la commande de vitesse du VE, une série de simulations numériques sous l'environnement Matlab/Simulink similaires à celles du chapitre précédent ont été réalisées dans les mêmes conditions initiales.

Tests du réglage par mode glissant classique

Dans ces essais les régulateurs PI, seront remplacés par des régulateurs de type MG d'ordre 1 qui seront adoptés pour l'ensemble des tests suivants : pour la loi de commande, nous choisissons les gains par la méthode essai-erreur et les paramètres nominaux du véhicule (Voir l'annexe).

Test 1

Sur la figure (III.9), on remarque que la vitesse rejoint sa valeur de référence après un temps $t = 3.45$ s. Lorsque le véhicule passe par une pente à $t = 8$ s, malgré la perturbation extérieure, la réponse en vitesse reste égale à sa valeur de référence, ce qui confirme la robustesse de cette commande. Entre autres réponses, des oscillations à haute fréquence peuvent être observées provoquées par le phénomène de réticence lié à la loi de commande et des commutations de l'onduleur.

Test 2

Ce test vérifie le cas du passage du véhicule par un virage. Nous observons sur la figure III.10 en tournant à droite, les roues gauche et droite ont des vitesses différentes, ce qui nécessite un couple important sur la roue gauche et un couple de freinage important sur la roue droite. Nous avons également remarqué l'apparition d'oscillations qui peuvent réduire les performances des moteurs.

Test 3

Dans cet essai on teste la variation des inductances statoriques (L_d, L_q) lorsqu'on augmente leurs valeurs nominales de +50%. Les résultats sont illustrés sur la figure III.11.

Les résultats obtenus montrent la robustesse de la commande non linéaire qui est insensible vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. Les autres grandeurs n'ont pas eu de variations considérable sur leurs réponses sauf pour la tension V_d qui a diminué et la tension V_q qui a augmenté par rapport au cas sans variation.

Test 4

Dans ce test (Figure III.12), la valeur de résistance du stator a été augmenté de +50% de sa valeur initiale. Nous avons remarqué que la commande par mode glissant est insensible au changement de ce paramètre (R_s). Ceci s'explique par le fait que la vitesse du véhicule suit la vitesse de référence sans la dépasser. Le phénomène de chattering existe toujours dans les autres réponses.

