

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTEUR EN SCIENCES**

En : Automatique

Spécialité : Automatique

Par : BENARIBA Hassan

Sujet

Contribution à la commande d'un véhicule électrique

Soutenue publiquement, le 06/ 12 / 2018, devant le jury composé de :

M. Cherki Brahim	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M. Boumédiène Abdelmadjid	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
M. Guenfaf Lakhdar	Professeur	U.S.T.H.B d'Alger	Examineur
M. Omari Abdelhafid	Professeur	USTO Oran	Examineur
M. Baghli Lotfi	Professeur	Univ. Tlemcen	Invité

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein de laboratoire d'Automatique LAT de la faculté de Technologie à l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen.

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à M. Abdelmadjid BOUMEDIENE, Professeur à L'Université de Tlemcen, pour avoir dirigé cette thèse. Ses grandes qualités pédagogiques et humaines ainsi que ses remarques judicieuses, son soutien, sa gentillesse, sa grande disponibilité m'ont permis de finaliser au mieux ce travail.

J'exprime ma profonde gratitude à M. CHERKI Brahim, Professeur à L'Université de Tlemcen, pour avoir accepté la présidence du jury.

J'exprime toute ma gratitude envers M. OMARI Abdelhafid, Professeur à L'USTO d'Oran et M. GUENFAF Lakhdar, Professeur à l'université USTHB d'Alger d'avoir accepté la tâche de rapporter sur mon mémoire de thèse ainsi que de participer au jury.

Je tiens également à adresser ma sincère et profonde reconnaissance à M. BAGHLI Lotfi, Professeur à l'Université de Tlemcen pour avoir accepté de participer au jury.

Mes remerciements vont également à mes collègues de travail pour la bonne ambiance. Nos différents entretiens ont contribué à ma formation humaine.

A ma femme, sans qui rien ne serait possible, la seule personne qui a partagé avec moi les moments d'inquiétude avant ceux de joie, pendant ces longues années de thèse.

Je ne peux terminer sans avoir une pensée pour mes parents et mes frères et sœurs. Ils m'ont toujours soutenu et encouragé.

Que toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail, trouvant ici ma reconnaissance et ma gratitude.

Résumé

Un véhicule électrique (VE) est une automobile dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique.

Les travaux de thèse s'articulent ainsi autour des points suivants :

- Une première étape consiste à modéliser le véhicule électrique. Un modèle dynamique longitudinal du véhicule, une modélisation du moteur synchrone à aimants permanents ainsi que le couplage entre les deux modèles sont présentés.
- Dans une seconde étape, nous procédons à la commande linéaire classique de la vitesse longitudinale du VE. Autres commandes modernes sont présentées ; La commande par mode glissant et la commande Backstepping.

Les résultats obtenus pour le contrôle longitudinal, latéral, vertical et de lacet confirment que ces commandes offrent une meilleure robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbations.

Mots clés : Véhicule Électrique (VE), Modélisation, Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), PI, Mode glissant, Backstepping, Commande longitudinale, Commande latérale, Suspension.

Abstract

An electric vehicle (VE) is an automobile whose propulsion is provided by an engine operating exclusively with electrical energy.

The thesis work is structured around the following points:

- A first step consists to model the electric vehicle. A longitudinal dynamic model of the vehicle, a modeling of a synchronous motor with permanent magnets and the coupling between the two models are presented.
- In a second step, we proceed to the classical linear control of the longitudinal velocity of the VE. Other modern controls that fit better with these non-linear systems will be presented; the command by sliding mode and the command Backstepping.

The results obtained for longitudinal, lateral, vertical and yaw control confirms that these controls offer robust robustness in the presence of parametric variations and disturbances.

Keywords: Electric Vehicle (EV), Modeling, Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP), PI, Sliding Mode, Backstepping, Longitudinal control, Lateral control, Suspension.

ملخص

السيارة الكهربائية (VE) هي السيارة التي يتم توفير الدفع فيها بواسطة محرك يعمل بشكل حصري مع الطاقة الكهربائية. تتمحور الأطروحة حول النقاط التالية :

— الخطوة الأولى هي نمودجة السيارة الكهربائية. وسيتم تقديم نموذج ديناميكي طولي للمركبة ، ونمودجة للمحرك المتزامن مع مغناطيس دائم والربط بين النموذجين .

— نقوم في الخطوة الثانية بتنفيذ التحكم الخطي الكلاسيكي للسرعة الطولية للسيارة الكهربائية (VE). يتم تقديم آليات تحكم حديثة أخرى تتلاءم بشكل أفضل مع هذه الأنظمة غير الخطية ؛ تحكم عن طريق وضع الانزلاق و Backstepping. تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها للتحكم الطولي والعرضي والعمودي أن هذه الضوابط توفر متانة قوية في وجود تغيرات بارامترية واضطرابات خارجية .

الكلمات المفتاحية: المركبات الكهربائية (EV) ، النمودجة ، الآلية متزامنة مغناطيس دائم (MSAP) ، PI ، وضع انزلاق ، Backstepping ، التحكم الطولي، التحكم الجانبي ، تعليق.

Sommaire

Introduction Générale.....	2
----------------------------	---

Chapitre 1 : Aperçu historique sur les véhicules électriques

1.1. Définition d'un véhicule électrique.....	6
1.2. Bref historique.....	7
1.3. Classification des véhicules électriques.....	10
1.3.1. Véhicule tout électrique.....	10
1.3.2. Le véhicule hybride.....	11
1.4. Architecture de la chaîne de traction du véhicule électrique.....	12
1.4.1. Solution avec boîte de vitesse mécanique.....	13
1.4.2. Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe.....	13
1.4.3. Solution multi-moteurs.....	13
1.5. Structure de la chaîne de traction d'un véhicule électrique.....	14
1.5.1. La batterie.....	15
1.5.2. L'électronique de puissance dans un véhicule électrique.....	16
1.5.2.1. Le convertisseur alternatif/continu (redresseur).....	16
1.5.3. Le moteur électrique.....	18
1.6. Avantages et inconvénient des VE.....	20
1.7. Conclusion.....	20

Chapitre 2 : Modélisation et commande linéaire d'un véhicule électrique

2.1. Dynamique du véhicule.....	22
2.1.1. Force de roulement.....	23
2.1.2. Force aérodynamique.....	23
2.1.3. Force d'inclinaison.....	24
2.1.4. Force d'accélération.....	25
2.2. Modèle de la motorisation électrique.....	26
2.2.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc).....	26
2.2.2. Transformation de Park.....	28
2.2.3. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP.....	30
2.2.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	31

2.3.	Couplage entre les deux modèle mécanique et électrique	33
2.4.	Le différentiel électronique	36
2.5.	La commande vectorielle	37
2.5.1.	Principe de la commande vectorielle.....	38
2.5.2.	Le découplage.....	39
2.6.	Régulation de vitesse.....	40
2.7.	Conclusion.....	48

Chapitre 3 : Commande non linéaire d'un véhicule électrique

3.1.	Commande par mode glissant	53
3.1.1	Systèmes à structure variable	53
3.1.2	Théorie des modes glissants	53
3.1.3	Les modes glissants d'ordre supérieurs.....	62
3.1.4.	Synthèse des modes glissants d'ordre un pour la commande en vitesse d'un véhicule électrique	64
3.1.5.	Synthèse de la commande Super-Twisting pour le réglage de vitesse d'un véhicule électrique	67
3.2.	La commande Backstepping.....	76
3.2.1.	Principe de la commande.....	76
3.2.2.	Conception de la commande Backstepping.....	77
3.2.3.	Backstepping avec action intégrale	81
3.2.4.	Synthèse de la méthode Backstepping pour la commande de vitesse du VE.....	82
3.2.6.	Synthèse de la méthode Backstepping-intégral pour le réglage de vitesse du VE	90
3.3.	Conclusion.....	92

Chapitre 4 : Etude et commande du glissement longitudinal d'un véhicule électrique

4.1.	Etude du glissement longitudinal d'un VE.....	98
4.2.	Régulateur mode glissant pour la commande de taux de glissement	102
4.2.1.	Cas d'accélération	102
4.2.2.	Cas de freinage	104
4.3.	Observateur mode glissant pour l'estimation de la vitesse du véhicule	110
4.3.1.	Définition d'un observateur.....	110
4.3.2.	Observabilité des systèmes non linéaire.....	111
4.3.3.	Conception d'un observateur mode glissant.....	112

4.4.	Conclusion.....	116
------	-----------------	-----

Chapitre 5 : Etude et commande de la dynamique latérale de de roulis d'un d'un véhicule électrique

5.1.	Commande latéral d'un VE.....	118
5.1.1.	Modèle latéral du véhicule	119
5.1.2.	Système de commande de la position latérale	125
5.1.3.	Les systèmes de commande de la vitesse de lacet.....	136
5.2.	Etude de la dynamique de roulis d'un VE.....	139
5.2.1.	Angle de roulis et moment de roulis.....	139
5.2.2.	Intégration de la barre antiroulis active	141
5.2.3.	Synthèse de commande de la barre anti-roulis	142
5.3.	Conclusion.....	145

Chapitre 6 : Etude et commandede la dynamique verticale d'un véhicule électrique

6.1.	Les suspensions	147
6.2.	Performances de la suspension.....	149
6.2.1.	Le Confort	149
6.2.2.	La tenue de route	149
6.2.3.	Le débattement de la suspension	149
6.2.4.	La consommation d'énergie	149
6.3.	Modélisation du système de suspension.....	149
6.3.1.	Modèle quart de véhicule	150
6.3.2.	Modèle demi-véhicule.....	152
6.4.	Synthèse d'un régulateur mode glissant pour la commande vertical d'un quart de véhicule	156
6.4.1.	Résultats de simulations	157
6.5.	Synthèse d'un régulateur mode glissant pour la commande vertical d'un demi-véhicule	159
6.5.1.	Résultats de simulations	162
6.6.	Conclusion.....	165
	Concusion Générale	168
	Annexe	169
	Références Bibliographiques.....	172

Table des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : Système de propulsion d'un VE.....	6
Figure 1.2 : Première voiture électrique au monde	7
Figure 1.3 : La Jamais Contente	8
Figure 1.4 : La Buick Skylark de GM (General Motors)	8
Figure 1.5 : La Prius (Toyota 1997)	9
Figure 1.6 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible	11
Figure 1.7 : Hybride série (à gauche), Hybride parallèle (à droite).....	12
Figure 1.8 : Solution monomoteur : avec boîte de vitesse (à gauche), avec réducteur	13
Figure 1.9 : Solution multi-moteurs	14
Figure 1.10 : Structure de la chaîne de traction dans un VE	14

Chapitre 2

Figure 2.1 : Dynamique longitudinale d'un véhicule.....	22
Figure 2.2 : La force de roulement sur la roue	23
Figure 2.3 : Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x	24
Figure 2.4 : Pente sur la roue	25
Figure 2.5 : Représentation symbolique de la (MSAP).....	26
Figure 2.6 : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	31
Figure 2.7 : La commande M.L.I triangulo-sinusoidale.....	32
Figure 2.8 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale	33
Figure 2.9 : Mécanisme du réducteur	33
Figure 2.10 : Modèle d'une trajectoire courbée	37
Figure 2.11 : Commande par orientation du champ de la MSAP.....	38
Figure 2.12 : Schéma de compensation	40
Figure 2.13 : Schéma bloc du MSAP après orientation du champ couplé à la roue	40
Figure 2.14 : Commande des courants i_d et i_q en deux boucles indépendantes.....	41
Figure 2.15 : Régulation de vitesse	43
Figure 2.16 : Le schéma global de la commande en vitesse du véhicule électrique	44
Figure 2.17 : Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI	46
Figure 2.18 : Test de passage par un virage avec réglage PI.....	47
Figure 2.19 : Test de variation de l'inertie globale avec réglage PI.....	49
Figure 2.20 : Test de variation de la résistance statorique avec réglage PI.....	50

Chapitre 3

Figure 3.1 : Trajectoire et surface pour le mode de glissement.....	54
Figure 3.2 : Principe des modes glissants	55
Figure 3.3 : Linéarisation exacte de l'écart	56