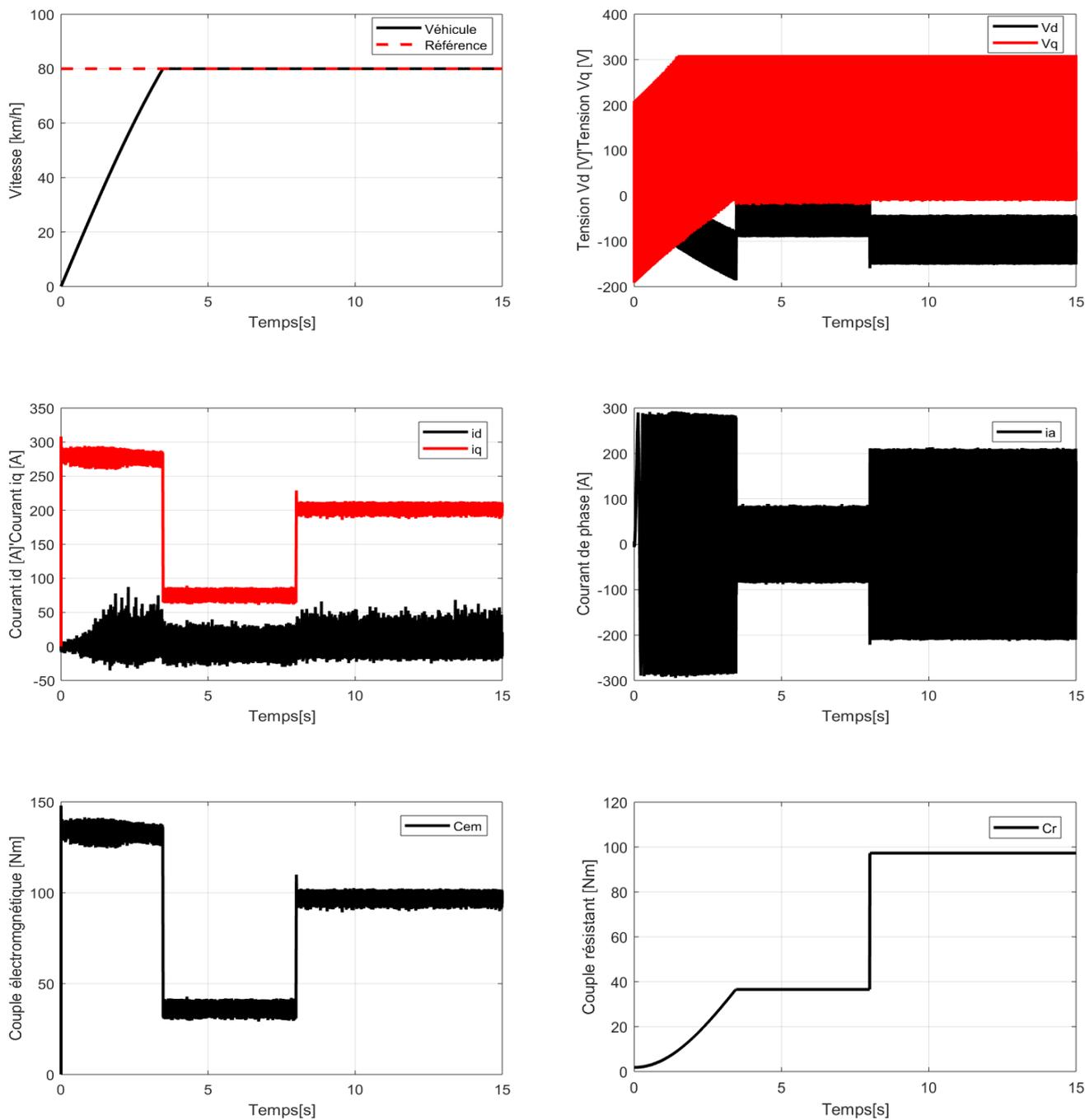


FIGURE III.9 – Test de poursuite de trajectoire avec réglage par MG

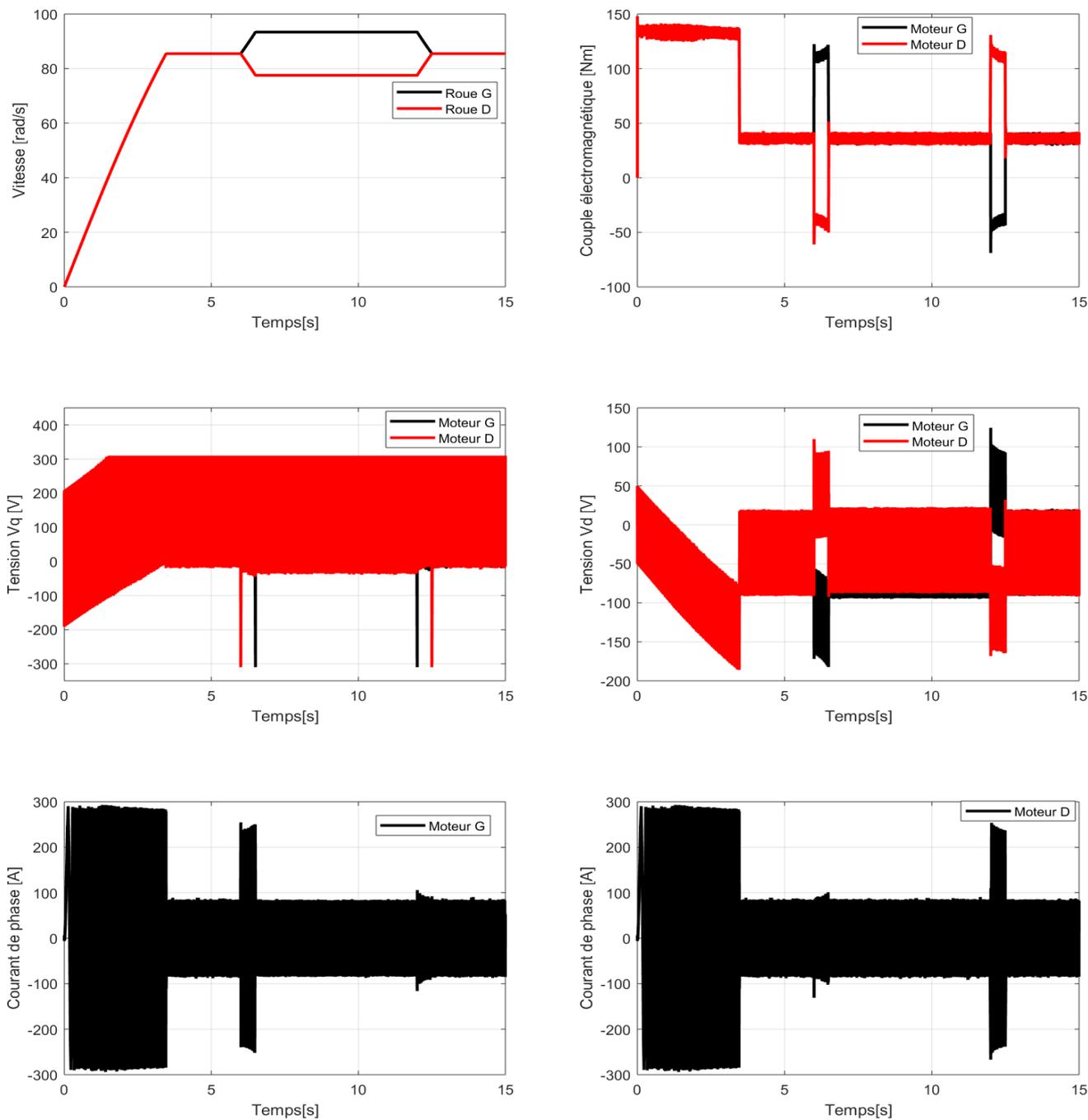


FIGURE III.10 – Test de passage par un virage avec réglage par MG

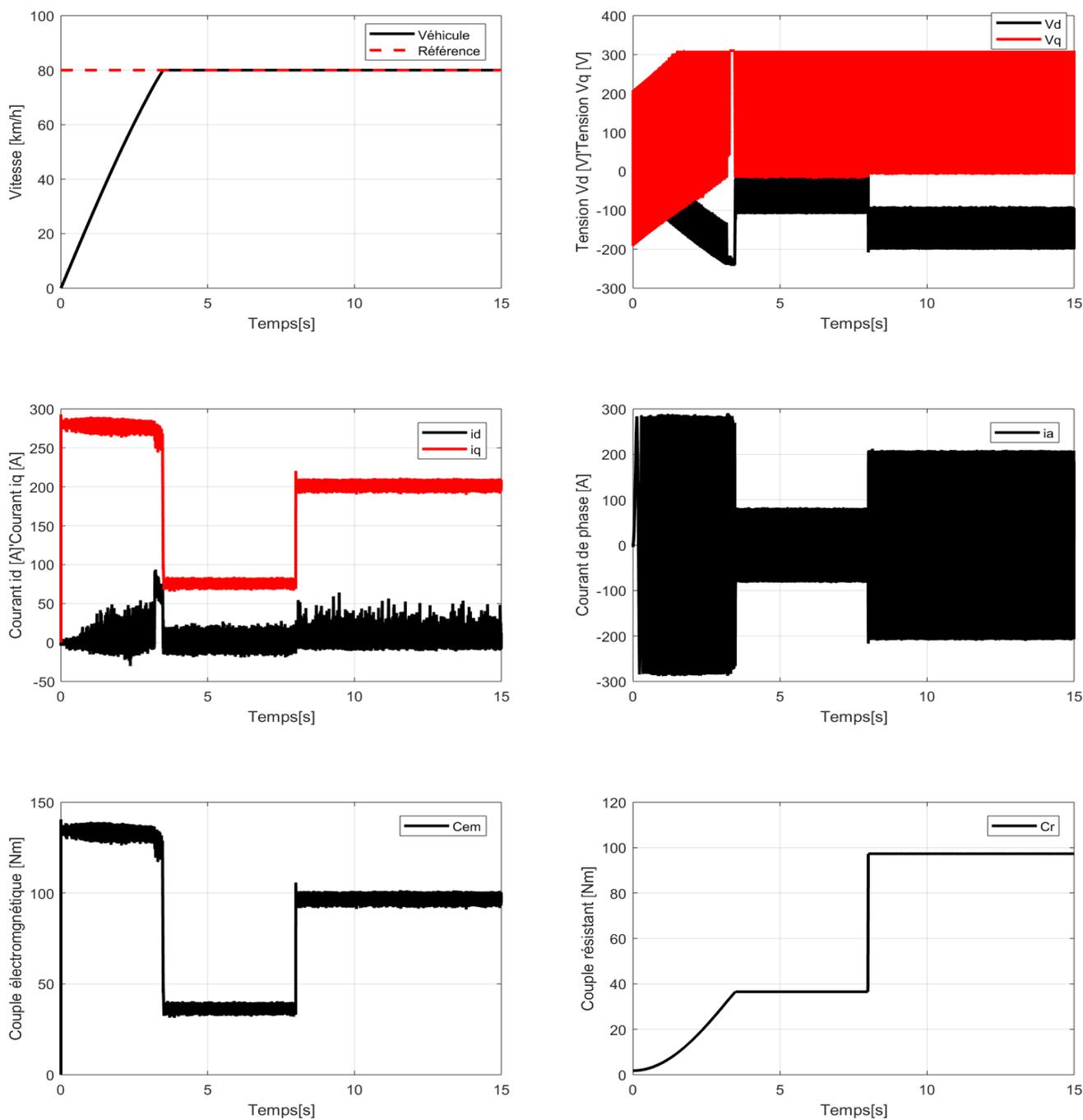


FIGURE III.11 – Test de variation des inductances statoriques (L_d L_q) avec réglage par MG

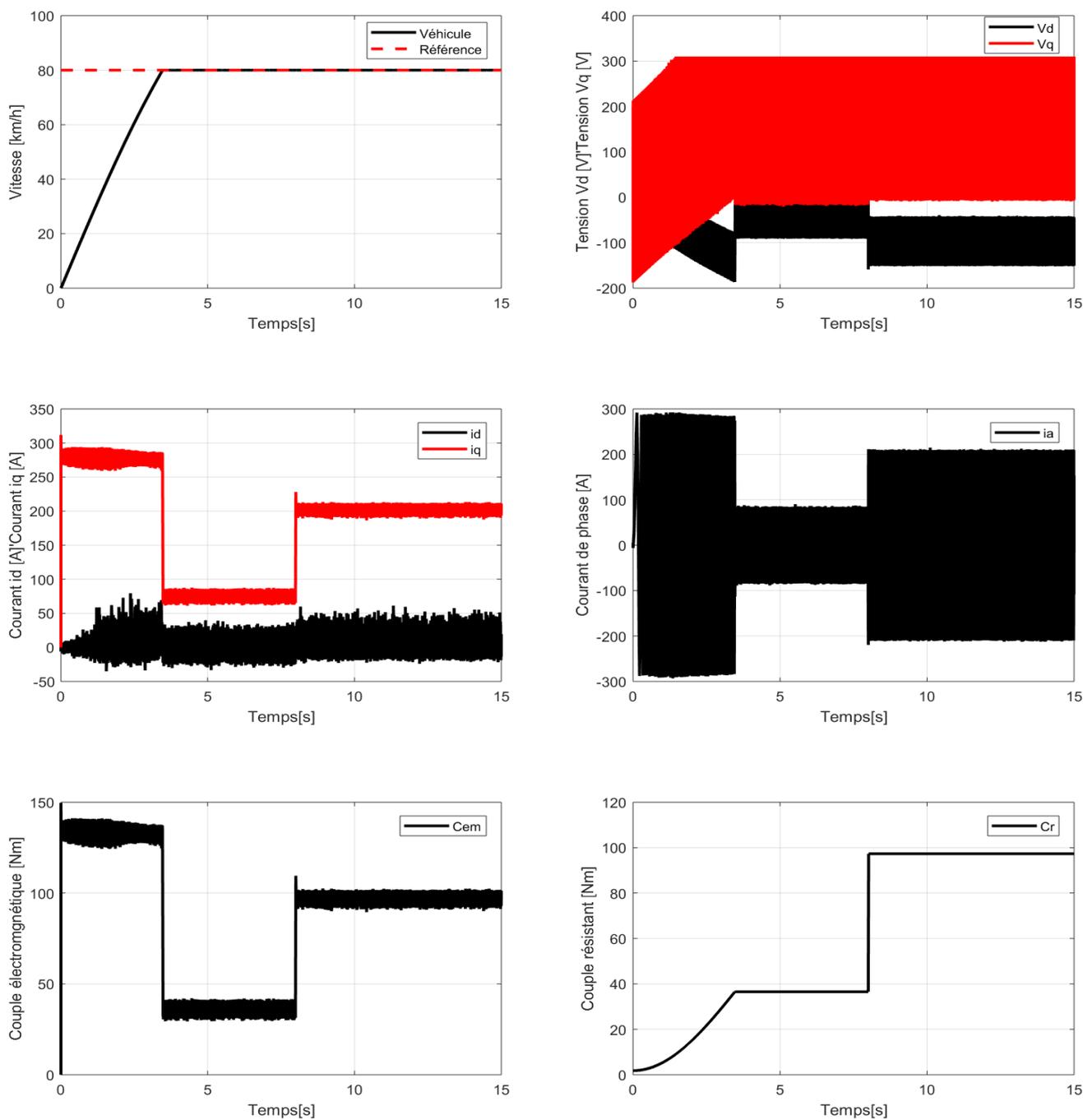


FIGURE III.12 – Test de variation de la résistance statorique avec réglage par MG

Test de réglage par algorithme Super-Twisting

Dans ce processus de simulation, nous avons changé la loi de commande de mode glissant classique via l'algorithme de Supertwisting. Les gains utilisés dans cet algorithme ont été obtenu par la méthode essai-erreur.

Les résultats de ces tests figures (III.13,III.14,III.15) montrent que les régulateurs Super-twisting et mode glissant sont robustes. L'avantage du Super-twisting par rapport au régulateur MG de premier ordre est qu'il réduit le phénomène de chattering (broutement) sur les réponses présentées. Ce qui maintient les performances de fonctionnement des moteurs.

III.13 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présentés en premier lieu l'aspect théorique de la technique de commande par mode glissant qui est basé sur la théorie de Lyapounov pour la stabilité de système à savoir : sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Après on a procédé à son application pour la commande de vitesse de véhicule électrique sur la MSAP.

En suite nous avons appliqué la commande par modes glissants d'ordre supérieur (super twisting) dans le but de réduire le phénomène de broutement (Chattering).

Enfin, la commande par mode de glissement montre de bonnes performances dynamiques tel que un meilleur suivi de trajectoire, un bon rejet des perturbations et une insensibilité aux variations paramétriques.

Les simulations effectués dans ce chapitre et le chapitre précédent supposent que le calcul de la vitesse de véhicule se déduit immédiatement de la moyenne des deux vitesses linéaires des roues ce qui n'est pas vrai lors de passage du véhicule sur un revêtement routier glissant. Dans ce cas un patinage (glissement longitudinal) sera provoqué et qui devra être contrôlé.

Le chapitre prochaine fera l'objectif d'étude et de la commande du glissement longitudinal d'un véhicule électrique.

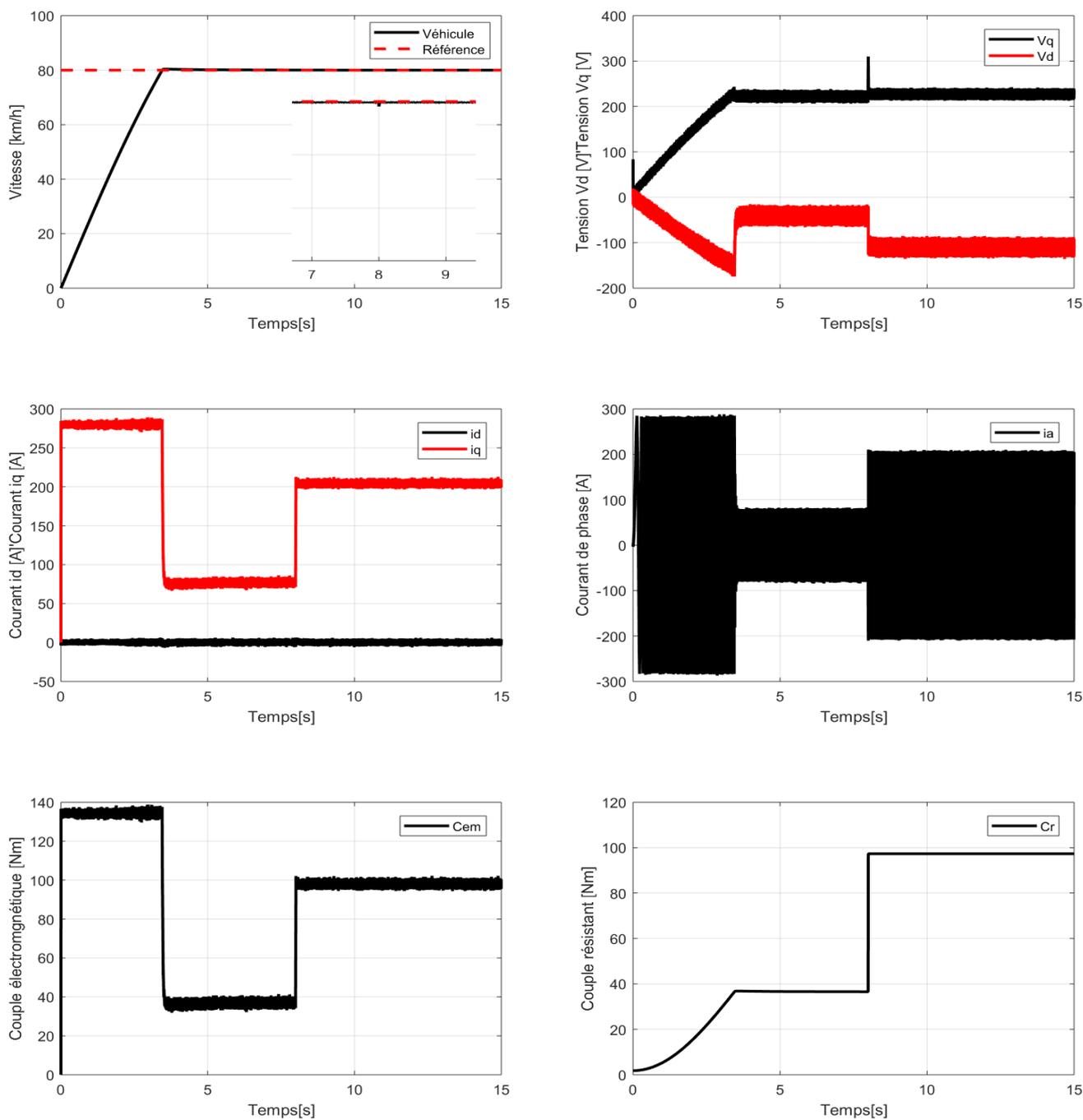


FIGURE III.13 – Test de poursuite de trajectoire avec réglage par Supertwisting

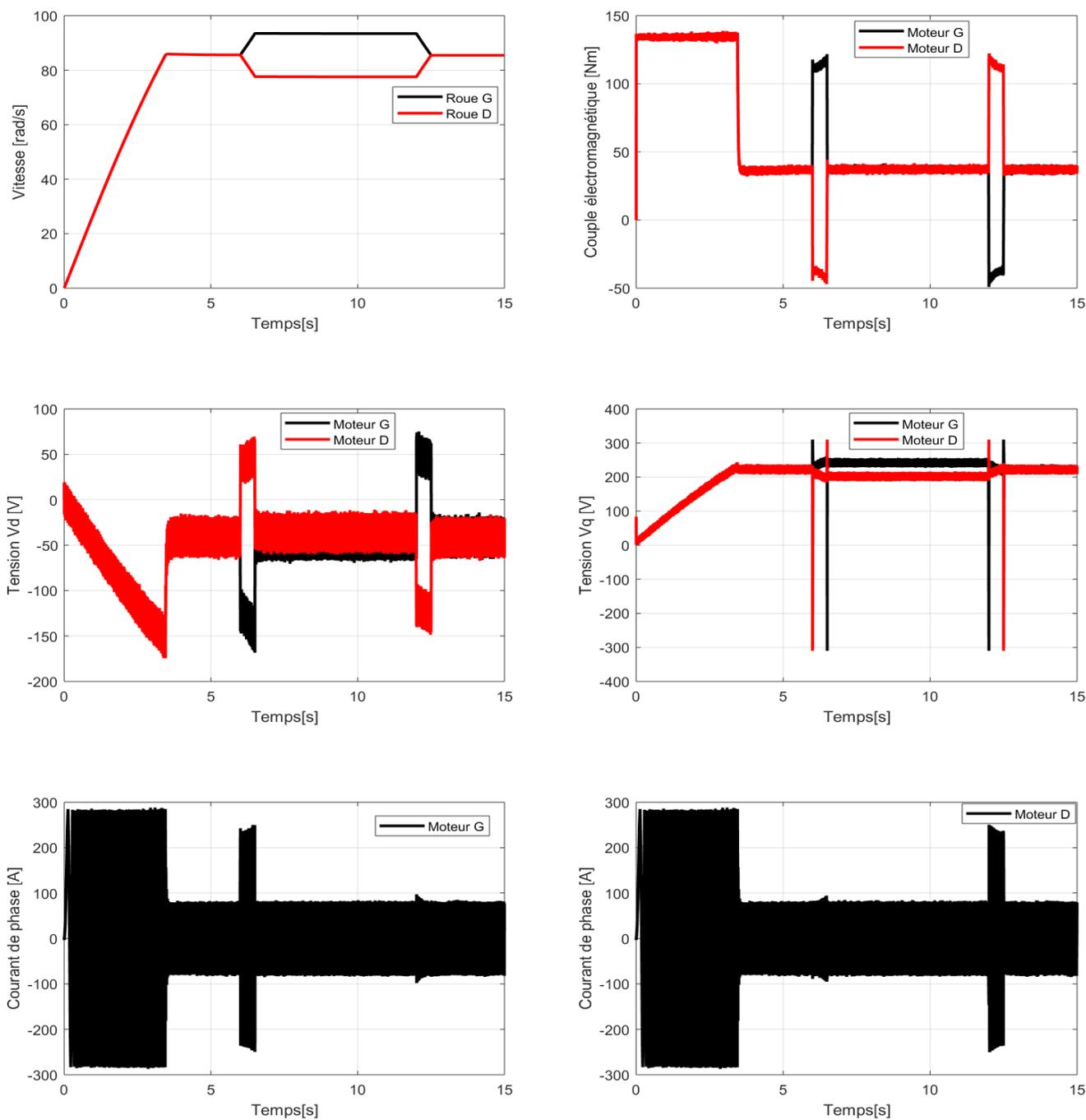


FIGURE III.14 – Test de passage par un virage avec réglage par Supertwisting

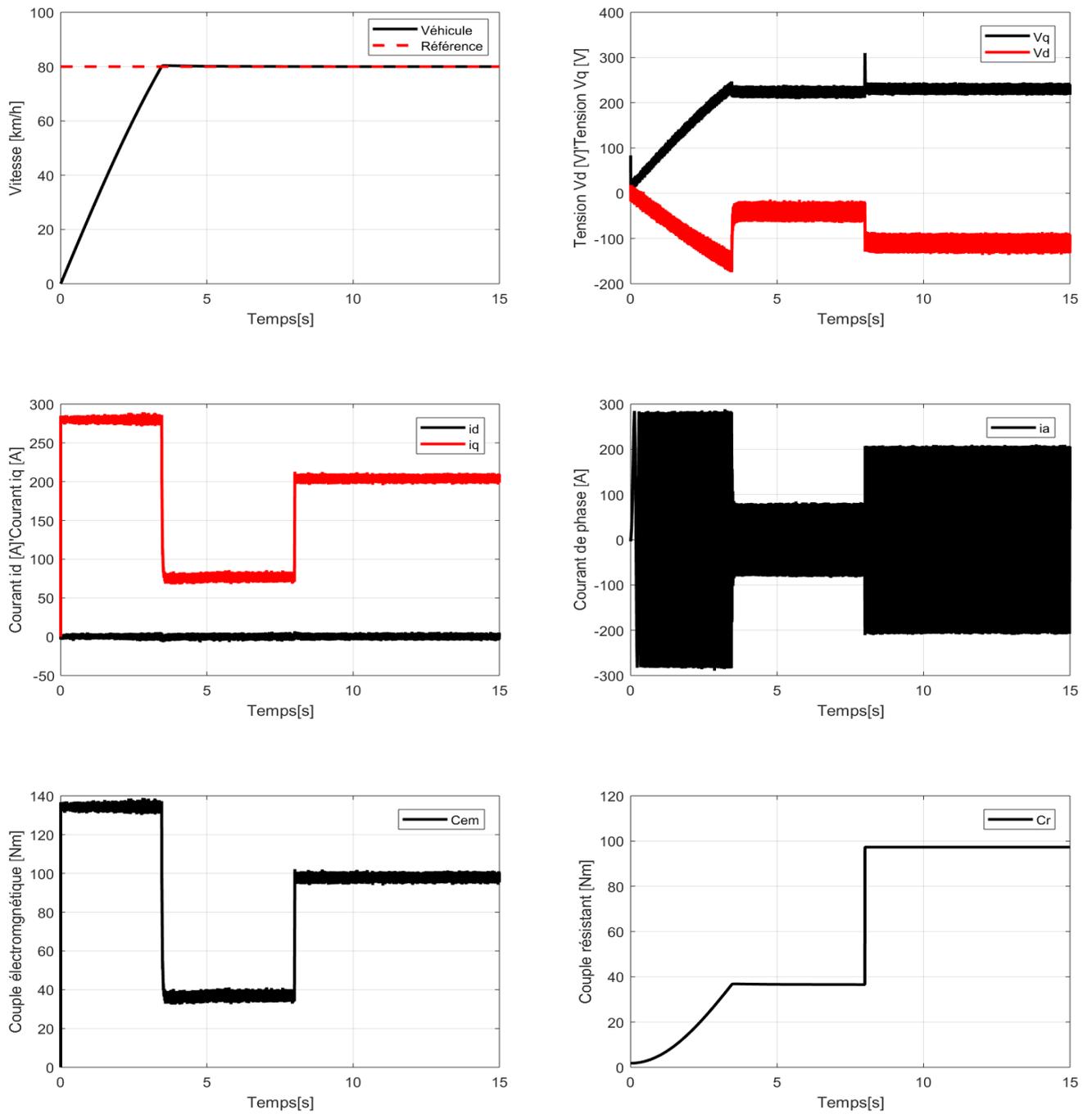


FIGURE III.15 – Test de réglage par Supertwisting avec variation de la résistance statorique

Chapitre IV

Etude et Commande du Glissement Longitudinal d'un VE

SOMMAIRE

IV.1 INTRODUCTION	74
IV.2 PHÉNOMÈNES DE GLISSEMENT	74
IV.3 FORCES LONGITUDINALES	74
IV.3.1 Mouvement longitudinal du véhicule	75
IV.3.2 L'adhérence	76
IV.4 ETUDE DU GLISSEMENT LONGITUDINAL D'UN VE	77
IV.5 CONTRÔLE DU PATINAGE	80
IV.5.1 Régulateur mode glissant pour la commande de taux de glissement	80
IV.6 RÉSULTATS DE SIMULATION	84
IV.6.1 Cas d'accélération : Test en boucle ouverte (sans commande)	84
IV.6.2 Cas d'accélération : Test en boucle fermée (avec commande)	86
IV.6.3 Cas de freinage : Test en boucle ouverte (sans commande)	86
IV.6.4 Cas de freinage : Test en boucle fermée (avec commande)	87
IV.7 CONCLUSION	87

IV.1 Introduction

Le contrôle des véhicules est un vaste sujet, divisé en plusieurs domaines d'activités. Dans le cas du contrôle dynamique du véhicule, deux tâches ressortent : la commande longitudinale et la commande latérale.

Le commande longitudinal consiste à s'adapter l'allure du véhicule en agissant sur l'accélération et le freinage, des paramètres peuvent également être pris en compte selon les conditions de conduite, telles que l'état du contact roue/sol.

Le commande latéral est chargé de maintenir la voie du véhicule et d'agir sur le mécanismes de direction, tels que les colonnes pour diriger les roues et les freins utilisés dans le cadre d'une sécurité active de type ESP (Electronic Stability Program) [5].

Lorsque le véhicule accélère ou décélère sur une route glissante, les roues motrices ont tendance à patiner, ce qui entraîne une conduite instable et beaucoup de gaspillage d'énergie. Afin d'améliorer les performances du mouvement du véhicule électrique, un contrôle de traction efficace est important. Ce contrôle permet d'obtenir une force de traction maximale et de réduire le patinage des roues motrices [4].

Le but de cette partie est d'améliorer le mouvement longitudinal du véhicule en contrôlant le taux de glissement dans deux situations de mouvement : l'accélération et le freinage. Chaque situation est contrôlée par un régulateur de type mode glissant.

IV.2 Phénomènes de glissement

Lorsque le coefficient de glissement local est saturé, le caoutchouc de la bande de roulement glisse localement sur la route. Sauf dans les conditions extrêmes dans lesquelles le pneu dépasse de loin ses capacités d'adhésion, il n'existe généralement aucun défilement général de la zone de contact. Les phénomènes d'adhésion et d'hystérésis impliquent un taux modéré de glissement à l'interface entre la route et le pneu. Lorsque les forces de pneus saturent une grande partie de la zone de contact, on observe alors un glissement d'ensemble et une diminution des forces d'interaction entre le caoutchouc et la roue. On remarque alors une diminution des forces totales d'adhérence [13].

IV.3 Forces longitudinales

Dans un véhicule, pour accélérer ou freiner, une force longitudinale doit être développée dans la zone de contact des pneu-sol. Le mécanisme de génération de forces longitudinales a des similitudes avec l'origine des forces latérales car il existe une région de distorsion élastique et une région de glissement ou de friction. Lorsque le pneu roule à vitesse constante, il est également possible de développer un couple pour maintenir la vitesse constante, c'est le phénomène de résistance au roulement.