Figure 3. 4 : Représentation de la commande équivalente	58
Figure 3. 5 : La fonction 'sign'	59
Figure 3. 6 : Phénomène brutement (réticence)	60
Figure 3. 7 : Fonction de saturation	61
Figure 3. 8 : Fonction smooth.....	61
Figure 3. 9 : Convergences de l'algorithme Super Twisting.....	64
Figure 3. 10 : Test de poursuite de trajectoire avec réglage par MG	70
Figure 3. 11 : Test passage par un virage avec réglage par MG.....	71
Figure 3. 12 : Test de variation de l'inertie total avec réglage par MG.....	72
Figure 3. 13 : Test de poursuite de trajectoire avec réglage par Supertwsting.....	73
Figure 3. 14 : Test de passage par un virage avec réglage par Supertwsting	74
Figure 3. 15 : Test de réglage par Supertwsting avec variation de.....	75
Figure 3. 16 : Test de poursuite de trajectoire avec régulateur Backstepping	86
Figure 3. 17 : Test de passage par un virage avec réglage par Backstepping.....	87
Figure 3. 18 : Test de variation de l'inertie total du VE avec réglage par Backstepping	88
Figure 3. 19 : Test de la variation de la résistance statorique réglage par Backstepping	89
Figure 3. 20 : Test du pourstuite de trajectoire avec réglage par Backstepping-Integral	93
Figure 3. 21 : Test de pourstuite de passage par un virage avec réglage par Backstepping-Integral	94
Figure 3. 22 : Test de variation de l'inertie total avec réglage par Backstepping-Integral.....	95
Figure 3. 23 : Test de variation de la résistance statorique avec réglage par Backstepping-Integral ..	96

Chapitre 4

Figure 4. 1: Modèle longitudinal d'un véhicule (cas d'accélération).....	99
Figure 4. 2 : Vitesse au niveau du contact pneu/chaussée.....	100
Figure 4. 3 : Coefficient d'adhérence en fonction du glissement longitudinal.....	101
Figure 4. 4 : Modèle simplifiée du véhicule en cas d'accélération.....	102
Figure 4. 5 : Modèle d'une seule roue en cas de freinage	104
Figure 4. 6 : Modèle simplifié du véhicule en cas de freinage	105
Figure 4. 7: Les réponses du système pour le cas 'Accélération'	107
Figure 4. 8 : Les réponses du système pour le cas 'Freinage' sur une route sec	108
Figure 4. 9 : Les réponses du système en freinage sur une route verglacée	109
Figure 4. 10 : Schéma de principe d'un observateur	110
Figure 4. 11: Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant	113
Figure 4. 12: Les réponses d'observation de vitesse	115

Chapitre 5

Figure 5. 1: Architecture d'assistance	118
Figure 5. 2 : Mouvement du véhicule dans le système d'axe (X,Y)	120
Figure 5. 3 : Forces au niveau des roues du véhicule	121
Figure 5. 4 : Angles de glissement dans un modèle de bicyclette	123
Figure 5. 5 : Angle d'Ackerman	126
Figure 5. 6 : Sous-virage et Survirage du véhicule.....	127

Figure 5. 7 : Système à deux roues motrices simulé sous Matlab/Simulink	129
Figure 5. 8 : Angle de braquage appliqué.....	129
Figure 5. 9 : Les réponses de la dynamique latérale du système à une vitesse longitudinale constante	130
Figure 5. 10 : Commande par mode glissant de la position latéral	131
Figure 5. 11 : Les réponses de la dynamique latérale avec réglage par mode glissant.....	133
Figure 5. 12 : Test de robustesse à des vitesses élevée.....	134
Figure 5. 13 : Test de robustesse avec changement de rayon de courbure.....	135
Figure 5. 14 : Test de robustesse avec incertitude sur le coefficient de rigidité du pneu	135
Figure 5. 15 : Test de robustesse avec incertitude sur de la masse totale du véhicule	136
Figure 5. 16 : Commande par mode glissant de la vitesse de lacet	137
Figure 5. 17 : Les réponses de la dynamique latérale.....	138
Figure 5. 18 : Mouvement de roulis	140
Figure 5. 19 : La commande du modèle de roulis	141
Figure 5. 20 : La barre antiroulis dans un véhicule	141
Figure 5. 21 : La commande par mode glissant de position de roulis	142
Figure 5. 22 : Les réponses des dynamiques latérales et de roulis	144

Chapitre 6

Figure 6. 1 : Système de suspension	148
Figure 6. 2 : Système de suspension : à gauche Passive, à droite Semi- active	148
Figure 6. 3 : Suspension passive d'un quart de véhicule.....	150
Figure 6. 4 : Suspension active d'un quart de véhicule.....	151
Figure 6. 5 : Suspension passive d'un demi-véhicule	153
Figure 6. 6 : Suspension active d'un demi-véhicule.....	154
Figure 6. 7 : Commande par mode glissant de la position verticale d'un quart de véhicule.....	156
Figure 6. 8 : Résultats de simulation pour une suspension passive et une suspension active d'un quart de véhicule.....	158
Figure 6. 9 : Résultats du test de robustesse de la suspension active d'un quart de véhicule	159
Figure 6. 10 : Commande par mode glissant de la position verticale d'un demi-véhicule.....	160
Figure 6. 11 : perturbation de la route pour un modèle demi-véhicule	163
Figure 6. 10 : Suspension active et passive d'un demi-véhicule.....	164
Figure 6. 13 : Test en mode dégradé : suspension passive de la roue avant.....	166
Figure 6. 14 : Test en mode dégradé : suspension passive de la roue arrière.....	167

Notation

a_y	Accélération latérale du véhicule
d	Largeur du véhicule
g	Accélération de la pesanteur
h_p	Distance entre le centre de gravité et le centre de roulis
J	Moment d'inertie global du MSAP
J_e	Moment d'inertie global du véhicule
J_w	Moment d'inertie de la roue.
l_f	Distance entre l'essieu avant et le centre de gravité
l_r	Distance essieu arrière et le centre de gravité
v_x	Vitesse longitudinale au centre de gravité du véhicule
v_y	Vitesse latérale au centre de gravité du véhicule
r	Vitesse du lacet
M	Masse totale du véhicule
R	Rayon de la roue
M_{ai}	Couple d'auto-alignement
m_s	Masse suspendue du véhicule
C_{rr}	Coefficient de roulement
C_{yf}	Rigidité de dérive du pneu avant
C_{yr}	Rigidité de dérive du pneu arrière
C_{ai}	Raideur au couple d'auto-alignement

I_{xx} Moment d'inertie de roulis

K_R Raideur de roulis

M_{ai} Couple d'auto-alignement

M_{diff} Couple différentiel

M_z Moment d'inertie selon l'axe Z

R_r Rayon de la courbure

V Vitesse du véhicule

V_{vent} Vitesse du vent

$\omega_{r(mot)}$ Vitesse de rotation du rotor

ω Pulsation des courants alternatifs

p Nombre de paires de pôles

Φ_s Flux magnétique total

γ Accélération longitudinale du véhicule

α_p Pente de la route

α_f Angle de glissement latéral du train avant

α_r Angle de glissement latéral du train arrière

β Angle de dérive du véhicule

δ_f Angle de braquage des roues frontales

ϕ Angle de roulis

ψ Angle de lacet

λ Taux de glissement

μ Coefficient d'adhérence

Abréviation

ARB	Anti-Roll Barre
ABS	Anti-lock Braking System
CMG	Commande par mode de glissement
DDL	Degrés de liberté
ESP	Electronic Stability Program
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
MSAP	Moteur Synchrone à Aimants Permanents
SA	Suspension active
VE	Véhicule électrique

INTRODUCTION GENERALE

Les enjeux énergétiques et environnementaux font aujourd'hui partie des préoccupations majeures au niveau international. L'accroissement de la population mondiale ainsi que l'activité industrielle des pays développés et des puissances économiques émergentes ont entraîné une explosion des besoins en énergie. L'utilisation des ressources fossiles pour satisfaire cette « boulimie » énergétique est responsable de la majeure partie des rejets de gaz à effet de serre dans l'atmosphère ; cette pollution est à l'origine du réchauffement de la planète et des bouleversements climatiques qui en découlent. Outre les problèmes liés à l'environnement, les réserves d'énergies fossiles sont limitées et ne pourront satisfaire à moyen terme la demande mondiale [64].

Mode dominant de mobilité, le transport routier a connu une réelle explosion ces dernières décennies. Dès lors, le secteur du transport apparaît clairement comme le secteur d'activité principal en matière d'utilisation de produits pétroliers. Les transports sont en effet la cause d'environ 30% des émissions de gaz à effet de serre et de la majeure partie de la pollution urbaine [2].

Dans ce contexte, la recherche de nouvelle technologie pour remplacer la voiture à propulsion thermique constitue un véritable enjeu industriel. Les véhicules électriques sont une alternative prometteuse aux véhicules conventionnels propulsés par des moteurs à combustion interne, offrant la possibilité de réduire le CO₂, les émissions polluantes et sonores. Toutefois, la capacité limitée des batteries constitue un problème majeur devant le développement des véhicules électriques [3].

Avec les progrès de l'automatique, de l'informatique, des télécommunications et de la miniaturisation des instruments, les chercheurs sont aujourd'hui en mesure de développer des systèmes d'aide à la conduite automatisant certaines tâches, en introduisant de nouveaux dispositifs de sécurité afin d'améliorer la sécurité en augmentant la stabilité du véhicule dans les cas où les accélérations longitudinales ou latérales se produisent, dans lequel, les systèmes doivent agir sur la contrôlabilité du véhicule pour que ce dernier réponde plus rapidement aux sollicitations du conducteur [69], [80].

Comme le véhicule automobile est un système physique complexe composé de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous-système s'avère une tâche difficile qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du véhicule. Ainsi que l'étude de la commande du véhicule en considérant plusieurs phénomènes régissant son comportement tel que le glissement longitudinal, latéral et les non-linéarités présentées sur le système lui-même, sollicite l'appel à des lois de commande puissantes, insensibles et robustes [11].

La suspension est un sous-système qui supporte le poids du véhicule. La modélisation de cet organe permet d'étudier son influence sur la dynamique verticale du châssis. Ainsi que la commande de la suspension sert à améliorer de façon significative la dynamique verticale du véhicule et donc améliorer la sécurité et le confort des occupants du véhicule [80].

C'est dans ce contexte que rentre notre contribution. On vise à modéliser, commander et améliorer les performances du mouvement du véhicule tel que le suivi de consigne, la rapidité et la stabilité en utilisant des techniques de commande non linéaires. Ces techniques doivent assurer la robustesse du comportement du véhicule vis-à-vis des perturbations et des incertitudes paramétriques. Parmi ces techniques, 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.

La commande par mode de glissement s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a pour vocation l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations éventuelles, en ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse [32].

La commande par backstepping est très récente, elle présente une procédure récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande. Cette méthode transforme le problème de synthèse de la loi de commande pour le système global en une synthèse de séquence de commande pour des systèmes réduits. En exploitant la flexibilité de ces derniers, le backstepping peut répondre aux problèmes de régulation, de poursuite et de robustesse avec des conditions moins restrictives que d'autres méthodes [42], [43].

Le présent travail s'organise autour de six chapitres principaux:

Le premier chapitre est consacré à l'étude des systèmes à propulsion électrique. Nous présentons l'évolution des véhicules électriques depuis leurs apparitions, leurs configurations ainsi que leurs constitutions. Puis nous discutons les principaux organes de la chaîne de traction pour choisir à la fin une configuration de propulsion du véhicule électrique qui sera adoptée pour le reste de l'étude. Nous citons enfin quelques inconvénients et avantages du véhicule électrique.

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

Le troisième chapitre présente deux stratégies de commande des systèmes non linéaires. Une première dite réglage par mode de glissement qui est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La deuxième stratégie de commande non linéaire par backstepping qui combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de conception de la commande. Ensuite, une application des deux lois de commande pour le réglage de la vitesse de véhicule suivi d'une discussion des différents résultats de simulation permettra de déterminer la bonne solution pour la commande du vitesse longitudinale de véhicule.

Le quatrième chapitre est réservé à l'amélioration des performances de mouvement longitudinal du VE. Il étudie l'impact du glissement longitudinal sur le mouvement pour deux états de système ; système en accélération et en freinage. Il sera basé sur l'application de la commande par mode glissant du facteur de glissement. Ce dernier est lié à la vitesse du véhicule qui sera estimée ensuite par un observateur mode glissant dans le cas où cette variable est inaccessible à mesurer.