La force longitudinale F_f^x est une force de frottement qui s'exerce entre la route et le pneumatique. Cette force est affectée par les facteurs suivants [10] :

- Le glissement longitudinal σ_x
- La force verticale F_z
- Le coefficient d'adhérence μ entre la chaussée et le pneumatique

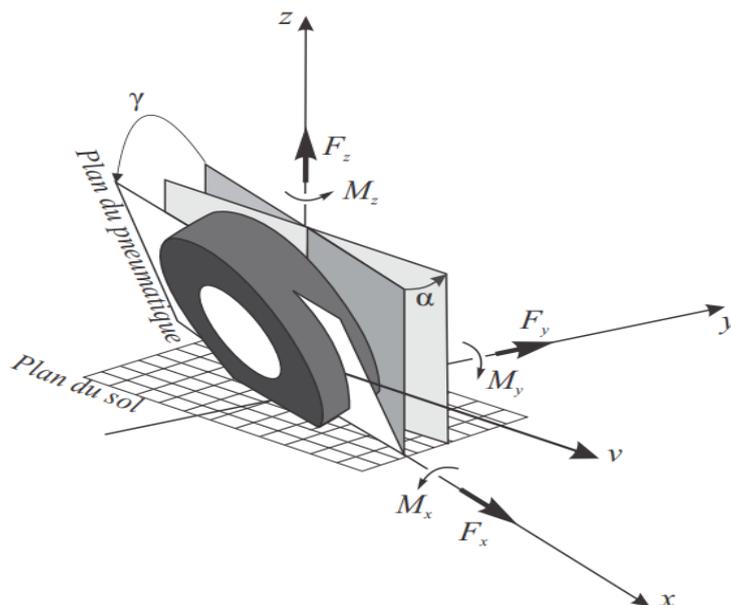


FIGURE IV.1 – Forces et moments du pneumatique

IV.3.1 Mouvement longitudinal du véhicule

Comme cette partie s'intéresse à l'étude du glissement longitudinal de véhicule, le modèle du véhicule adopté est longitudinal (modèle présenté en chapitre 2). Il ne tient pas en compte la force de roulis et la force de tangage (modèle unidimensionnel). Donc, le véhicule est modélisé comme une masse en mouvement qui supporte la force motrice F_t générée par le groupe motopropulseur et diverses forces environnementales (Figure IV.2)

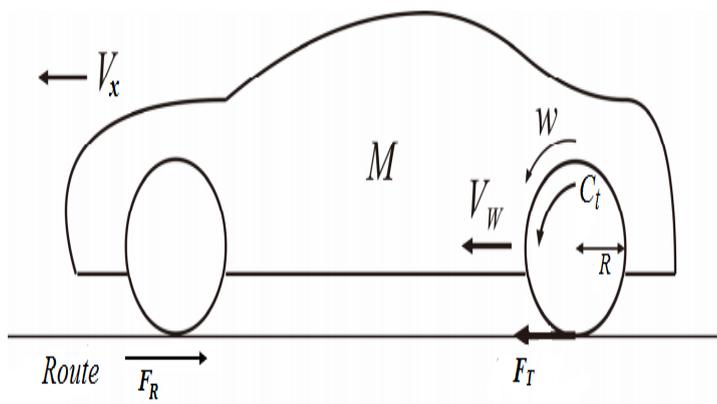


FIGURE IV.2 – Modèle longitudinal d'un véhicule (cas d'accélération).

Le mouvement longitudinal du véhicule est donné par :

$$M \frac{dV}{dt} = F_f^x + F_r^x - F_R \tag{IV.1}$$

Les forces des roues avant sont considérées comme nulles ($F_f^x = 0$) puisque le véhicule est entraîné par les deux roues arrière donc la formule (IV.1) devient :

$$M \frac{dV}{dt} = F_{r1}^x + F_{r2}^x - F_R = F_t - F_R \tag{IV.2}$$

Avec :

$$F_t = F_{r_1}^x + F_{r_2}^x = \frac{1}{2}Mg(\mu_1 + \mu_2)$$

Tel que : F_t est la force de traction, elle est causée par le glissement entre la surface de la route et le pneu.

Cette force contribue au mouvement vers l'avant du véhicule pendant l'accélération [4].

En supposant que la charge est uniformément répartie sur les roues motrices, l'équation dynamique de chaque rotation de roue motrice est exprimée comme suit :

Pour la roue droite :

$$J_{\omega_1} \frac{d\omega_{roue(droite)}}{dt} = C_{t_1} - R \frac{\mu_1 Mg}{2} \quad (IV.3)$$

Pour la roue gauche :

$$J_{\omega_2} \frac{d\omega_{roue(gauche)}}{dt} = C_{t_2} - R \frac{\mu_2 Mg}{2} \quad (IV.4)$$

Avec :

J_{ω} l'inertie de la roue

ω_{roue} la vitesse angulaire de la roue

C_t couple de traction de VE

R rayon de la roue

F_R résistance à l'accélération

M la masse du véhicule

V vitesse du véhicule.

IV.3.2 L'adhérence

L'adhérence c'est un contact entre la surface du caoutchouc du pneu de véhicule et celle du revêtement routier qui se trouve au sol.

L'adhérence joue un rôle principal pour maintenir le véhicule sur sa trajectoire surtout en virage lors d'une variation de vitesse. Le coefficient d'adhérence μ est la valeur maximale que peut prendre le rapport entre la force longitudinale ou latérale et la force verticale. Autrement dit, il détermine les forces maximales que les pneus peuvent fournir. Il dépend des caractéristiques du pneumatique et de l'état de la chaussée (sec, mouillé, glacé, etc.).[10]

Plus le contact est altéré (pluie, boues, graviers, mauvais état des pneus...) plus l'adhérence est mauvaise, il y a alors un fort risque de dérapage, ce qui augmentera la distance de freinage et donc la distance d'arrêt. Le facteur d'adhérence longitudinal d'une roue μ comme le rapport de la force F_t et de la charge verticale N dont cette roue est le siège [1] :

$$\mu = \frac{F_t}{N} \quad (IV.5)$$

Avec :

$$F_t = \mu Mg \quad (IV.6)$$

La figure (IV.3) montre les courbes qui trace par la fonction de Kachroo, on remarque que la nature du revêtement du sol influence fortement le coefficient d'adhérence.

L'adhérence μ varie entre 0 et 1, lorsque ce dernier est proche de 1, le contact entre les pneus et la

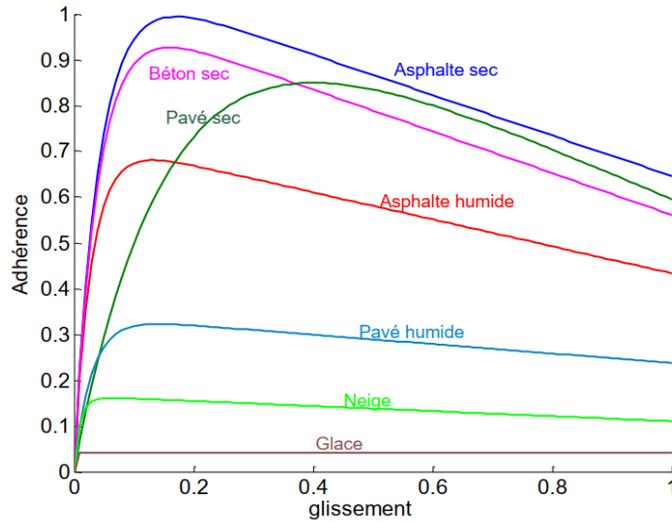


FIGURE IV.3 – Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route

route est très bon dans ce cas la route est sèche avec des bons pneumatiques. Une adhérence comprise entre 0.5 et 0.6 correspond au déplacement de véhicule sur une route mouillée ou légèrement mouillée. Quand la valeur est entre 0.2 et 0.3, cela veut dire que la route est glissante. En dessous de 0.2, la route est verglacée [4],[23].

IV.4 Etude du glissement longitudinal d'un VE

Le contact pneu/sol se traduit par un glissement du pneumatique sur la chaussée. La vitesse de glissement appelée V_{gxi} , est la différence entre la vitesse linéaire du véhicule au point de contact pneu/sol suivant l'axe longitudinal V_{xi} et la vitesse de roulement du pneumatique V_{Rwi} :

$$V_{gxi} = V_{xi} - V_{Rwi} = V_{xi} - R\omega_i$$

Avec :

i : indice du pneumatique

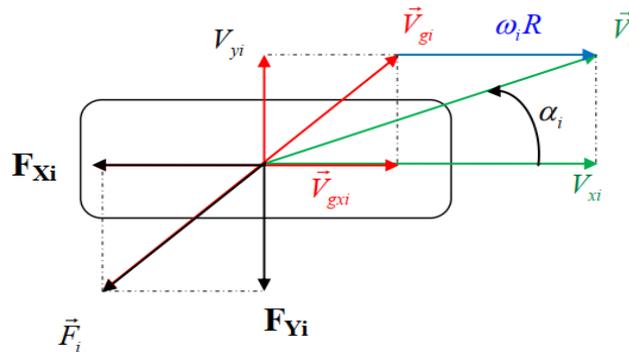


FIGURE IV.4 – Vitesse au niveau du contact pneu/sol

α : angle de dérive.

La figure IV.4 montre la vitesse au niveau du point de contact roue/sol et la création de la force. Le roulement sans glissement signifie que la différence est nulle, et donc les forces longitudinales exercées sur les pneumatiques sont nulles. Le taux de glissement g_{li} représente le rapport entre la vitesse de glissement V_{gxi} et le maximum des deux grandeurs $V_{R\omega}$ et V_{xi} :

$$g_{li} = \frac{V_{gxi}}{\max(V_{xi}, R\omega_i)} = \frac{V_{xi} - R\omega_i}{\max(V_{xi}, R\omega_i)} \quad (\text{IV.7})$$

En cas de freinage, la vitesse de rotation du pneu ω_i diminue et la vitesse de glissement V_{gxi} devient positive. Dans ce cas, le taux de glissement devient négatif, ce qui générera une force de frottement dans le sens de glissement opposé qui entraînera le freinage du véhicule.

La figure (IV.5) représente l'évolution des forces de contact pneumatique/chaussée [25].

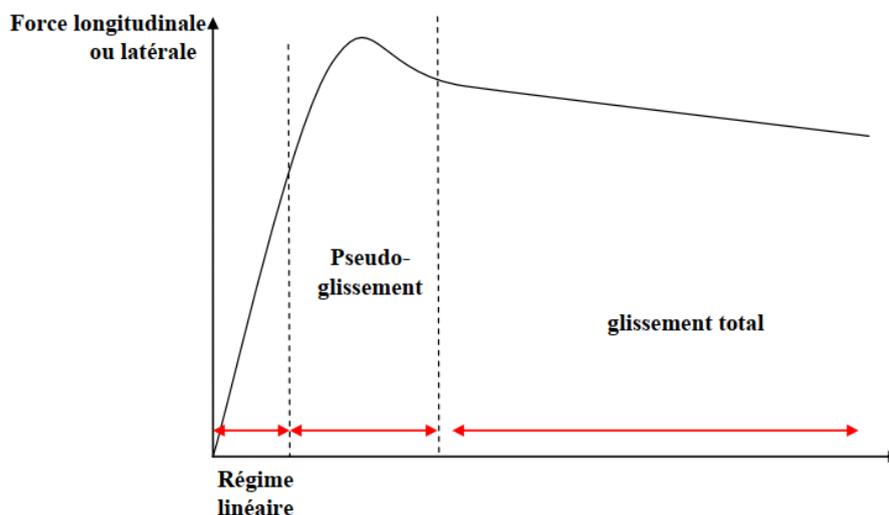


FIGURE IV.5 – Forme de la courbe de la force longitudinale ou latérale

Zone de pseudo-glissement linéaire :

La zone du régime linéaire (les forces varient linéairement en fonction des glissements). C'est la zone dans laquelle nous ne mobilisons pas une forte adhérence (conduite normale).

Zone de pseudo-glissement :

C'est la zone d'une forte mobilisation de l'adhérence, mais le véhicule reste contrôlable.

Zone de glissement total :

C'est la zone où le véhicule devient difficilement contrôlable.

La valeur du glissement $\sigma = 1$ caractérise une roue motrice emballée. Si le taux de glissement obtient la valeur 0, aucun dérapage ne se produit au point de contact du pneu avec la route.

La variation du coefficient de l'adhérence en fonction de glissements longitudinaux, exprimée par la Magic-Formula donnée comme suit :

$$\mu(c, \sigma) = -c1.1 (exp^{-35\sigma} - exp^{-0.35\sigma}) \quad (\text{IV.8})$$

Avec : c un coefficient de condition sur la surface de la route.

Pour déterminer σ^* , choisissons la fonction $\mu_c(\sigma)$ définie comme suite

$$\mu_c(\sigma) = -1.1 (exp^{-35\sigma} - exp^{-0.35\sigma}) \quad (\text{IV.9})$$

En utilisant la formule (IV.8), l'expression du changement du coefficient d'adhérence peut être réécrite comme suit :

$$\mu(c, \sigma) = c\mu_c(\sigma) \tag{IV.10}$$

La valeur du taux de glissement maximal du coefficient d'adhérence (différentes valeurs de c) est également la même valeur qui maximise la fonction $\mu_c(\sigma)$.

Pour obtenir la valeur maximale la fonction $\mu_c(\sigma)$, mettons :

$$\frac{d}{d\sigma}\mu_c(\sigma) = 0 \tag{IV.11}$$

La résolution de cette équation donne :

$$\sigma^* = \frac{\ln 100}{35 - 0.35} \approx 0.13 \tag{IV.12}$$

Dans cette étude, la valeur de référence du taux de glissement a été fixée à 0,13. Cette valeur même si vous perdez votre adhérence sur une route glissante, vous pouvez toujours limiter le couple en dessous de sa valeur nominale [4].

Notre étude s'intéresse à l'étude du glissement longitudinal en phase d'accélération du véhicule et en phase de freinage. La vitesse de translation du centre du pneumatique est V_x . La vitesse linéaire du pneumatique est V_ω , le glissement longitudinal est défini par :

$$\begin{cases} \sigma_x = \frac{V_\omega - V_x}{V_\omega} & , \text{durant l'accélération} \\ \sigma_x = \frac{V_x - V_\omega}{V_x} & , \text{durant le freinage} \end{cases} \tag{IV.13}$$

Avec :

$$V_\omega = R.\omega_{roue} \tag{IV.14}$$

Les schémas blocs du véhicule sont représentés sur les figures (IV.6,IV.7) :

Durant l'accélération :

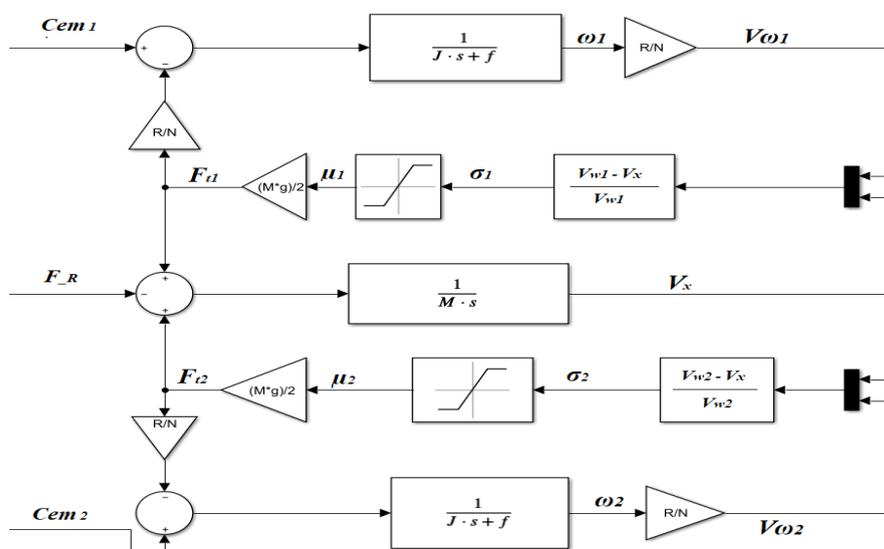


FIGURE IV.6 – Modèle simplifié du véhicule à deux roues en cas d'accélération

Durant le freinage :

Pour entrer dans le mode de freinage, un couple externe doit être appliqué aux roues pour ralentir la vitesse des roues. En VE, le couple est la somme du couple de freinage régénératif du moteur et du couple de freinage fourni par le système de freinage mécanique, dans le cas où le couple moteur est insuffisant pour assurer un freinage efficace. Le couple de freinage appliqué aux roues est opposé au sens de rotation des roues, provoquant une décélération des roues.

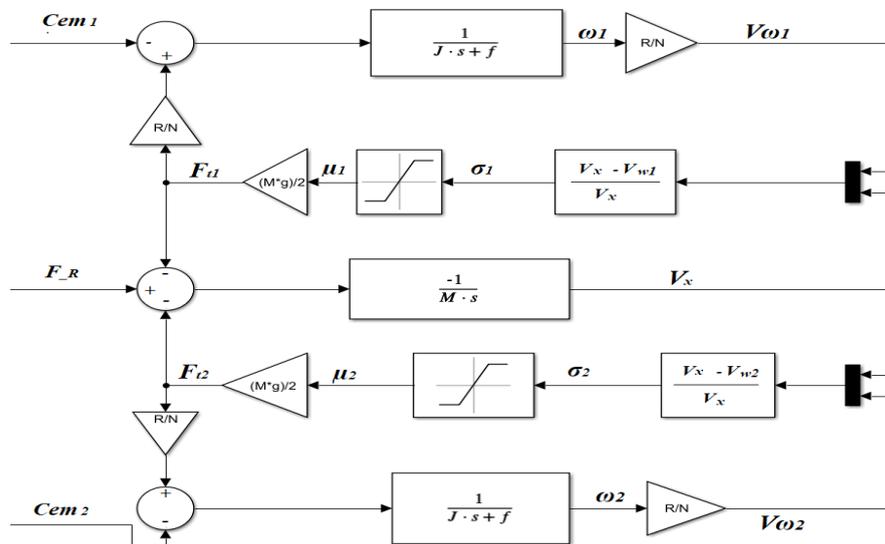


FIGURE IV.7 – Modèle simplifié du véhicule à deux roues en cas de freinage

Dans le cas de roulement sans glissement ($\sigma = 0$), rarement atteint pratiquement en conduite automobile, le pneumatique ne peut développer le moindre effort. Les situations extrêmes sont :

lorsque la roue est bloquée, $V_w = 0$ et $\sigma = -1$ ou -100%

lorsque la roue patine, $V_w \neq 0$, mais V_x s'annule et σ tend vers $+\infty$ en patinage.

En cas de traction, $V_x < V_w$, les valeurs de σ sont positives, en cas de freinage σ est négatif [24].

IV.5 Contrôle du patinage

Le contrôle de patinage (glissement) est un sujet de recherche largement étudié dans le domaine du contrôle des véhicules. Historiquement, ASR et ABS sont les prestations les plus étudiées. L'ASR traite du glissement positif, c'est-à-dire que la vitesse périphérique de la roue est supérieure à la vitesse périphérique du véhicule, car la charge sur la roue est supérieure à la possibilité de transmettre une force à la route. Ce glissement peut être causé par un couple moteur élevé ou par une adhérence longitudinale réduite des roues.

L'ABS prend en compte le glissement négatif pendant la phase de freinage pour éviter que les roues ne se bloquent, afin que le conducteur puisse garder le contrôle sur la direction du véhicule. L'ABS contrôle la pression dans le système de freinage pour contrôler le couple de freinage appliqué aux roues [7].

IV.5.1 Régulateur mode glissant pour la commande de taux de glissement

Afin de contrôler le taux de glissement, un contrôleur non linéaire basé sur la stratégie d'ajustement du mode glissant du premier ordre est proposé. Sans perte de généralité, la loi de commande est calculée selon le modèle de roue précité. Deux conditions seront traitées : l'accélération et le freinage.

IV.5.1-a Cas d'accélération

Afin de synthétiser le régulateur de mode glissant correspondant, nous définissons d'abord la surface de glissement qui représente l'erreur de suivi du taux de glissement.

$$S(\sigma) = \sigma - \sigma_{ref} \quad (IV.15)$$

Avec :

$$\sigma = \frac{V_\omega - V_x}{V_\omega} \quad (IV.16)$$

σ_{ref} :représente le glissement de référence (constant).

Pour la roue droite

Le glissement s'exprime comme suit :

$$\sigma_1 = \frac{V_{\omega_1} - V_x}{V_{\omega_1}} \quad (IV.17)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{-V_{\omega_1}\dot{V}_x + V_x\dot{V}_{\omega_1}}{V_{\omega_1}^2} = \frac{-\dot{V}_x + (1 - \sigma_1)\dot{V}_{\omega_1}}{V_{\omega_1}} = \frac{-\dot{V}_x}{V_{\omega_1}} + (1 - \sigma_1)\frac{\dot{V}_{\omega_1}}{V_{\omega_1}} \quad (IV.18)$$

En substituant l'expression IV.2 dans l'équation (IV.18) on obtient :

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{-g}{2V_{\omega_1}}(\mu_1 + \mu_2) + (1 - \sigma_1)\frac{\dot{V}_{\omega_1}}{V_{\omega_1}} + \frac{F_R}{M.V_{\omega_1}} \quad (IV.19)$$

En remplaçant \dot{V}_{ω_1} par son expression IV.3 dans l'équation IV.19 elle devient :

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{-g}{2V_{\omega_1}}(\mu_1 + \mu_2) + (1 - \sigma_1)\frac{1}{J_{\omega_1}V_{\omega_1}}\left(R.C_{t1} - R^2\mu_1\frac{Mg}{2}\right) + \frac{F_R}{M.V_{\omega_1}} \quad (IV.20)$$

$\sigma_1 \in \mathfrak{R}$ est l'état du système qui représente le rapport de glissement de la roue motrice pour le cas d'une accélération. Le couple C_{t1} est une entrée de commande.

$$S(\sigma_1) = \sigma_1 - \sigma_{ref} \quad (IV.21)$$

$$\dot{S}(\sigma_1) = \dot{\sigma}_1 - \dot{\sigma}_{ref} \quad (IV.22)$$

Pour avoir la commande équivalente on pose : $\dot{S}(\sigma_1) = 0$

Aussi, comme $\sigma_{ref} = 0.13$, $\dot{\sigma}_{ref} = 0$

Alors :

$\dot{\sigma}_1 = 0$ ce qui implique :

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{-g}{2V_{\omega_1}}(\mu_1 + \mu_2) + (1 - \sigma_1)\frac{1}{J_{\omega_1}V_{\omega_1}}\left(R.C_{t1} - R^2\mu_1\frac{Mg}{2}\right) + \frac{F_R}{M.V_{\omega_1}} = 0 \quad (IV.23)$$

$$(1 - \sigma_1)\frac{R}{J_{\omega_1}V_{\omega_1}}C_{t1} = \frac{g}{2V_{\omega_1}}(\mu_1 + \mu_2) + (1 - \sigma_1)\frac{R^2\mu_1Mg}{2J_{\omega_1}V_{\omega_1}} - \frac{F_R}{MV_{\omega_1}}$$

Donc l'expression de la commande équivalente est :

$$C_{t1(eq)} = \frac{g}{2}(\mu_1 + \mu_2)\frac{J_{\omega_1}}{(1 - \sigma_1)R} + \frac{\mu_1MgR}{2} - \frac{F_RJ_{\omega_1}}{(1 - \sigma_1)MR}$$

$$C_{t1(eq)} = \frac{J_{\omega_1}}{R(1 - \sigma_1)}\left(\frac{g}{2}(\mu_1 + \mu_2) - \frac{F_R}{M}\right) + \frac{\mu_1MgR}{2} \quad (IV.24)$$

Pendant le mode de convergence

$$\dot{S}(\sigma_1)S(\sigma_1) < 0 \quad (\text{IV.25})$$

La commande discrète est donné par :

$$C_{t1(n)} = - [k_1 \text{sign}(S)] \quad (\text{IV.26})$$

k_1 :gain de glissement positif.

L'expression de la loi de commande global peut être exprimée comme suit :

$$C_{t1} = C_{t1(eq)} + C_{t1(n)} \quad (\text{IV.27})$$

Finalement

$$C_{t1} = \frac{J_{\omega_1}}{R(1-\sigma_1)} \left(\frac{g}{2} (\mu_1 + \mu_2) - \frac{F_R}{M} \right) + \frac{\mu_1 MgR}{2} - [k_1 \text{sign}(S)] \quad (\text{IV.28})$$

Pour la roue gauche

Le glissement s'exprime par :

$$\sigma_2 = \frac{V_{\omega_2} - V_x}{V_{\omega_2}} \quad (\text{IV.29})$$

La surface de glissement est donnée par :

$$S(\sigma_2) = \sigma_2 - \sigma_{ref} \quad (\text{IV.30})$$

$$\dot{S}(\sigma_2) = \dot{\sigma}_2 - \dot{\sigma}_{ref} \quad (\text{IV.31})$$

Avec :

$$\dot{\sigma}_2 = \frac{-g}{2V_{\omega_2}} (\mu_1 + \mu_2) + (1 - \sigma_2) \frac{1}{J_{\omega_2} V_{\omega_2}} \left(R.C_{t2} - R^2 \mu_2 \frac{Mg}{2} \right) + \frac{F_R}{M.V_{\omega_2}} \quad (\text{IV.32})$$

La commande totale en couple moteur s'exprime comme suite :

$$C_{t2} = \frac{J_{\omega_2}}{R(1-\sigma_2)} \left(\frac{g}{2} (\mu_1 + \mu_2) - \frac{F_R}{M} \right) + \frac{\mu_2 MgR}{2} - [k_2 \text{sign}(S)] \quad (\text{IV.33})$$

Ce contrôle assure également la stabilité du système, quelque soit le type de revêtement routier, le système peut assurer une conduite stable.