Le cinquième chapitre est dédié au contrôle latéral du véhicule électrique. Tout d'abord, un modèle du véhicule à trois degrés de liberté sera présenté qui tient en compte des déplacements longitudinal et latéral. La commande du déplacement latéral utilisera deux techniques. Une première est basée sur la conception d'un système de contrôle de l'accélération latérale et une deuxième qui utilise le système de contrôle de la vitesse de lacet. Enfin, une étude du mouvement de roulis du VE sera

introduite pour analyser la stabilisation en roulis. Un système de contrôle de roulis sera synthétisé pour minimiser l'angle de roulis et éviter donc le risque de renversement du véhicule malgré les perturbations de la route et les accélérations latérales provoquées par les virages.

Le sixième chapitre discute la modélisation et la commande de la dynamique verticale. Cette dynamique sera traitée indépendamment en négligeant son interaction avec les autres dynamiques du système. Elle décrit le comportement du châssis du véhicule en fonction des efforts de sollicitation des pneumatiques transmis à travers les suspensions et du profil vertical de la route. Le but du contrôle vertical est d'assurer un meilleur confort, en stabilisant la caisse, malgré les imperfections de la route, tout en assurant un niveau de sécurité optimal. Pour atteindre ces performances, deux systèmes de suspension active seront intégrés, un dans un modèle quart de véhicule et un autre dans un modèle de suspension d'un demi-véhicule.

Finalement, ce manuscrit sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE 1 :

APERCU HISTORIQUE SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

Les véhicules électriques (VE's) et hybrides (VHE's) constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants) [1].

Ce chapitre a pour objectif de donner quelques généralités et définitions utilisées par la communauté scientifique travaillant sur ce vaste domaine qui est le véhicule électrique. Il commence par une présentation d'un bref état d'art de la traction électrique (la classification des voitures électriques, le système de puissance, le choix du type de configuration). Ensuite, nous discutons les principaux composants de la chaîne de traction (batteries, motorisation...) et nous déterminons la configuration la plus avantageuse. Enfin, nous citons quelques avantages et inconvénients des véhicules électriques.

1.1. Définition d'un véhicule électrique

Le véhicule électrique VE est une automobile dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Contrairement aux véhicules à carburant, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue.

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie,... etc, beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion [2].

Le système de propulsion électrique a une architecture très simple. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues (Figure 1. 1).

1. Batteries
2. Moteur
3. Transmission
4. Freins
5. Régulateur

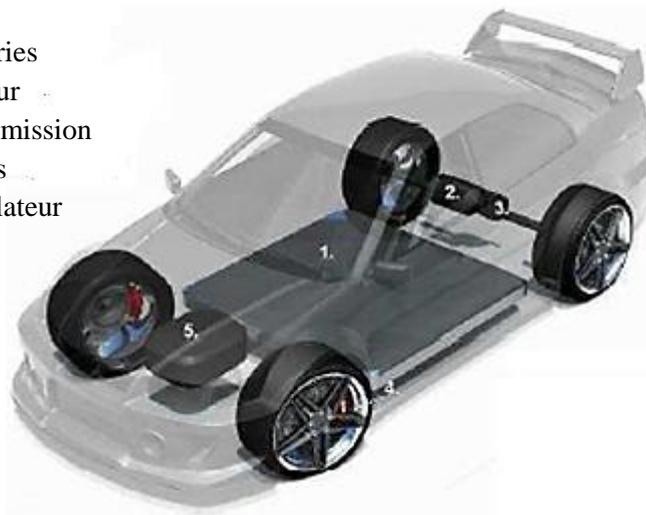


Figure 1.1 : Système de propulsion d'un VE [3]

1.2. Bref historique

Aujourd'hui, la voiture propre est un problème sur lequel travaillent nombre d'industriels de l'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme "la solution" au problème de la pollution des gaz d'échappement, ne date pas d'hier. Déjà, à la fin du 19^{ème} siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique). D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque.

Le premier véhicule électrique fit son apparition dans les années 1830 (1832-1839). La première personne à avoir inventé une voiture électrique fut Robert Anderson, un homme d'affaire écossais. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique. Vers 1835, l'américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique [3].

Vers 1838, l'écossais Robert Davidson arriva avec un modèle similaire qui pouvait rouler jusqu'à 6 km/h. En 1859, le français Gaston Planté inventa la batterie rechargeable au plomb acide, qui sera améliorée par Camille Faure en 1881. En 1884, on voit sur la photo de la Figure 1.2, Thomas Parker assis dans une voiture électrique, qui est la première au monde.



Figure 1.2 : Première voiture électrique au monde [4]

En 1899 en Belgique, une société a construit "La Jamais Contente", la première voiture électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h). La voiture était pilotée par le belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille (Figure 1.3).

Dès 1900, la voiture électrique connaît ses beaux jours. Plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des voitures à essence et à vapeur. Dans les années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. On peut citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que ceux à essence [3].

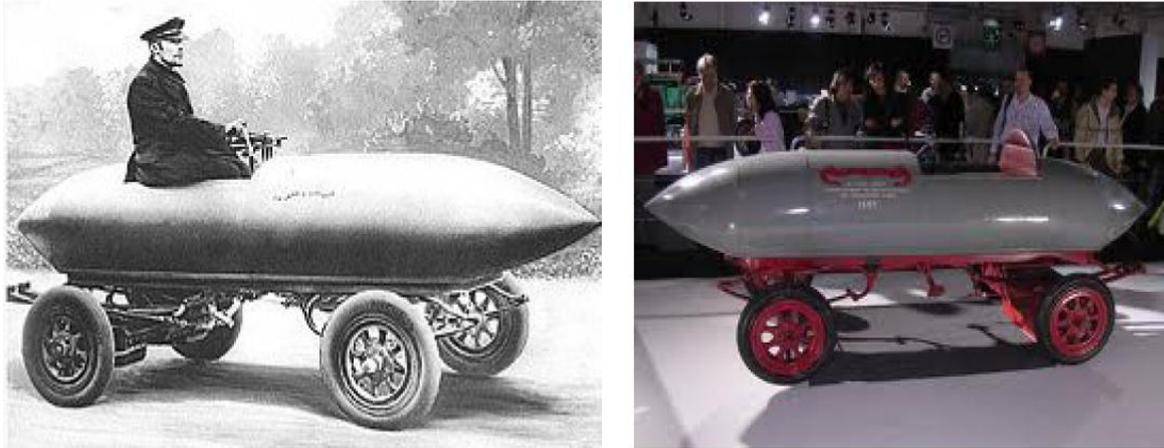


Figure 1.3 : La Jamais Contente [5]

En 1966, l'environnement commence à devenir une préoccupation. Le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air. L'opinion publique américaine y est largement favorable et avec l'augmentation du prix de l'essence en 1973, date du premier choc pétrolier. Ce choc a dû favoriser l'utilisation de l'énergie électrique. Cependant, pratiquement rien n'a été fait dans ce sens.

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



Figure1.4 : La Buick Skylark de GM (General Motors) [6]

En 1976, le Congrès américain adopte « the Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Demonstration Act », qui a pour but de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides.

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

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



Figure 1.5 : La Prius (Toyota 1997) [7]

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

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

En Juillet 2009, La Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et pour les clients individuels en Avril 2010 suivie par la vente au public à Hong Kong en mai 2010.

En décembre 2010, La Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) est une voiture électrique à cinq places annoncée par Nissan en 2009, a été commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et elle est devenu disponible dans l'ensemble de l'Europe depuis fin 2011.

Aujourd'hui, la voiture tout électrique commence à percer, moyennant une autonomie en évolution permanente. De nombreux modèles sont proposés à la vente. L'implication des villes dans la protection de l'environnement joue également un rôle : les villes développent les réseaux de bus électriques et récemment de voitures électriques en location (Autolib/Paris fin 2011) qui donnent ainsi une bonne visibilité à l'électrique.

A l'heure actuelle, l'ensemble des véhicules électriques proposés par les constructeurs disposent d'une autonomie comprise entre 70 km et 200 km. De nouvelles perspectives apparaissent toutefois avec l'utilisation de la pile à combustible qui permet d'augmenter considérablement l'autonomie (400 à 450 km pour le moment) pour arriver à des valeurs proches de celles des véhicules thermiques classiques.

Le prix de ces véhicules est encore difficile à établir car les quantités produites sont très faibles, souvent ce ne sont que quelques exemplaires qui sont fabriqués. En effet, le prix de l'alimentation constitue la part la plus importante du coût d'un véhicule électrique.

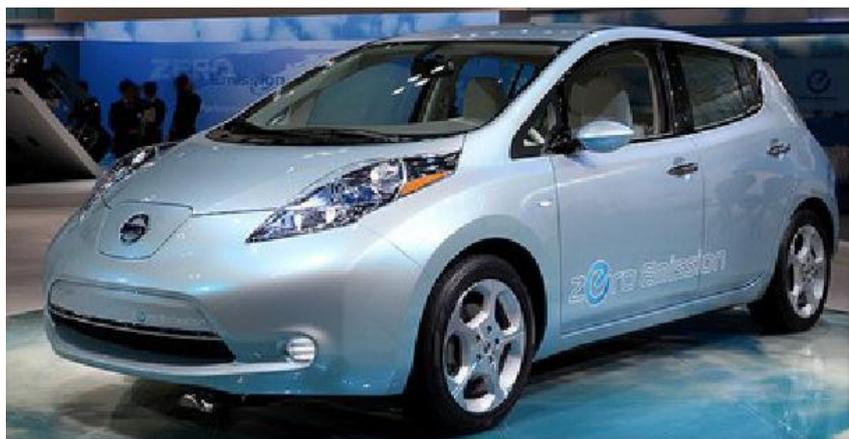


Figure 1.6 : La Nissan LEAF [6]

1.3. Classification des véhicules électriques

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

1.3.1. Véhicule tout électrique

Le développement de véhicule électrique, comme on l'a déjà dit précédemment, est fortement lié au développement de son alimentation en énergie : les batteries. Les batteries dont l'énergie massique est relativement faible sont de plus très lourdes et très coûteuses.

Selon la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, on distingue essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible.

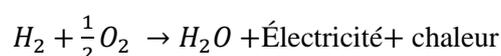
1.3.1.1. Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant

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

1.3.1.2. Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible.

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

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible (Figure 1.5) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène. Cette réaction produit, en fait, de l'électricité, l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante [8]:



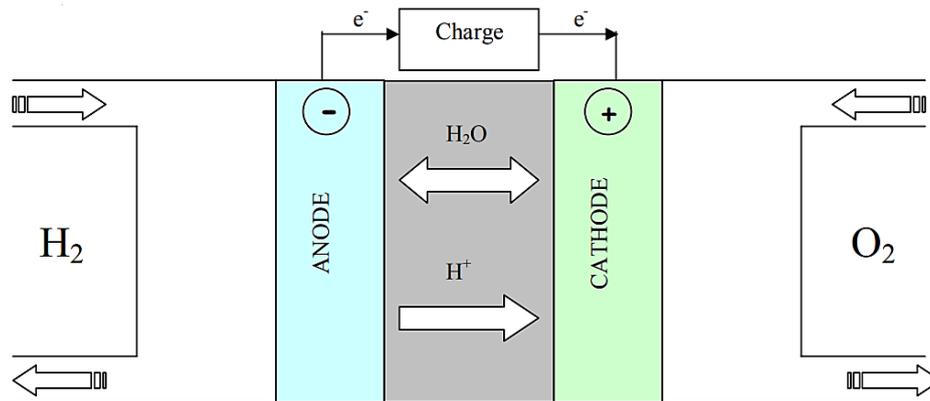


Figure 1.6 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible [9]

Toute la difficulté est de fournir les composés nécessaires à la réaction. Pour l'oxygène, il suffit de le puiser dans l'air ambiant. C'est la production d'hydrogène qui pose problème. Il existe, en fait, deux solutions :

- l'hydrogène est stocké à bord du véhicule ;
- l'hydrogène nécessaire à la réaction est produit directement à bord du véhicule, via un reformeur, à partir d'essence ou de méthanol.

Donc, la principale différence entre une pile à combustible (PAC) et une batterie provient du fait qu'une pile à combustible fonctionne tant qu'elle est alimentée en combustible et en carburant, et ne nécessite pas de recharge électrique.