IV.5.1-b Cas de freinage

Lors du freinage, il y a une force de frottement opposée à la direction avant (Figure IV.8).

Pour un véhicule entraîné par deux roues arrière, il peut être exprimé comme suit

$$F_f = \mu Mg \quad (\text{IV.34})$$

L'équation dynamique du mouvement longitudinal dans ce cas est décrite par l'équation suivante :

$$M \frac{dV}{dt} = -F_f \quad (\text{IV.35})$$

Avec :

$$F_f = F_{f1} + F_{f2} = \frac{1}{2} Mg (\mu_1 + \mu_2)$$

Le couple de freinage C_f appliqué aux roues est opposé au sens de rotation des roues, ce qui décélère les roues. Par conséquent, l'équation de mouvement de la roue peut être exprimée comme suit :

Pour roue droite

$$J_{\omega_1} \frac{d\omega_1}{dt} = R \frac{F_f}{2} - C_{f1} = RF_{f1} - C_{f1} \quad (\text{IV.36})$$

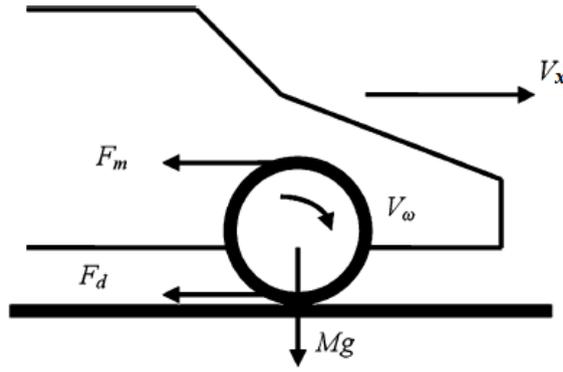


FIGURE IV.8 – Modèle d'une seule roue en cas de freinage

Pour roue gauche

$$J_{\omega_2} \frac{d\omega_2}{dt} = R \frac{F_f}{2} - C_{f_2} = R F_{f_2} - C_{f_2} \quad (\text{IV.37})$$

Avec C_{f_1} et C_{f_2} les couples de freinage pour les deux roues.

Dans le cas général d'un freinage, le taux de glissement est exprimé par :

$$\sigma = \frac{V_x - V_{\omega}}{V_x} \quad (\text{IV.38})$$

Le glissement pour la première roue (roue droite) est donné comme suivant :

$$\sigma_1 = \frac{V_x - V_{\omega_1}}{V_x} \quad (\text{IV.39})$$

Sa dérivée par rapport au temps vaut :

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{-\dot{V}_{\omega_1} V_x + \dot{V}_x V_{\omega_1}}{V_x^2} = (1 - \sigma_1) \frac{\dot{V}_x}{V_x} - \frac{\dot{V}_{\omega_1}}{V_x} \quad (\text{IV.40})$$

En remplaçant les équations (IV.35), (IV.36) dans l'équation (IV.39) :

$$\dot{\sigma}_1 = -\frac{g}{2} (1 - \sigma_1) \left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{V_x} \right) - \frac{R^2 \mu_1 M g}{2 J_{\omega_1} V_x} + \frac{R C_{f_1}}{J_{\omega_1} V_x} \quad (\text{IV.41})$$

Pour trouver la commande équivalente, on met $\dot{S}(\sigma_1) = 0$

Aussi, comme $\sigma_{ref} = 0.13$, $\dot{\sigma}_{ref} = 0$

Alors :

$\Rightarrow \dot{\sigma}_1 = 0$ donc :

$$-\frac{g}{2} (1 - \sigma_1) \left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{V_x} \right) - \frac{R^2 \mu_1 M g}{2 J_{\omega_1} V_x} + \frac{R C_{f_1}}{J_{\omega_1} V_x} = 0 \quad (\text{IV.42})$$

Donc l'expression de la commande équivalente est :

$$C_{f1(eq)} = \frac{R \mu_1 M g}{2} + (1 - \sigma_1) \left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{2R} \right) g J_{\omega_1} \quad (\text{IV.43})$$

Pendant le mode de convergence

$$\dot{S}(\sigma_1) S(\sigma_1) < 0 \quad (\text{IV.44})$$

La commande discrète est donné par :

$$C_{f1(n)} = [-k_3 \text{sign}(S)] \quad (\text{IV.45})$$

k_3 :gain de glissement positif.

L'expression de la loi de commande global peut être exprimée comme suit :

$$C_{f1} = C_{f1(eq)} + C_{f1(n)} \quad (\text{IV.46})$$

En fin :

$$C_{f1} = \frac{R\mu_1 Mg}{2} + (1 - \sigma_1) \left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{2R} \right) gJ_{\omega_1} - [k_3 \text{sign}(S)] \quad (\text{IV.47})$$

Pour la deuxième roue (roue gauche) :

Le glissement est exprimé comme suit :

$$\sigma_2 = \frac{V_x - V_{\omega_2}}{V_x} \quad (\text{IV.48})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{\sigma}_2 = \frac{-\dot{V}_{\omega_2}V_x + \dot{V}_x V_{\omega_2}}{V_x^2} = (1 - \sigma_2) \frac{\dot{V}_x}{V_x} - \frac{\dot{V}_{\omega_2}}{V_x} \quad (\text{IV.49})$$

En substituant les équations (IV.35), (IV.37) dans l'équation (IV.48) :

$$\dot{\sigma}_2 = -\frac{g}{2} (1 - \sigma_2) \left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{V_x} \right) - \frac{R^2 \mu_2 Mg}{2J_{\omega_2} V_x} + \frac{RC_{f_2}}{J_{\omega_2} V_x} \quad (\text{IV.50})$$

La loi de commande global est comme suite :

$$C_{f2} = C_{f2(eq)} + C_{f2(n)} \quad (\text{IV.51})$$

$$C_{f2} = \frac{R\mu_2 Mg}{2} + (1 - \sigma_2) \left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{2R} \right) gJ_{\omega_2} - [k_4 \text{sign}(S)] \quad (\text{IV.52})$$

IV.6 Résultats de simulation

Les essais suivants sont faits pour tester le contrôle du patinage (glissement) des roues motrices par mode glissant en considérant deux cas de mouvement : l'accélération et le freinage.

Différentes valeurs de facteurs d'adhérences longitudinales seront introduites pour étudier le comportement du système lorsque les conditions routières changent.

IV.6.1 Cas d'accélération : Test en boucle ouverte (sans commande)

Test 1 : Passage du véhicule sur une route sèche

Ce test consiste à simuler le passage des roues motrices du VE sur une route sèche en cas d'accélération en fixant une vitesse de référence à 37 km/h. Les réponses en vitesses linéaires des deux roues motrices ont été présentés. On remarque que pour ce cas de roulement (revêtement sec) ces réponses se superposent et que la différence entre eux est presque nulle ; c'est le cas de roulement sans glissement (figure IV.9(a)).

Le taux de glissement est également représenté sur la figure IV.9(b). On aperçoit qu'il est très faible (0.035) en phase de régime transitoire et nul une fois le régime permanent est établi. Aussi les réponses en couple moteur ont été illustrées sur la figure IV.9(c). On remarque que pour les deux roues motrices, le couple moteur est maximal en phase d'accélération et moins important une fois que la vitesse atteint sa référence.

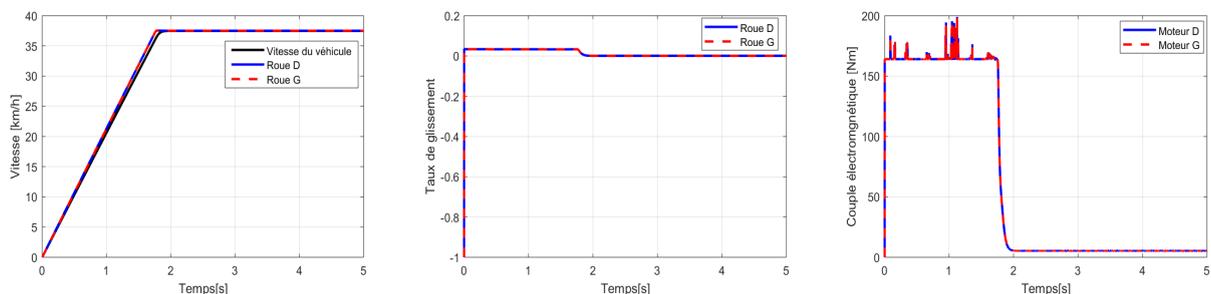


FIGURE IV.9 – Les réponses du véhicule en cas d'accélération sur une route sèche : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur

Test 2 : Passage du véhicule sur une route mouillée

Sous les mêmes conditions du test précédent, ce test est effectué en considérant un passage du véhicule sur une route sèche. Cependant à l'instant $t=1s$ (en phase d'accélération) la roue motrice gauche rentre dans un revêtement de route mouillée et l'autre roue motrice continue toujours sur un chemin sec.

On remarque sur la figure IV.10(a) qu'au démarrage, la vitesse de véhicule et celles des roues motrices ayant la même allure. A l'instant où la roue gauche traverse le chemin mouillé ($t=1s$), la vitesse de cette roue s'éloigne par rapport aux autres aussi elle atteint rapidement le régime permanent (avant les autres réponses) ceci est dû à la perte d'adhérence (forces résistives faibles). La réponse en vitesse de la deuxième roue motrice reste proche de celle du véhicule avec une différence moins importante. Ces deux dernières réponses atteignent le régime permanent avec un temps de réponse plus important car seulement la roue droite contribue à l'avancement du véhicule. L'autre roue patine sur place.

La figure IV.10(b) montre le taux de glissement. Au démarrage il est très faible, à l'instant $t=1s$, il atteint une valeur importante (0.25 pour la roue gauche qui glisse). Il s'annule en régime permanent. Le couple moteur des deux roues motrices est représenté sur la figure IV.10(c). On remarque qu'il est maximal au démarrage et à l'instant $t=1s$ il reste important pour les deux roues malgré le passage de la roue gauche sur une route mouillée ce qui confirme une perte d'énergie lors de patinage de cette dernière. Afin de diminuer l'énergie perdue lors du glissement un réglage du taux de glissement à une valeur optimale s'avère nécessaire.

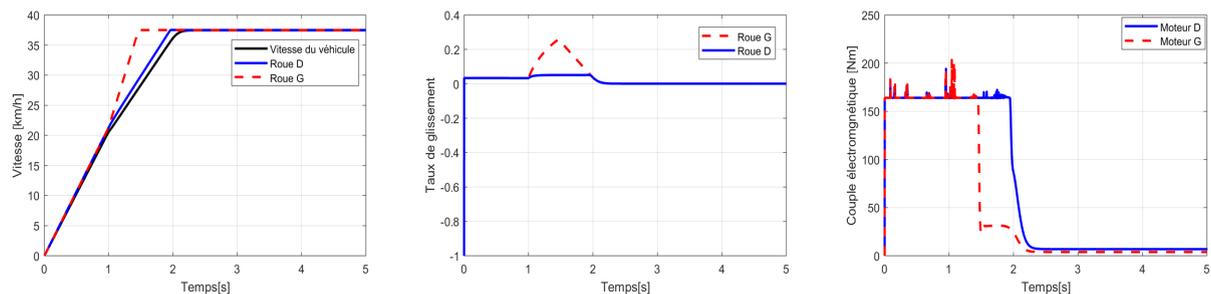


FIGURE IV.10 – Réponses du véhicule en cas d'accélération sur une route glissante : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur

IV.6.2 Cas d'accélération : Test en boucle fermée (avec commande)

Test 1 : Passage du véhicule sur une route mouillée

Sous les mêmes conditions du test précédent, ce test est effectué en fixant le taux de glissement à la valeur optimale ($\sigma_{ref} = 0.13$) lors de patinage.

On remarque d'après la figure IV.11(a) qu'à l'instant $t=1s$ la vitesse de la roue qui traverse le chemin mouillé commence à s'éloigner de celles des autres réponses. Cependant, l'écart avec les autres vitesses s'est réduit à cause de l'asservissement de taux de glissement à la valeur optimale. Aussi le couple moteur de la roue gauche est devenu moins important en phase de patinage.

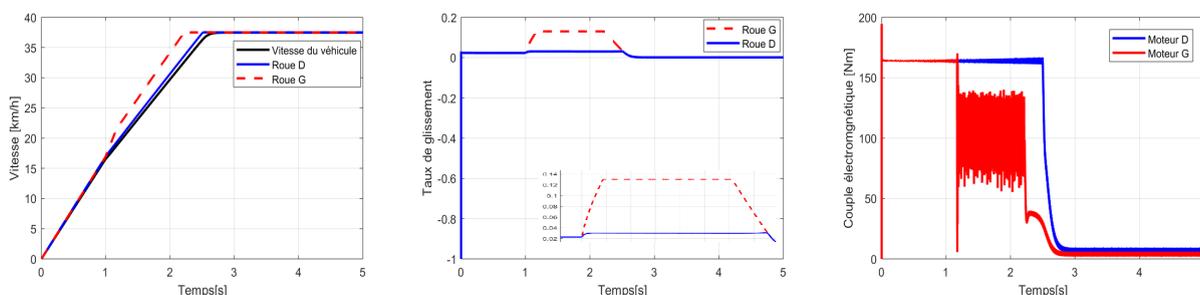


FIGURE IV.11 – Réponses du véhicule en cas d'accélération avec commande sur une route mouillée : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur

IV.6.3 Cas de freinage : Test en boucle ouverte (sans commande)

Test 1 : Passage du véhicule sur une route sèche

Ce test s'intéresse à l'étude du comportement du véhicule en phase de freinage partant d'une vitesse initiale fixée à 32 km/h. Ce freinage a été effectué sur une route sèche.

On remarque que les réponses en vitesses (figure IV.12(a)) se superposent jusqu'à l'arrêt complet du véhicule (véhicule arrêté à $t=3s$) et que le taux de glissement est très faible dans ce cas (0.035). Aussi ce freinage ne nécessite qu'un couple moteur faible.

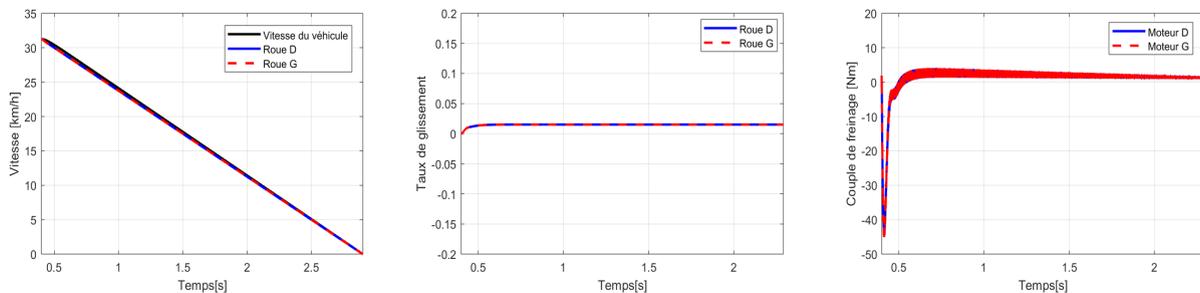


FIGURE IV.12 – Réponses du véhicule en cas de freinage sur une route sèche : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur

Test 2 : Passage du véhicule sur une route mouillée

Ce test est réalisé en considérant un freinage sur une route sèche au démarrage. Cependant à $t=1s$ le freinage continu sur une route mouillée (pour les deux roues motrices). A cet instant les deux vitesses des roues motrices s'écartent de celle du véhicule ce qui provoque un taux de glissement

important (jusqu'à la valeur 1). Les roues motrices deviennent emballées. Les couples de freinage deviennent négatifs, il peut être récupérer par les batteries. Contrairement au test précédent, le freinage du véhicule sur une route mouillée nécessite un temps plus considérable. Dans ce cas, ce freinage lent peut causer des accidents en cas d'apparition soudain d'obstacles sur la route. Afin de surmonter ce problème, nous procéderons comme le cas d'accélération à l'asservissement du taux de glissement.

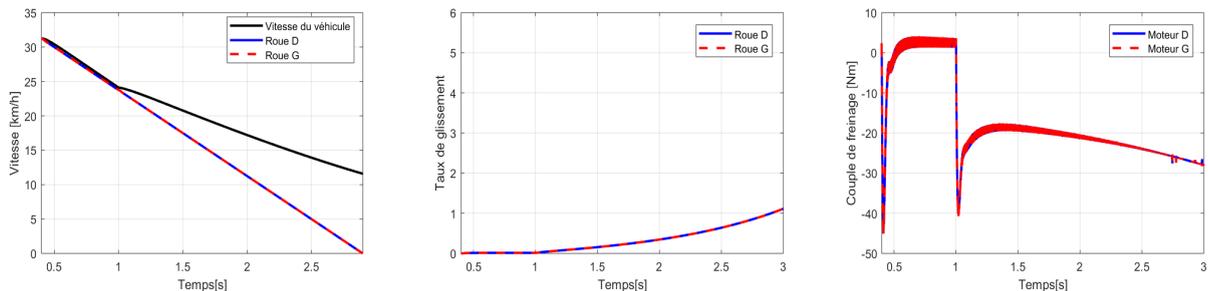


FIGURE IV.13 – Réponses du véhicule en cas de freinage sur une route mouillée : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur

IV.6.4 Cas de freinage : Test en boucle fermée (avec commande)

Test 1 : Passage du véhicule sur une route mouillée

Les conditions initiales adoptés pour le test 2 ont été conservés pour ce test, mais à l'instant du passage des roues motrices sur une route mouillée, le taux de glissement est forcé à la valeur optimale 0.13 (boucle de réglage de σ). On remarque sur la figure IV.14(a) que les vitesses des roues motrices s'éloignent peu de celle du véhicule. Après $t=1.3s$ ces vitesses se convergent jusqu'à l'arrêt de l'engin. Le temps de freinage dans ce cas est moins important.

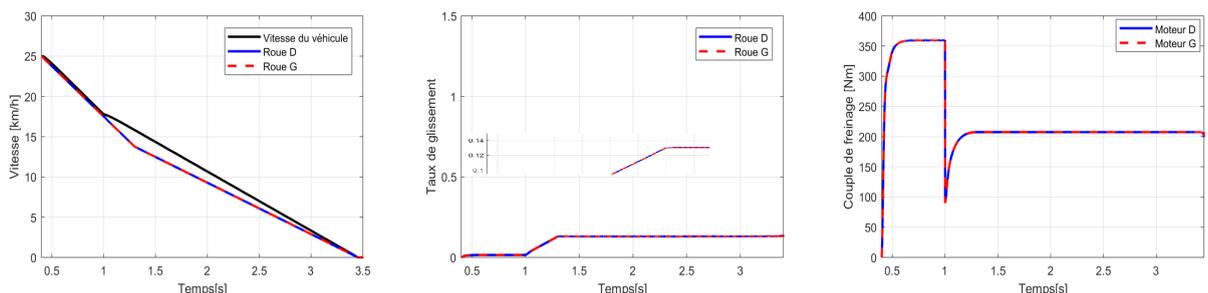


FIGURE IV.14 – Réponses du véhicule en cas de freinage avec commande sur une route mouillée : (a) Vitesse, (b) Taux de glissement, (c) Couple moteur

IV.7 Conclusion

Nous avons présenter dans ce chapitre un contrôleur (antipatinage), pour le contrôle de glissement longitudinal d'un véhicule électrique propulsé par deux roues dans le deux cas : l'accélération et le freinage. Nous avons aussi comparés le comportement longitudinal du véhicule sans et avec le dispositif « anti-patinage » dans différentes conditions d'environnements routiers. La commande synthétisé a montré sa capacité à résoudre le problème de patinage et donc maintenir la stabilité du véhicule sur la route.

Conclusion générale

A l'issu de ce travail de mémoire, nous avons contribué à la modélisation et la commande linéaires et non linéaire ainsi que la commande du glissement longitudinal d'un véhicule électrique entraîné par deux roues motrices commandées indépendamment à l'aide d'un différentiel électronique.

Nous avons décrit d'abord les différentes architectures, les différents composants qui font partie de la chaîne de traction électrique, et leurs modes de fonctionnement. Cela nous a guidé à définir notre véhicule en termes d'architecture, de motorisation et d'énergie. Le système que nous avons étudié est un véhicule tout électrique à entraînement indirect, propulsé par deux moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) et alimenté par des batteries via deux onduleurs de tension triphasé.

Dans la deuxième partie on a fait une présentation d'un modèle dynamique du véhicule concernant l'évolution du déplacement longitudinal (par rapport à l'axe X). 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. Afin d'inclure le contrôle fonctionnel de la vitesse du véhicule, nous avons adopté d'appliquer la commande vectorielle par le régulateur PI classique. Ce réglage a donné des bonnes performances en termes de stabilité, précision et rapidité. Mais il est très sensible aux changements paramétriques du système. Ceci est principalement dû au calcul du régulateur PI basé sur le modèle linéaire du véhicule.

Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé une loi de commande non linéaire robuste qui n'est pas sensible aux changements de paramètres et aux perturbations. C'est le cas du contrôle par mode glissant dérivé de la théorie de Lyapunov. Les résultats de simulation montrent que ce type de contrôle sont robustes et assurent un très bon suivi de trajectoire. D'autre part, la structure de la loi de commande par mode glissant peut provoquer des dysfonctionnements et limite son utilisation. L'amélioration de cette loi de commande s'avère être important pour surmonter ces problèmes. L'utilisation de l'algorithme Super-twisting a réduit le phénomène de broutement (chattering) du contrôle par mode glissant classique tout en maintenant les mêmes performances requises.

Dans la dernière partie, nous avons résolu le problème du patinage des roues motrices du véhicule électrique lors de la conduite longitudinale sur des routes mouillées et glissantes en contrôlant le taux de patinage. Le contrôleur mode glissant intégré assure la stabilité du véhicule et optimise la force de traction.

Bibliographie

- [1] https://pmb.univ-saida.dz/butecopac/doc_num.php?explnum_id=229.
- [2] B ABDELMALEK et F HAMZA : Etude et simulation des éléments de chargeurs intégrés pour véhicule électrique. Mémoire de D.E.A., Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, 2019.
- [3] H AID et W AINA : Synthèse de lois de commande non-linéaire pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents. Mémoire de D.E.A., Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, 2013.
- [4] H BENARIBA : *Contribution à la commande d'un véhicule électrique*. Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2018.
- [5] L BENTOUHAMI : Contrôle de la Dynamique Latérale d'un véhicule avec Estimation des Forces de Contact RoueâSol. Mémoire de D.E.A., Université de Batna Faculté des sciences de l'Ingénieur, 2010.
- [6] M BOUHARKAT : *Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone a cage en régime dynamique*. Thèse de doctorat, Université de Batna Faculté des sciences de l'Ingénieur, 2006.
- [7] C CHAPUIS : *Architecture et contrôle du patinage d'un véhicule mono et multi-source de puissance*. Thèse de doctorat, Ecole doctorale : Electronique, Electrotechnique et Automatique de Lyon, 2012.
- [8] L CUIF, E GANDON, A KUNZINGER, N MERCIER, K NABEEBACCUS et SOUCOVA : Matériaux écoresponsables et durables pour le développement de véhicules électriques. *projet trois A*, 2016.
- [9] 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, 2012.
- [10] H DANDACH : *Prédiction de l'espace navigable par l'approche ensembliste pour un véhicule routier*. Thèse de doctorat, Université de technologie Compiègne, 2014.
- [11] X DELGERIE : Conception d'un simulateur de conduite pour véhicule Spyder. Mémoire de D.E.A., Université Sherbrooke (Québec) Canada, 2013.
- [12] S DELPRAT : *Evolution de stratégies de commande pour les véhicules hybrides parallèles*. Thèse de doctorat, Université Valenciennes, 2002.
- [13] P DUYSINX : *Performance et Dynamique Des Véhicules*. Thèse de doctorat, Université de Liège, 2019.
- [14] M FATIMA ZOHRA : *Contribution à la modélisation d'un véhicule électrique à quatre roues motrices et la mise en oeuvre d'observateur pour l'estimation des efforts d'interaction roue-sol*. Thèse de doctorat, Université USTO Oran, 2018.