1.3.2. Le véhicule hybride

Le véhicule hybride est composé de deux systèmes de traction : les modèles actuels associent un moteur thermique classique (essence ou diesel) avec un moteur électrique muni d'une batterie. Cette même technologie se développe inversement où le moteur thermique permet de recharger les batteries du moteur électrique : on parlera d'hybride rechargeable (plug in hybrid) [2].

La méthode générale de fonctionnement consiste à faire fonctionner soit le moteur électrique, soit le moteur thermique, soit les deux en même temps selon les modèles. Lorsque le véhicule est immobile, les deux moteurs sont à l'arrêt. Au démarrage, c'est le moteur électrique qui assure la mise en mouvement de la voiture, jusqu'à des vitesses plus élevées (entre 25 et 50 km/h aujourd'hui). Lorsque plus de sollicitation et/ou de puissance sont demandées par le conducteur, le moteur thermique prend le relais.

En cas de forte accélération, la mise en marche des deux moteurs permet d'avoir plus de couple, et une montée en régime moteur équivalente à un moteur de même puissance, voire supérieure. En phase de décélération et de freinage, l'énergie cinétique est récupérée pour recharger les batteries.

D'une manière générale on distingue deux principaux types de systèmes d'entraînement hybride : série et parallèle. Ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de

production d'énergie [10].

1.3.2.1. Véhicule hybride série

La technologie série sépare complètement la production d'énergie et son utilisation pour l'entraînement des roues. Le véhicule est propulsé entièrement par le moteur électrique (figure 1.7) et le moteur thermique sert à fournir l'énergie électrique. Cette énergie est emmagasinée ou directement utilisée pour entraîner un ou plusieurs moteurs électriques qui fournissent la puissance nécessaire pour propulser le véhicule. Il n'y a aucun lien mécanique entre les deux moteurs [2].

1.3.2.2. Véhicule hybride parallèle

Dans cette configuration, le véhicule est équipé d'une double propulsion thermique et électrique (Figure 1.7). Les atouts du système parallèle résident dans le fait que l'on peut combiner ou superposer les deux entraînements, la propulsion est électrique et/ou thermique. Le moteur thermique est utilisé à haute vitesse et le système électrique est utilisé comme appoint pour les accélérations, la récupération et éventuellement sur les côtes et au démarrage.

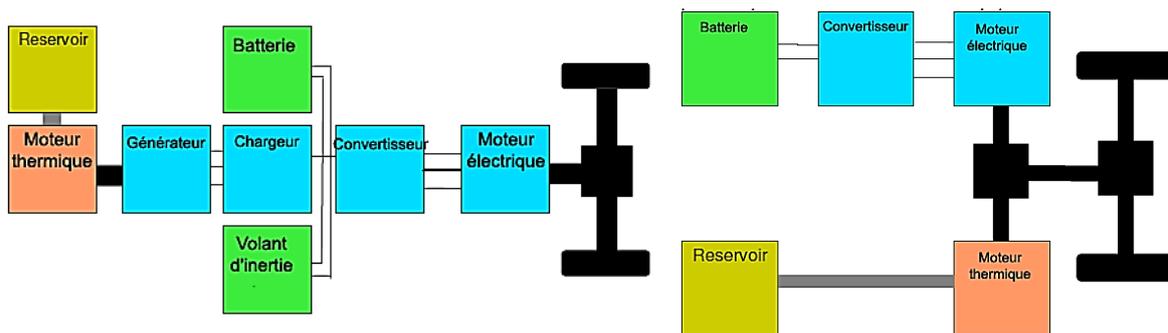


Figure 1.7 : Hybride série (à gauche), Hybride parallèle (à droite)

1.4. Architecture de la chaîne de traction du véhicule électrique

L'architecture de la chaîne de traction de la voiture électrique est beaucoup plus simple : il n'y a pas besoin de boîte de vitesse ou de composants pour convertir le mouvement vertical des pistons en mouvement rotatif (cas d'un moteur thermique) : l'axe du moteur tourne directement sur l'axe des roues de la voiture électrique.

La chaîne de traction classique d'une voiture électrique comprend la source d'énergie, le convertisseur, le moteur électrique, la transmission mécanique.

Plusieurs possibilités d'association d'éléments nécessaires à la transmission de puissance qui sont le réducteur mécanique, la boîte de vitesse, et éventuellement le différentiel.

1.4.1. Solution avec boîte de vitesse mécanique

L'avantage essentiel de cette solution est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse maximale donnée. Remarquons qu'entre deux changements de vitesse (petite plage), si le moteur possède une capacité de fonctionnement à puissance maximale constante, cela peut permettre également la suppression des fluctuations de puissance.

1.4.2. 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. Cette solution est illustrée sur la Figure 1.8 [11].

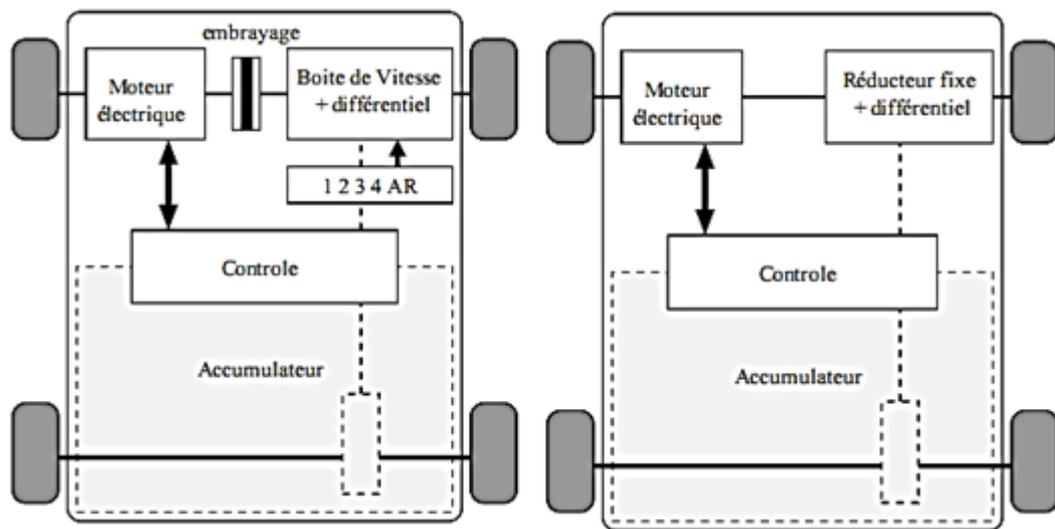


Figure 1.8 : Solution monomoteur : avec boîte de vitesse (à gauche), avec réducteur (à droite)

1.4.3. Solution multi-moteurs

Il peut à priori sembler intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme le différentiel et les doubles joints de cardans, nécessaires dans les deux solutions précédentes. Cela constitue encore un pas, après la suppression de la boîte de vitesses et de l'embrayage, vers la simplification de la chaîne de transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l'avant, soit à l'arrière ou encore des solutions à quatre roues motrices [11].

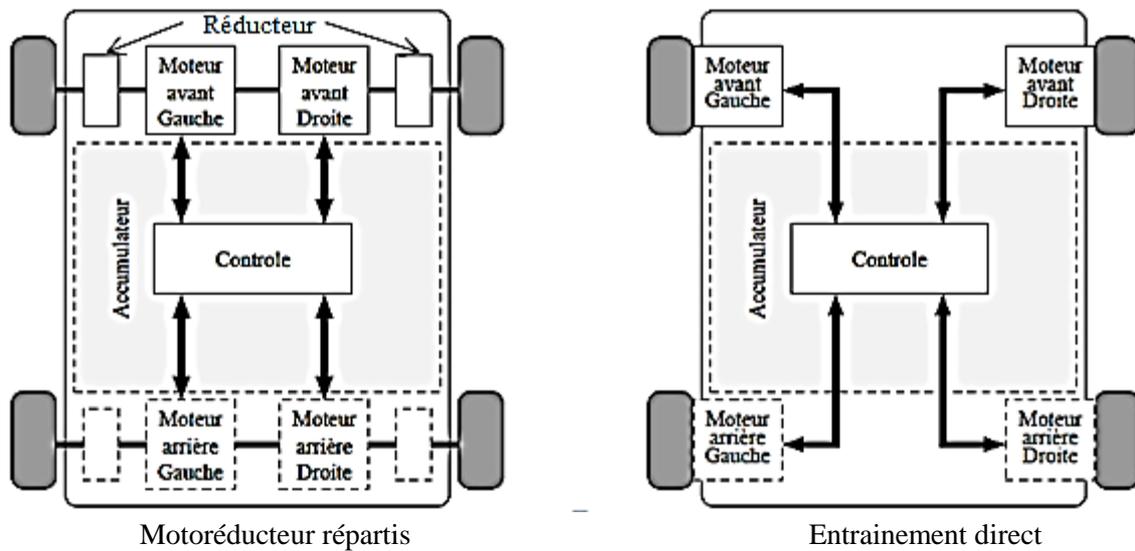


Figure 1.9 : Solution multi-moteurs

La chaîne de traction dans ce cas est simplifiée en utilisant un moteur (avec réducteur ou moteur-roue) pour chaque roue motrice. Ainsi le différentiel classique est remplacé par un différentiel électrique réalisé par un contrôle indépendant de chaque moteur. Pour ce cas, deux configurations sont possibles : avec réducteur ou à entraînement directe (Figure 1.9).

1.5. Structure de la chaîne de traction d'un véhicule électrique

La chaîne de traction d'un VE est plus simple que celle d'un véhicule thermique. Le choix et l'arrangement des composants qui constituent la chaîne de traction, ainsi que la gestion des flux d'énergie entre eux restent au stade de la recherche. Dans cette partie, on essaiera de présenter les organes de la traction électrique en justifiant le choix de chaque organe.

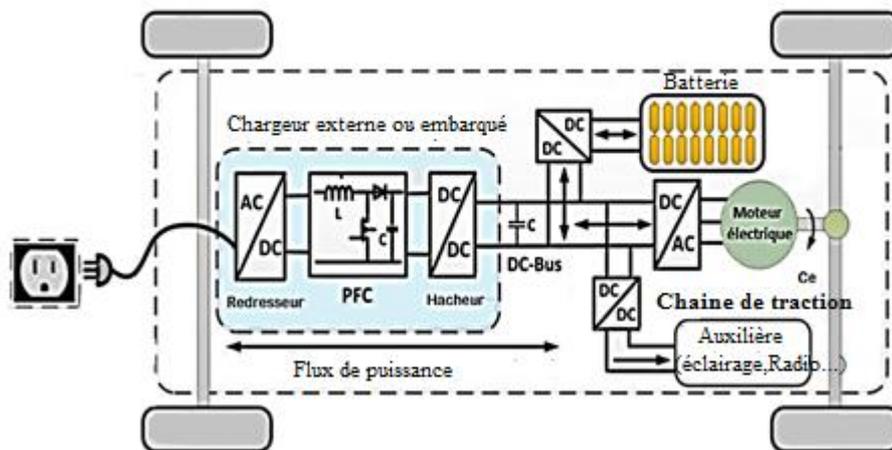


Figure 1.10 : Structure de la chaîne de traction dans un VE [12]

1.5.1. La batterie

La batterie est le point de stockage de l'électricité. Elle est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. La batterie est chargée, à partir d'une source extérieure pendant les périodes de repos.

Le choix de la batterie pour un véhicule électrique doit répondre aux conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique permettant de bonnes accélérations
- Une tension stable
- Une bonne autonomie justifiée par une bonne énergie massique (Wh/kg)
- Une durée de vie élevée calculée en nombre de cycles de chargement et de déchargement.
- Un entretien faible un recyclage possible.

Il existe plusieurs types d'accumulateurs, parmi eux, on cite :

— l'accumulateur au plomb est le plus ancien et le plus utilisé, sa tension par élément est de 2V .Il reste le système le moins cher produit industriellement avec une des meilleures durées de vie .Son inconvénient c'est qu'il présente une faible énergie massique de l'ordre de 40Wh/kg. Ce type de batterie a été adopté par General Motors pour la commercialisation de l'EV1 qui développe une forte puissance et de faible autonomie [13].

— l'accumulateur au nickel-cadmium est le plus performant et plus largement commercialisé avec une énergie massique plus meilleure que celle de l'accumulateur au plomb, sa tension par élément est de 1,2 V .Son problème c'est qu'il a une mauvaise tenue à des températures supérieures à 40°, aussi il présente un coût élevé par kilowattheure et une toxicité de la matière utilisée (cadmium) dans sa conception. Cet accumulateur a été choisi par les constructeurs automobiles français pour équiper leurs véhicules commercialisés depuis 1995.

— Les batteries lithium-ion demeurent l'espoir du véhicule électrique pur. Actuellement, seul ce système permet d'augmenter l'autonomie des véhicules électriques grâce à ces performances massiques et volumiques de capacité énergétique. Il présente une tension élémentaire de 4 volt/élément. En effet, un système élaboré de sécurité doit être associé à ce type de pile pour éviter tout dépôt de Li métal lors de la recharge. L'autre paramètre critique de ces batteries est le compromis coût/ durée de vie car pour obtenir des durées de vies raisonnables pour l'application véhicule électrique pur, il faut ajouter à l'électrode positive des additifs augmentant le coût de la batterie.

Si le lithium venait vraiment à manquer, la voiture électrique à batterie ne serait pas morte pour autant. D'autres perspectives restent envisageables. Des batteries fonctionnant par exemple au magnésium, un minéral très abondant, sont par exemple en cours de développement, bien qu'elles présentent aujourd'hui des performances trop limitées pour la voiture électrique. Des équipes de chercheurs travaillent également à utiliser des enzymes de la biomasse afin de produire des molécules chargées électro chimiquement [7].

La chaîne de traction du véhicule fonctionne le plus souvent avec des tensions supérieures à 12V, 3,2V ou 1,2V. Afin d'atteindre les niveaux demandés pour l'application, il faut faire une mise en série de batteries élémentaires. Ensuite l'autonomie du véhicule est directement liée à l'énergie que l'on peut emmagasiner dans le pack de batteries. En fonction de la capacité nominale de la batterie élémentaire il faudra faire une association parallèle des batteries. Donc le pack d'un véhicule résulte d'une association série parallèle de batteries élémentaires [14].

1.5.2. L'électronique de puissance dans un véhicule électrique

Dans la plupart des véhicules électriques, on trouve confronté à la compatibilité des sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif .Ce problème de compatibilité sous-entend la présence à bord des véhicules électriques de convertisseurs électroniques dont le rôle est de lever les incompatibilités de fonctionnement.

De ce fait, on pourra trouver à bord des véhicules [8] :

- un chargeur adapte le courant apporté par la prise de branchement à ce que la batterie électrique peut recevoir,
- Des convertisseurs de courant continu fourni par la batterie en courant alternatif dont le moteur du véhicule électrique a besoin, que l'on appelle onduleurs.
- Des convertisseurs de courant alternatif en courant continu (AC-DC), que l'on appelle redresseurs.
- Des convertisseurs de courant continu en courant continu de tension différenciée (DC-DC), que l'on appelle hacheurs.

1.5.2.1. Le convertisseur alternatif/continu (redresseur)

Les redresseurs sont des convertisseurs d'énergie qui transforme une source électrique à courant alternatif en une source électrique à courant continu. Nous pouvons distinguer des redresseurs à diodes, des redresseurs a thyristors, des redresseurs mixtes associant des diodes et des thyristors, des redresseurs MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui associent des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et des diodes.

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseau de distribution général, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique. En énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques et/ou dans une batterie de grande capacité [15].

1.5.2.2. Les onduleurs (DC-AC)

Ce convertisseur est utilisé pour transformer l'énergie électrique à courant continu (côté batterie) en énergie électrique à courant alternatif (côté stator de la machine) et permet de réaliser la commande du couple de la machine et donc le réglage de la vitesse du véhicule.

La conversion DC-AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage, les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielles ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un IGBT et d'une diode montés en antiparallèle et commandés selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion, en anglais (PMW).

1.5.2.3. Les hacheurs (DC-DC)

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

Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

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

1.5.2.4. Le chargeur

Les chargeurs de batteries sont spécifiques au type d'alimentation électrique, c'est-à-dire monophasée ou triphasée, à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Pendant la charge, la batterie se comporte comme un récepteur de courant. Cette phase de fonctionnement obéit à des valeurs limites (tension, intensité, temps, température, ect...) [6].

Les principales notions, définissant les différents types de chargeur sont présentés selon leur emplacement et leur niveau de puissance :

- *Chargeur externe* : installé à l'extérieur du véhicule, l'énergie électrique adaptée aux caractéristiques de la batterie, est fournie directement au véhicule.
- *Chargeur embarqué* : intégré au sein du véhicule, l'énergie électrique délivrée par le réseau est transmise au véhicule. Cette configuration ne nécessite pas de convertisseur supplémentaire au sol.

En fonction de la puissance disponible et transmise à la batterie, la durée de recharge évolue. Le Tableau 1.1 donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

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

Tableau 1.1- Temps de charge des batteries

1.5.3. Le moteur électrique

Les perspectives de progrès des moteurs électriques sont également considérables : les moteurs utilisés aujourd'hui ont été conçus pour des usages standards de type industriel, comme moteurs - outils. Les perspectives d'amélioration du poids, de l'encombrement et de la performance des moteurs des voitures électriques sont donc considérables.

Les différentes technologies de machines électriques dans le domaine automobile sont les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à aimants permanents ou synchrones à réluctance variable. Les moteurs à courant continu sont devenus obsolètes pour cette application avec les progrès de la commande des machines.

1.5.3.1. Le moteur à courant continu

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

1.5.3.2. Les moteurs asynchrone

Le moteur asynchrone est équivalent à un transformateur dont le secondaire est tournant, les courants du stator vont créer un champ statorique tournant, qui va induire au rotor des courants qui vont à leur tour créer un champ rotor, tournant à la même pulsation que celui du stator, et c'est finalement l'interaction entre ces deux champs qui va créer un couple. Il est donc nécessaire d'apporter de la puissance réactive pour magnétiser le fer, d'où un mauvais facteur de puissance et des pertes joules relativement élevées au stator. De plus des pertes joules au rotor sont nécessaires pour créer du couple. Pour la même raison, un moteur asynchrone est plus lourd et plus encombrant qu'un moteur synchrone [16].

1.5.3.3. Le moteur synchrone

Le moteur synchrone offre le meilleur rendement en mode générateur et moteur. Il se compose, comme le moteur asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. La seule différence se situe au niveau de la conception du rotor [4].

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

a. Le moteur synchrone à aimants permanents

C'est le moteur la plus populaire pour l'entraînement des véhicules électriques car, il offre des meilleures performances en termes de rendement, de couple et de puissance massique. De plus, il demande peu de maintenance et il est relativement facile à commander. Cependant le coût de production, dépendant essentiellement de la qualité des aimants, est parmi les plus élevés [17].

b. Le moteur synchrone à réluctance variable

Le moteur synchrone à réluctance variable gagne l'intérêt des constructeurs car c'est un moteur solide, facile à contrôler, sans balais donc sans usure ou entretien, et pouvant avoir de bonnes 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 standardisée, son coût reste élevé.

Chacun de ces moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent. Le tableau 1.2 ci-dessous résume les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

A ce jour, toutes les voitures commercialisées utilisent des moteurs synchrones (à aimants permanents ou à rotor bobiné), sauf la Tesla Roadster qui utilise un moteur asynchrone.

Le moteur synchrone à aimants permanents est plus coûteux mais donne une bonne autonomie, le moteur synchrone à rotor bobiné présente un très bon rapport puissance/prix, et l'asynchrone est simple et donne un excellent rapport puissance/prix de fabrication

	Moteur à courant continu	Moteur à induction	Moteur Synchrone à aimants permanents	Moteur à Réluctance variable
Rapport puissance/poids	0	+	++	+
Vitesse de rotation max	-	+	+	+
Rendement(%)	80-85	85-90	90-95	90-94
Contrôlabilité	++	+	+	+
Maintenance	-	+	0	+
Coût du moteur	-	++	-	+

Tableau 1.2 : Comparaison des différents Moteurs
+ : avantage 0 : neutre - : désavantage [8].

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

Le véhicule électrique choisi dans tous ce qui suit est propulsé par deux roues motrices arrière. Chaque roue est couplée à son moteur à travers un réducteur de rapport fixe et sera commandée indépendamment.

1.6. Avantages et inconvénient des VE

Les VE possèdent de nombreux avantages, ils sont silencieux, sans pollution environnementale locale, sans consommation à l'arrêt et possèdent un bon rendement énergétique. Leur chaîne de conversion est réversible et elle peut permettre la récupération d'énergie dans les descentes ou lors des freinages. Cependant le frein essentiel à leur développement a été, et reste encore aujourd'hui, lié aux faibles performances des accumulateurs électriques qui ont une durée de vie faible. Ainsi, deux inconvénients notables du VE liés à son système de stockage d'énergie, apparaissent : d'une part, une masse trop élevée d'accumulateurs ou une faible autonomie, d'autre part, une longue durée de recharge ou une puissance excessive de charge.

1.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une généralité sur le véhicule électrique. Nous avons cité un aperçu historique sur les différents types de véhicules électriques classifiés selon leur source d'énergie. Ensuite nous avons présenté l'architecture de la chaîne de traction des VE en insistant sur les différentes technologies disponibles. Ceci nous a permis d'effectuer nos choix en procédant à une 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.

Dans le prochain chapitre, on présentera un modèle longitudinal du VE ainsi qu'une synthèse de commande linéaire pour l'asservissement de vitesse du système.

CHAPITRE 2 :

MODELISATION ET COMMANDE LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

Le véhicule automobile est un système physique complexe car il est composé d'une multitude d'organes. Sa dynamique n'est pas facile à modéliser ni à optimiser. La conception de nouveaux véhicules ou l'étude des phénomènes régissant leur comportement sont liées à la modélisation des sous-systèmes qui les composent [19].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude de la dynamique longitudinale du VE. Le modèle dynamique choisi est un modèle simplifié qui ne tient pas compte des forces de roulis et de tangage. On passe après, à la modélisation de la partie électrique ainsi que le couplage entre les deux parties électrique et mécanique pour arriver à la fin à un modèle global d'un véhicule électrique propulsé par deux roues arrières.

Aussi, une synthèse de la commande vectorielle sera appliquée à l'actionneur électrique de type MSAP pour l'asservissement de la vitesse longitudinale du VE ; des régulateurs linéaires de type PI seront intégrés et des différents tests seront effectués pour vérifier les performances et la robustesse de ces régulateurs vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

2.1. Dynamique du véhicule

Le véhicule est modélisé comme une masse en mouvement soumise à la force motrice F_t développée par le groupe motopropulseur et à différents efforts liés à l'environnement [20]. Lorsque le véhicule est mobile, il y a une résistance qui tente d'arrêter son mouvement, cette résistance comprend en général la résistance au roulement, la traînée aérodynamique et la résistance en montée.

Les différentes forces auxquelles le véhicule en mouvement est soumis sont représentées sur la figure 2.1.

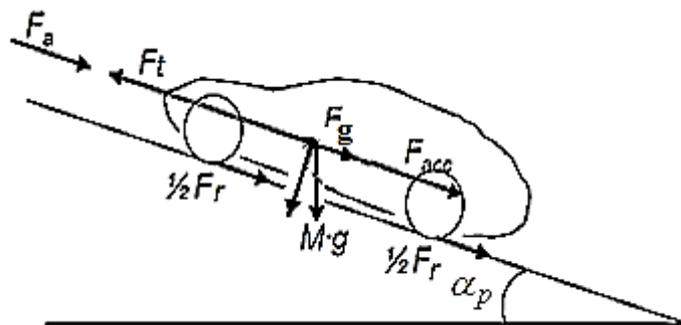


Figure 2.1 : Dynamique longitudinale d'un véhicule

Selon la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule peut être écrite comme :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{F_t - F_R}{M} \quad (2.1)$$

Où V est la vitesse du véhicule, F_t est l'effort de traction totale du véhicule, F_R est la résistance totale, M est la masse totale du véhicule.

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

F_r :force de résistance de roulement des roues

F_a :force aérodynamique

F_g :force d'inclinaison

F_{acc} :force d'accélération

2.1.1. Force de roulement

La force de résistance au roulement liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement ce coefficient de roulement C_{rr} vaut environ 0.01 (environ 0.015 pour des pneus classiques). Il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier [18].