- [15] A FOUAD SALIM et N RIAD ABDELHAFID : Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents. Mémoire de D.E.A., Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.
- [16] T GILLES, T REINE et C ALI : Contrôle latéral d'un véhicule autonome par mode glissant du second ordre. *Journées Nationales MACS Jul 2013, Strasbourg, France*, 2013.
- [17] M HADJ KACEM, S TOUNSI et R NEJI : Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Rapport technique, University of Sfax Laboratory of Electronic and Information Technology (LETI-Sfax), E.N.I.S Tunisia, 2014.
- [18] B IBRAHIM FAROUK : *Commande Robuste d'une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique Multisources*. Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, 2020.
- [19] D IMEN : Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur. Mémoire de D.E.A., Université Constantine 1, 2013.
- [20] KANDH : *GFC-6100 Système de formation des véhicules électriques à pile à combustible*.
- [21] H KARIMA : *Commande neuro-flou d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique*. Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2016.
- [22] K KHEDIDJA : *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-Mohamed Boudiaf Faculté de Génie Electrique Département d'Electrotechnique, 2012.
- [23] S KUNTANAPREEDA : Traction control of electric vehicles using sliding-mode controller with tractive force observer. *International Journal of Vehicular Technology*, 2014.
- [24] D LECHNER : *Analyse du Comportement Dynamique des Véhicules Routiers Légers : Développement d'une Méthodologie Appliquée à la Sécurité Primaire*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2002.
- [25] S MAAKAROUN : *Modélisation et simulation dynamique d'un véhicule urbain innovant en utilisant le formalisme de la robotique*. Thèse de doctorat, Université Nantes Angers le Mans, 2011.
- [26] M MANCEUR : *Commande robuste des systèmes non linéaires complexes*. Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2012.
- [27] S MILOUDI, A DERRADJ et A BOUHLAL : Simulation Numérique d'une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique. Mémoire de D.E.A., Université de M'SILA, 2012.
- [28] A NOUH : *Contribution au Développement d'un Simulateur pour les Véhicule électriques Routiers*. Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et Université de Franche-Comté, 2008.
- [29] T RADHWANE : Commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage vertical. Mémoire de D.E.A., Université Mohamed Boudiaf - M'SILA Faculté de Technologie Département de Génie Electrique, 2016.
- [30] A RAZAKARANTO : *Architecture de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique*, 2016.
- [31] S RIACHE : *Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires sous actionnés*. Thèse de doctorat, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2019.
- [32] C ROMAIN et S CAROLINE : *Les Technologie hybrides*, 2006.
- [33] S SAKER : Modélisation et Contrôle du système, Pile à Combustible, Convertisseurs et Supercondensateur. Mémoire de D.E.A., Université Mohamed Khider à Biskra Faculté des Sciences et de la technologie Département :Génie Electrique, 2013.

- [34] Z SOUHILA : Commande par passivité de la machine synchrone à aimants permanents. Mémoire de D.E.A., Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, 2015.
- [35] Y ZOUAOUI : Commande par mode glissant des courants statorique de la machine asynchrone. Mémoire de D.E.A., Université Ferhat Abbas de Setif, 2010.

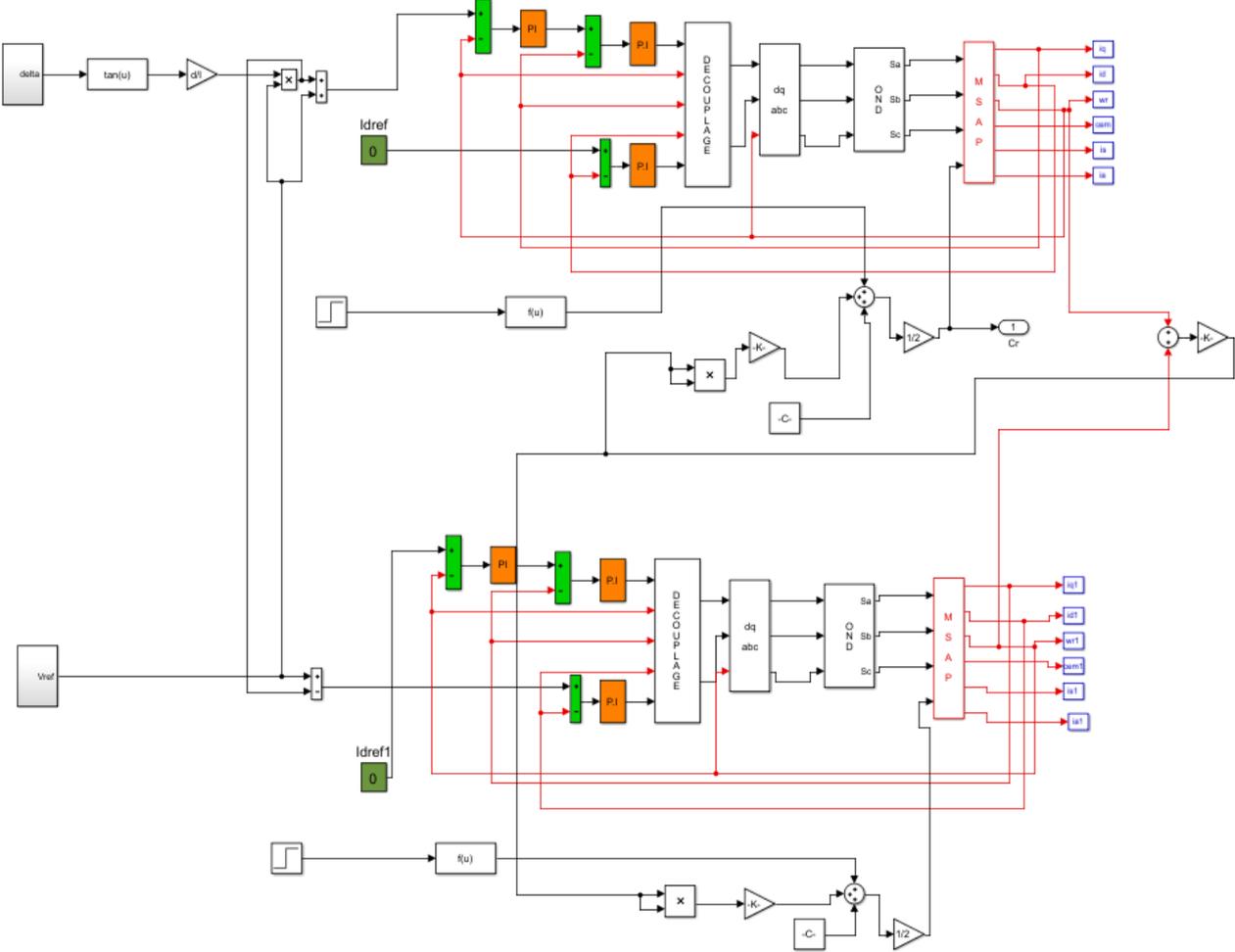
Paramètre du MSAP

L_q	0.0002 H
L_d	0.0002 H
R_s	0.03 Ω
f	0.0014
φ_{sf}	0.08 Wb
p	4
ω_0	70 rad/s
ξ	0.7

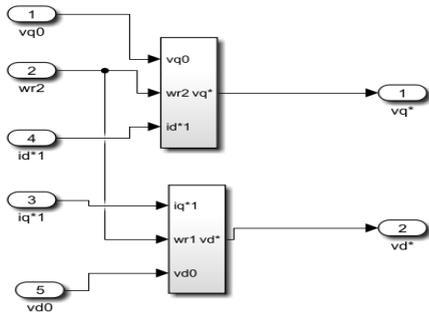
Paramètre du véhicule

R	0.26 m
N	7
C_{rr}	0.01
C_x	0.25
ρ	1.23km.m ⁻³
p	4
g	9.81
S_f	1.9m ²

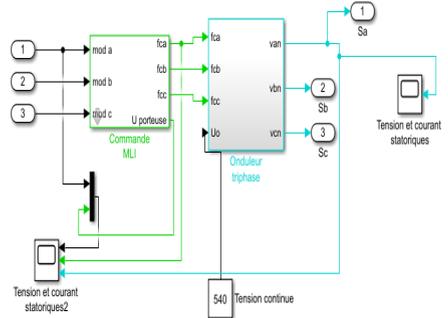
Blocs Simulink



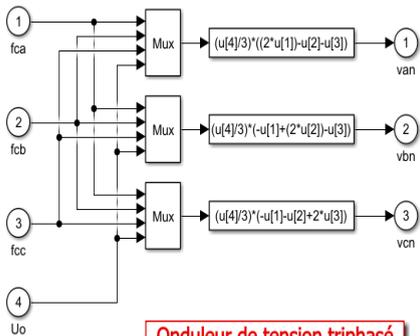
commande en vitesse par PI d'un VE à deux roues motrices



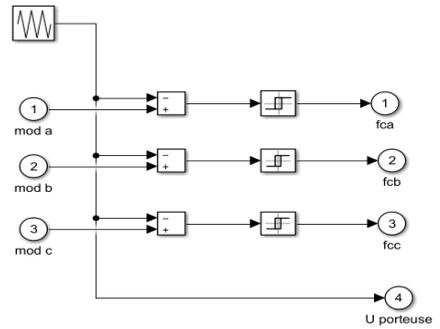
Découplage



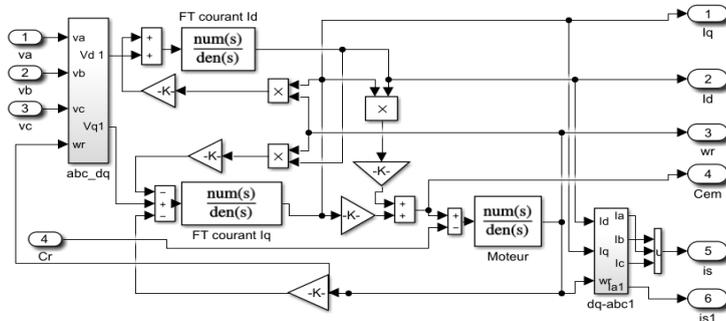
Onduleur + Commande MLI



Onduleur de tension triphasé



Commande MLI



Modèle de la MSAP

Résumé

Ce mémoire présente l'étude et la commande de la dynamique longitudinale d'un véhicule sans et avec présence de glissement sur cette dynamique.

Le système de traction proposé dans ce travail est un véhicule électrique propulsé par deux roues contrôlées indépendamment à l'aide d'un différentiel électronique.

Une approche consiste à réaliser ce contrôle grâce à des régulateurs linéaires classiques PI.

Une autre approche est basée sur l'utilisation de techniques de contrôle non linéaires, à savoir le mode glissant du premier ordre et l'Algorithme de Super-Twisting. Les résultats de simulation obtenus pour le contrôle longitudinal montrent de bonnes performances, une meilleure robustesse de ces commandes ainsi qu'une amélioration du mouvement longitudinal du véhicule dans des conditions routières de roulement dangereuse.

Mots clés

Véhicule électrique, asservissement en vitesse, régulateurs PI, modes glissant, glissement longitudinal, patinage, facteur d'adhérence

Abstract

This thesis presents the study and control of the longitudinal dynamics of a vehicle without and with the presence of slip on this dynamic.

The traction system proposed in this work is an electric vehicle powered by two wheels independently controlled using an electronic differential.

One approach is to achieve this control using conventional PI linear regulators.

Another approach is based on the use of nonlinear control techniques, namely the first order sliding mode and the Super-Twisting Algorithm. The simulation results obtained for the longitudinal control show good performance, better robustness of these controls as well as an improvement in the longitudinal movement of the vehicle in dangerous road conditions.

Keywords

Electric vehicle, speed control, PI regulators, sliding mode, longitudinal slip, skidding, grip factor