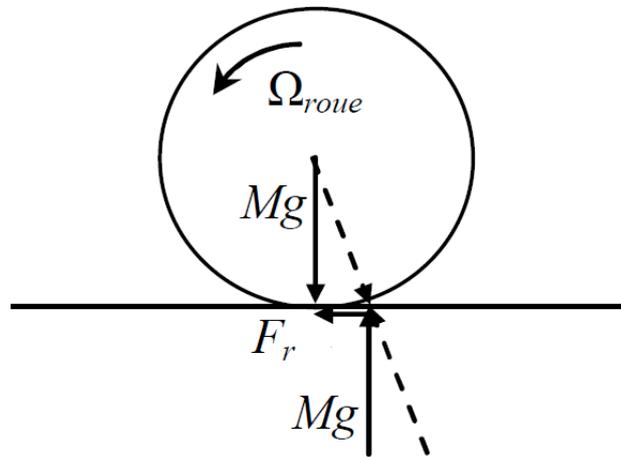


Figure 2.2 : La force de roulement sur la roue

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

$$F_r = [C_{rr_av}m_{av} + C_{rr_ar}m_{ar}]g \approx gMC_{rr_moy} \quad (2.3)$$

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

M est la masse totale du véhicule.

g est l'accélération de la pesanteur

La résistance au roulement peut être minimisée en maintenant les pneus gonflés afin de réduire sa déformation.

2.1.2. Force aérodynamique

Cette force est proportionnelle à la masse volumique de l'air, au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale du véhicule et à son coefficient de

pénétration dans l'air. Ce coefficient C_x prend des valeurs entre 0.2 et 1.5 selon la carrosserie. La force aérodynamique est exprimée par la relation suivante :

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

Avec :

ρ : densité volumique de l'air (kg/m³)

S_f : section frontale du véhicule

V : vitesse du véhicule

V_{vent} : vitesse du vent

En général ρ est pris égal à 1.23 bien qu'il dépende de l'altitude et de la température.

Pour les véhicules particuliers, la section frontale S_f peut-être approximée à partir de la largeur et de la hauteur du véhicule ou à partir de sa masse. En effet, la section frontale varie entre 79-84 % par rapport à la surface donnée par le produit entre largeur et la hauteur du véhicule.

La vitesse du vent V_{vent} est positive dans le sens inverse de V et négative dans le sens de V .

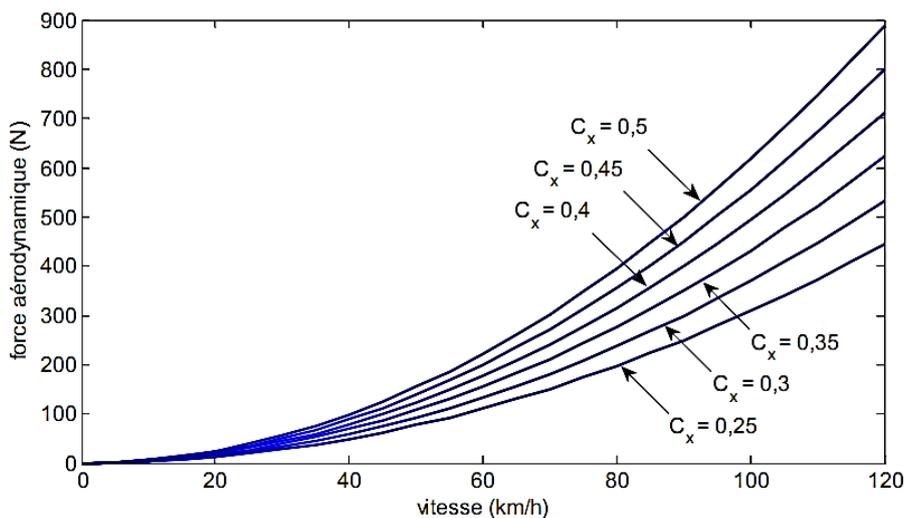


Figure 2.3 : Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x [18]

2.1.3. Force d'inclinaison

C'est la force de résistance due à la pente d'angle α_p à gravir (force liée au profil de la route). Elle est donnée par :

$$F_g = g.M.\sin(\alpha_p) \quad (2.5)$$

Pour simplifier les calculs, $\sin(\alpha_p)$ est souvent remplacé par la pente « p », pour de faibles valeurs :

$$F_g = g.M.p \quad \text{pour } p \leq 20\% \quad (2.6)$$

La pente en % est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance horizontale de 100 mètres (Figure 1.14). Elle est donnée par la relation suivante :

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

Avec y est l'élévation verticale.

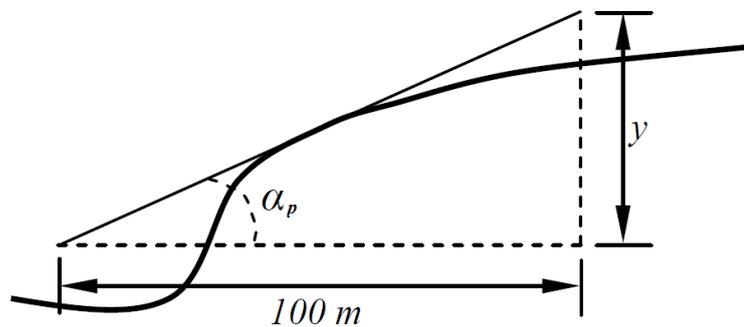


Figure 2.4 : Pente sur la roue [18]

2.1.4. Force d'accélération

Elle représente le terme dynamique de l'accélération ou de décélération du véhicule.

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

γ : accélération du véhicule.

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

$$P = F_t \cdot V \quad (2.9)$$

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

$$C_t = F_t \cdot R \quad (2.10)$$

Où

R est le rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

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

Avec :

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

F_R est la force de résistance totale

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

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

2.2. Modèle de la motorisation électrique

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Le modèle sera obtenu sous un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte dans la modélisation.

2.2.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

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

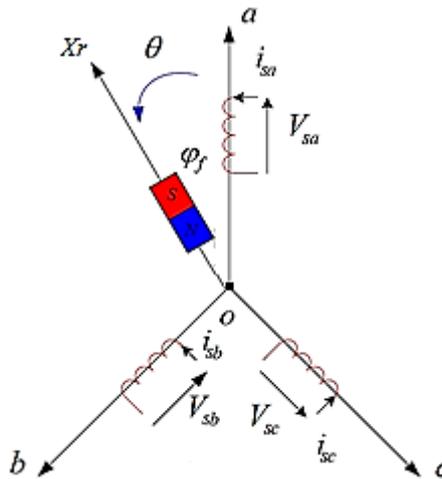


Figure 2. 5 : Représentation symbolique de la (MSAP) [24]

Les enroulements du stator sont le siège de courants alternatifs triphasés. Ces courants créent un champ magnétique tournant à la pulsation :

$$\omega_{r(mot)} = \frac{\omega}{p} \quad (2.14)$$

Avec :

$\omega_{r(mot)}$: vitesse de rotation du rotor (rad/s)

ω : pulsation des courants alternatifs (rad/s)

p : nombre de paires de pôles.

Le champ tournant du stator accroche le champ inducteur solide du rotor et donc le rotor tourne à la vitesse de synchronisme.

Les tensions triphasées du stator V_s , les courants statoriques i_s sont reliés aux flux magnétique total Φ_s par l'équation différentielle matricielle suivante [22], [23] :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (2.15)$$

Où

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T, [i_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T, [\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^T$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Avec

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (2.17)$$

Où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

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

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

Φ_{sf} est flux crée par les aimant permanant supposé à répartition sinusoidale le long de l'entrefer.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \cdot \cos p\theta \\ \Phi_f \cdot \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \Phi_f \cdot \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

θ est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator $\left(\frac{d\theta}{dt} = \omega\right)$.

Φ_f est la valeur crête constante du flux créée par l'aimant lisse à travers les enroulements statoriques.

Le couple électromagnétique développé par la machine s'écrit :

$$C_{em} = [i_{sabc}]^T \cdot \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{dL_s}{d\theta} \right] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sf}] \right\} \quad (2.20)$$

Le modèle mathématique du MSAP présente l'inconvénient d'aboutir à des équations différentielles à coefficients variables.

Vu le grand nombre de ces coefficients, on utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles où coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

2.2.2. Transformation de Park

La représentation de Park ou représentation vectorielle, traduit la projection des trois phases du moteur sur un repère biphasé orthogonal. En plus des simplifications dans la modélisation triphasée dans le repère de Park, le moteur est supposé électriquement équilibré et on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator. La transformation de Park permet de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles avec une matrice inductance à coefficients constants.

Appliquons maintenant la transformée de Park sur le modèle mathématique de la MSAP et introduisons la matrice de transformation A [24] :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

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

$$\begin{cases} \left[V_{dqo} \right] = A. \left[V_{sabc} \right] \\ \left[i_{dqo} \right] = A. \left[i_{sabc} \right] \\ \left[\Phi_{dqo} \right] = A. \left[\Phi_{sabc} \right] \end{cases} \quad (2.22)$$

Après calcul, on trouve :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = R_s i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (2.23)$$

V_o est la composante homopolaire, elle est nulle pour un système équilibré.

Les flux Φ_d et Φ_q dans les enroulements d et q du système diphasé ont pour expressions :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec :

L_d , L_q sont les inductances propres des enroulement d et q.

Enfin, on déduit le modèle de Park du MSAP sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_{r(mot)} \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_{r(mot)} - p \frac{\Phi_f}{L_q} \omega_{r(mot)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Le couple électromagnétique développé par le MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q \right] \quad (2.26)$$

On peut retrouver les grandeurs réelles en utilisant la transformée inverse qui consiste à utiliser la matrice inverse A^{-1} .

Le modèle du MSAP est complété par l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J_m \dot{\omega}_r + f_m \omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.27)$$

Si on pose :

$$i_q = x_1, \quad i_d = x_2, \quad \omega_{r(mot)} = x_3$$

Le MSAP peut être modéliser sous la forme non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L_q} (V_q - pL_d x_2 x_3 - p\Phi_f x_3 - R_s x_1) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_d} (V_d + pL_q x_1 x_3 - R_s x_2) \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{J_m} (C_{em} - C_r) - \frac{f_m}{J_m} x_3 \end{cases} \quad (2.28)$$

Le modèle obtenu est multivariable, couplé et non linéaire, donc la transformation de Park a seulement éliminé la dépendance du temps dans la relation entre le flux et le courant et elle a aussi réduit le nombre d'équations différentielles puisque le système est équilibré.

2.2.3. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

L'onduleur de tension triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge triphasée (enroulements statoriques de la machine). L'onduleur de tension en fonctionnement normal (les composantes fondamentales des tensions U_{an}, U_{bn}, U_{cn} forment un système triphasé équilibré dont "n" est le point neutre) sans pertes peut être modélisé par une matrice de passage continu-alternatif (DC/AC) telle que [2] :

$$[U_{ac}] = [T] \cdot [U_{dc}] \quad (2.29)$$

Avec

$$T = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$[U_{ac}] = [U_{an} \quad U_{bn} \quad U_{cn}]^T ; [U_{dc}] = [U_{ao} \quad U_{bo} \quad U_{co}]^T$$

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

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) ouvert.

Avec l'état des interrupteurs du demi-bras bas est complémentaire du demi-bras haut.

La figure 2.6 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge

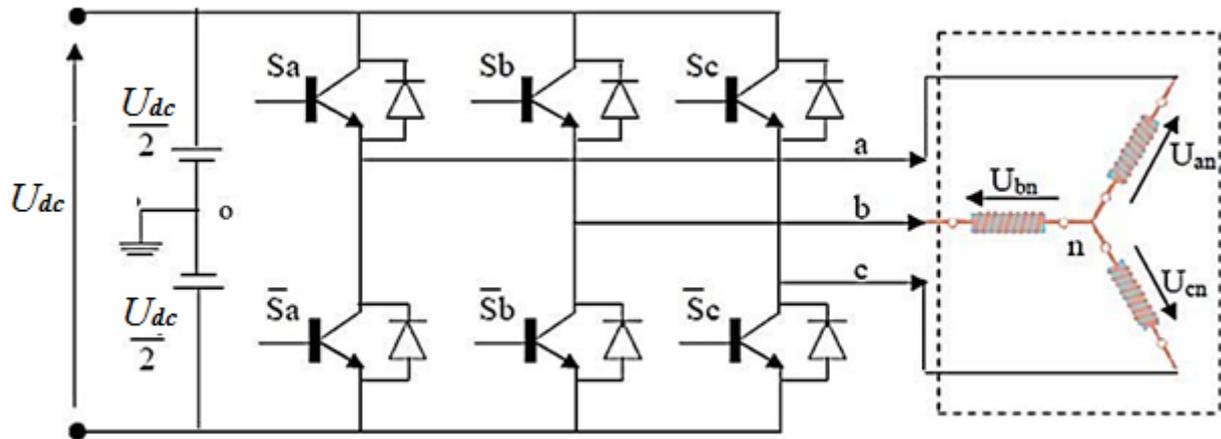


Figure 2. 6 : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux [25]

Le choix de l'onduleur sera lié effectivement à la puissance de sortie de l'onduleur, ce qui est également la puissance absorbée par la machine électrique. Le Tableau 2.1 énumère l'ordre de grandeurs de puissance des onduleurs en évaluant la puissance des entraînements à vitesse variable

Puissance	Tension de bus	Onduleur
< 500 kW	< 1.5 kV	Onduleurs à 2 niveaux à IGBT
> 500 kW et < 2 MW	< 1.5 kV	Onduleurs à 2 niveaux à GTO
> 2 MW et < 15 MW	= 3.3 kV ou 6.6 kV	Onduleurs à 3 niveaux

Tableau 2.1 : Puissance des onduleurs

En revanche, l'étude des pertes dans un convertisseur d'énergie électrique fonctionnant en commutation forcée, concernent principalement les pertes par conduction qui sont sensibles aux chutes de tension aux bornes des composants et aux courants les traversant pendant une certaine durée dépendante du rapport cyclique ; et les pertes par commutation dépendant de l'énergie dissipée lors des changements d'état des interrupteurs S_i (avec $i = a, b, c$).

2.2.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion

Le contrôle de la vitesse et du couple de moteur MSAP se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine (Figure 2.7). La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source de tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques.

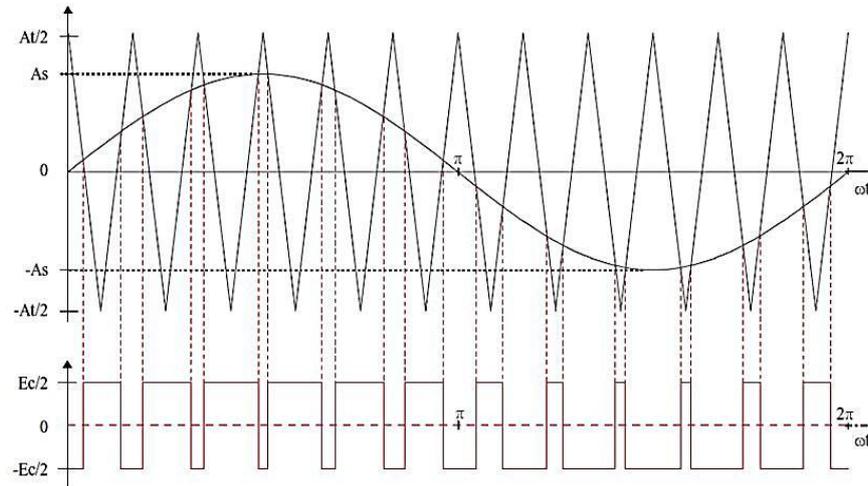


Figure 2. 7 : La commande M.L.I triangulo-sinusoidale

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux:

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

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs (Figure 2.8). La commande MLI est caractérisée par deux paramètres :

- l'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence [26].

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (2.31)$$

-Le taux de modulation (on dit aussi le coefficient de réglage r , égal au rapport entre l'amplitude

de la tension de référence de modulation \hat{V}_m et la valeur de crête de la porteuse \hat{V}_p .

$$r = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} \quad (2.32)$$

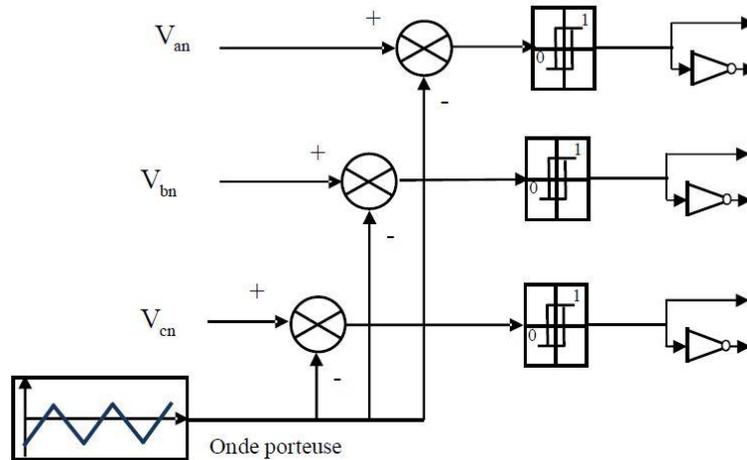


Figure 2. 8 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale [21]

La méthode de la commande par MLI présente deux avantages :

- 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.

2.3. Couplage entre les deux modèle mécanique et électrique

La partie dynamique du véhicule à étudier est couplée à la motorisation électrique à travers un réducteur. Le réducteur doit être choisi de manière à ce que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant (Figure 2.9), il permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de la machine électrique et les roues.

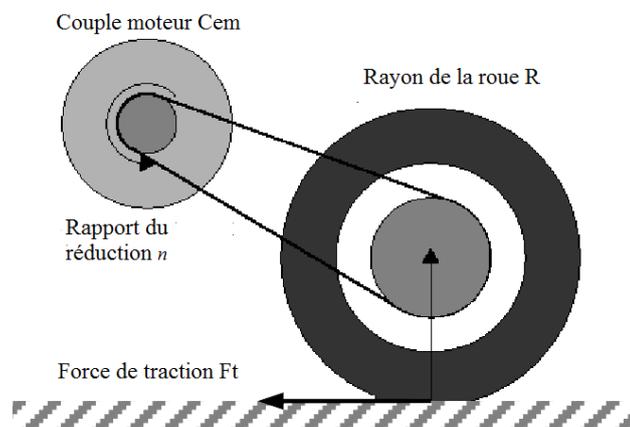


Figure 2. 9 : Mécanisme du réducteur [27]

L'équation dynamique du mouvement du véhicule le long de la direction longitudinale est :

$$\begin{aligned} M \cdot \dot{V} &= F_t - F_R \\ &= F_f^x + F_r^x - F_R \end{aligned} \quad (2.33)$$

F_f^x et F_r^x sont respectivement les forces de traction longitudinales des roues frontales et arrières. Comme le véhicule est propulsé par les deux roues arrière, les forces frontales sont nulles ($F_f^x = 0$).

La vitesse longitudinale véhicule est approximée par :

$$V = R \cdot \omega_{(roue)} \quad (2.34)$$

La relation entre la vitesse de la roue et la vitesse du moteur est donnée par [28] :

$$\omega_{r(mot)} = n \cdot \omega_{(roue)} \quad (2.35)$$

n est le rapport de réduction de vitesse.

Donc, l'accélération longitudinale est déduite comme suite :

$$\dot{V} = \frac{R}{n} \dot{\omega}_{r(mot)} \quad (2.36)$$

Remplaçons (2.36) dans (2.33) :

$$M \cdot \frac{R}{n} \dot{\omega}_{r(mot)} = F_r^x - F_R \quad (2.37)$$

De cette équation, la force de traction est exprimée:

$$F_r^x = M \cdot \frac{R}{n} \dot{\omega}_{r(mot)} + F_R \quad (2.38)$$

L'équation dynamique de la rotation de chaque roue motrice (véhicule propulsé par deux roues) est donné par :

$$J_w \cdot \dot{\omega}_{(roue)} = C_t - R \cdot \frac{F_r^x}{2} \quad (2.39)$$

Substituons (2.38) dans (2.39) :

$$J_w \cdot \dot{\omega}_{(roue)} = C_t - \frac{R}{2} \cdot \left(M \cdot \frac{R}{n} \dot{\omega}_{r(mot)} + F_R \right) \quad (2.40)$$

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

$$C_t = \frac{J_w}{n} \dot{\omega}_{r(mot)} + \frac{R}{2} \cdot \left(M \cdot \frac{R}{n} \dot{\omega}_{r(mot)} + F_R \right) \quad (2.41)$$

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

$$J_m \dot{\omega}_{r(mot)} + f_m \omega_{r(mot)} = C_{em} - \frac{C_t}{n} \quad (2.42)$$

Substituons (2.41) dans (2.42) :

$$J_m \dot{\omega}_{r(mot)} + f_m \omega_{r(mot)} = C_{em} - \frac{J_w}{n^2} \dot{\omega}_{r(mot)} - \frac{R}{2} \cdot \left(M \cdot \frac{R}{n^2} \dot{\omega}_{r(mot)} + \frac{F_R}{n} \right)$$

$$\left(J_m + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{2n^2} \right) \dot{\omega}_{r(mot)} + f_m \omega_{r(mot)} = C_{em} - \frac{R}{2n} F_R \quad (2.43)$$

Enfin :

$$J_e \dot{\omega}_{r(mot)} + f_e \omega_{r(mot)} = C_{em} - C_{r(mot)} \quad (2.44)$$

Avec :

$$J_e = J_m + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{2n^2}; \quad f_e = f_m$$

Comme le véhicule est menu de deux moteurs séparés entrainants les deux roues arrière, la vitesse de chaque roue motrice est commandée indépendamment.

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{f_e}{J_e} x_1 + \frac{3}{2J_e} \left[p\Phi_f x_5 + p(L_d - L_q)x_3 x_5 \right] - \frac{1}{J_e} C_{r(mot_g)} \\ \dot{x}_2 = -\frac{f_e}{J_e} x_2 + \frac{3}{2J_e} \left[p\Phi_f x_6 + p(L_d - L_q)x_4 x_6 \right] - \frac{1}{J_e} C_{r(mot_d)} \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_d} x_3 + p \frac{L_q}{L_d} x_5 x_1 + \frac{1}{L_d} V_{d(mot_g)} \\ \dot{x}_4 = -\frac{R_s}{L_d} x_4 + p \frac{L_q}{L_d} x_6 x_2 + \frac{1}{L_d} V_{d(mot_d)} \\ \dot{x}_5 = -\frac{R_s}{L_q} x_5 - p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 - p\Phi_f x_1 + \frac{1}{L_q} V_{q(mot_g)} \\ \dot{x}_6 = -\frac{R_s}{L_q} x_6 - p \frac{L_d}{L_q} x_4 x_2 - p\Phi_f x_2 + \frac{1}{L_q} V_{q(mot_d)} \end{array} \right. \quad (2.45)$$

Avec

$$\omega_{r(mot_g)} = x_1, \quad \omega_{r(mot_d)} = x_2, \quad i_{d(mot_g)} = x_3, \quad i_{d(mot_d)} = x_4, \quad i_{q(mot_g)} = x_5, \quad i_{q(mot_d)} = x_6$$

Le modèle global du véhicule électrique est non linéaire multi variable et aussi couplé ce qui rend le dimensionnement de sa commande complexe.

Afin de pouvoir séparer la commande des deux moteurs couplée aux roues motrices, un différentiel électronique sera introduit dans la chaîne de commande. Ce dispositif électronique va remplacer le différentiel mécanique classique.

2.4. Le différentiel électronique

Le système considéré permet de développer un différentiel électronique de sorte que sur une trajectoire droite, les deux roues motrices roulent à la même vitesse. Si la trajectoire est courbée la différence des deux vitesses des roues assure la vitesse du véhicule. Dans ce cas et pour un angle de braquage donné, la vitesse de la roue à la position extérieur de la courbe devra être supérieure à celle de la roue à la position intérieure (Figure 2.10) [8].

Cet angle de braquage δ_f est en corrélation avec l'angle θ_v , appliqué par le conducteur sur le volant comme ceci [30]:

$$\delta_f = \frac{\theta_v}{N} = \frac{360}{N} n \quad (2.46)$$

Où

N : la démultiplication moyenne désirée de la direction.

n : le nombre de tours du volant effectué par le conducteur

Par conservation mécanique, On suppose :

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_f \quad (2.47)$$

Les vitesses linéaires au niveau des roues sont exprimées en fonction du rayon de courbure R_r et la largeur du véhicule d (distance inter-roues motrices) :

$$V_{(roue)g} = \left(\frac{R_r - d/2}{R_r} \right) v_r \quad (2.48)$$

$$V_{(roue)d} = \left(\frac{R_r + d/2}{R_r} \right) v_r \quad (2.49)$$

Aussi :

$$\frac{V_{(roue)g}}{R_3} = \frac{V_{(roue)d}}{R_4} = \frac{V_r}{R_r} \quad (2.50)$$

Où v_r 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 2.7 :

$$\tan(\delta) = \frac{L}{R_r} \quad (2.51)$$

Avec :

$$L = l_f + l_r \quad (2.52)$$

L est la longueur entre les deux trains avant et arrière.

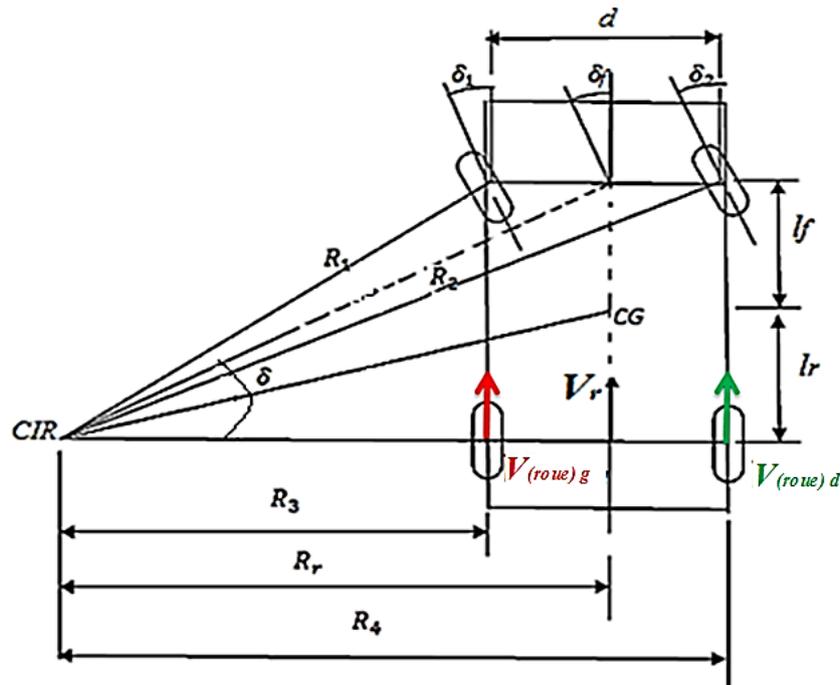


Figure 2. 10 : Modèle d'une trajectoire courbée [29]

D'où :

$$V_{(roue)g} = V - \left(\frac{\tan(\delta).d/2}{L} \right) V \quad (2.53)$$

$$V_{(roue)d} = V + \left(\frac{\tan(\delta).d/2}{L} \right) V \quad (2.54)$$

2.5. La commande vectorielle

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de BLASCHKE mais elle n'a pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques nouveaux, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

2.5.1. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP identique à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet le contrôle de flux de la machine avec la composante i_q du courant statorique. Tandis que, cette composante permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC [21].

Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure 2.11, où les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant i_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

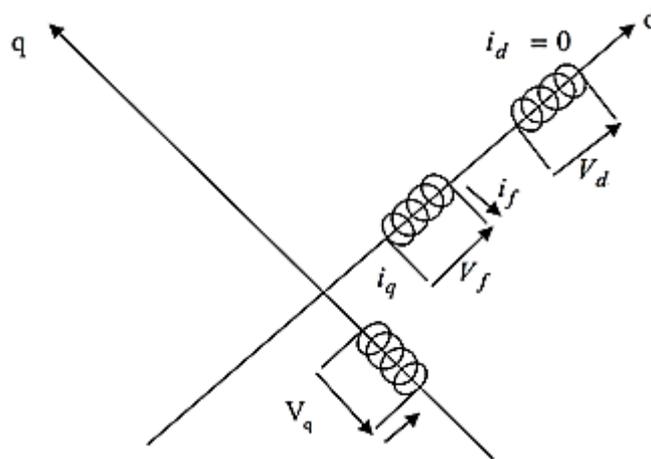


Figure 2. 11 : Commande par orientation du champ de la MSAP

Si le courant i_d est forcé à zéro :

$$\begin{cases} i_s = i_q \\ \Phi_f = l_f i_f \end{cases} \quad (2.55)$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de i_q car :

$$C_{em} = K.i_q \quad (2.56)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (2.57)$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple d'un moteur à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

La mise en œuvre de la commande vectorielle va être effectuée en réalisant une boucle de réglage

de courant i_d , maintenu à une valeur de référence nulle. Ce qui nécessite un découplage dans le cas d'une commande linéaire.

2.5.2. Le découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_d, i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $p\omega_r L_q i_q$ et $p\omega_r L_d i_d$:

$$\begin{cases} V_d = \left(R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = \left(R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + p\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.58)$$

Ce couplage peut être éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. Ce qui permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représentées dans la figure 2.12, telle que [24] :

Posons :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.59)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} e_d = p\omega_r L_q i_q \\ e_q = p\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.60)$$

Et

$$\begin{cases} V_{d1} = \left(R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) \\ V_{q1} = \left(R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) \end{cases} \quad (2.61)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (2.61) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R + sL_q} \end{cases} \quad (2.62)$$

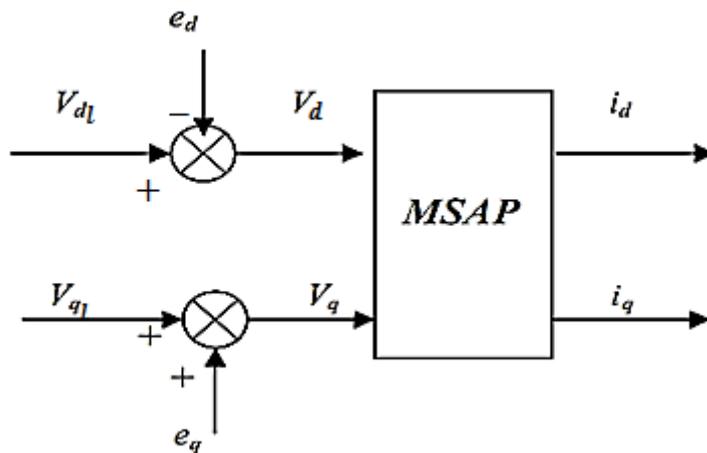


Figure 2. 12 : Schéma de compensation

2.6. Régulation de vitesse

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé et que i_d est maintenu nul, le schéma équivalent de la machine MSAP s'est réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé. Comme le moteur MSAP est couplé à la roue via le réducteur, le schéma bloc de l'ensemble (MSAP + réducteur + roue) est illustré sur la figure 2.13)

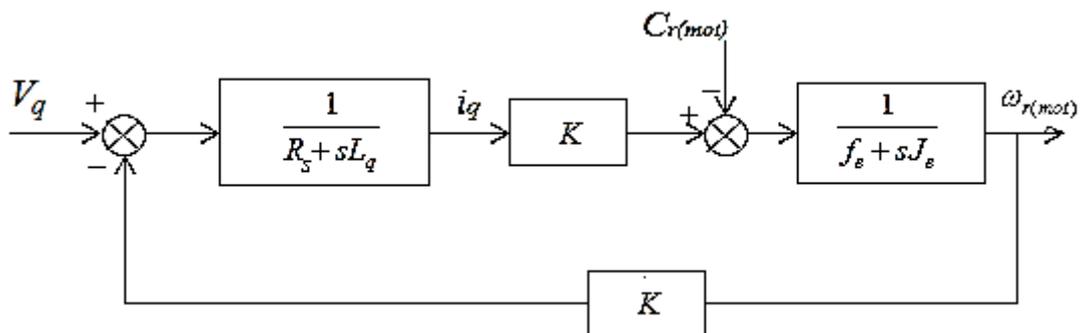


Figure 2. 13 : Schéma bloc du MSAP après orientation du champ couplé à la roue

2.6.1. Calcul des régulateurs de courant

Le schéma De commande des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure 2.14 suivante :

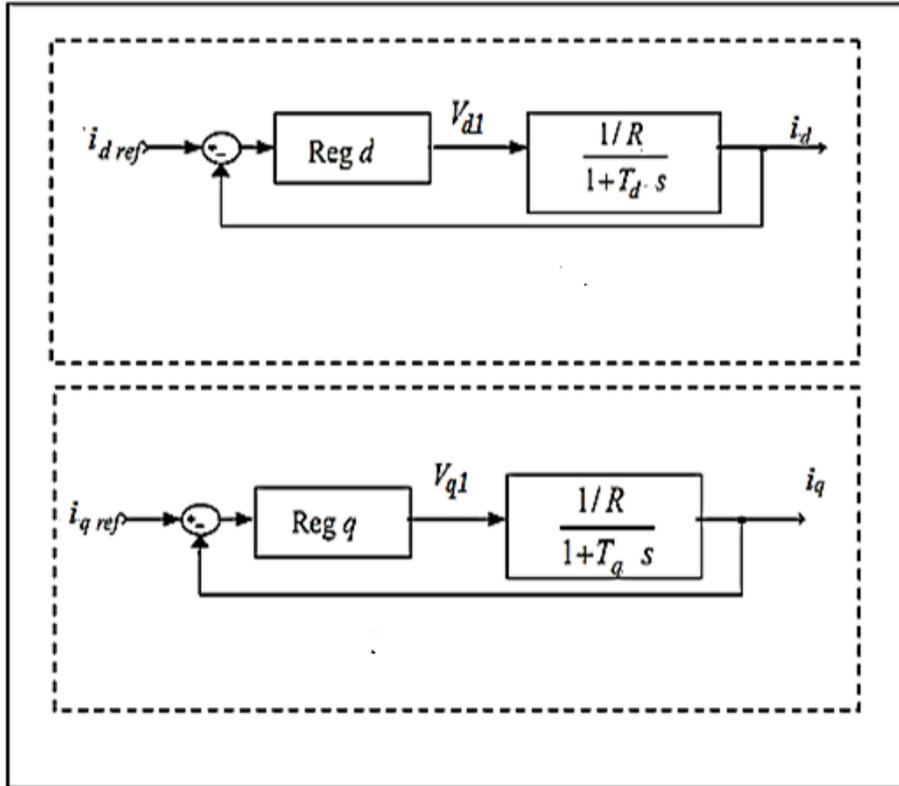


Figure 2. 14 : Commande des courants i_d et i_q en deux boucles indépendantes [21]

A partir des équations liées aux systèmes (2.62), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_d(s) = \frac{1}{1 + T_d s} = \frac{i_d}{V_{d1}} \\ F_q(s) = \frac{1}{1 + T_q s} = \frac{i_q}{V_{q1}} \end{cases} \quad (2.63)$$

Avec

$$\begin{cases} T_d = \frac{L_d}{R} \\ T_q = \frac{L_q}{R} \end{cases} \quad (2.64)$$

Les régulateurs ($\text{Re } g_d$) et ($\text{Re } g_q$) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\begin{cases} \text{Re } g_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \\ \text{Re } g_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \end{cases} \quad (2.65)$$

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$\begin{cases} FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \frac{1}{1 + T_d s} \frac{R}{1} \\ FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \frac{1}{1 + T_q s} \frac{R}{1} \end{cases} \quad (2.66)$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\begin{cases} \frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_q \end{cases} \quad (2.67)$$

Les fonctions de transfert en boucle fermé (FTBF) sont données par :

$$\begin{cases} FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{i_d}{i_{dref}} \\ FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{i_q}{i_{qref}} \end{cases} \quad (2.68)$$

Avec

$$\begin{cases} \tau_d = \frac{R}{K_{id}} \\ \tau_q = \frac{R}{K_{iq}} \end{cases} \quad (2.69)$$

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

2.6.2. Calcul de régulateur de vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

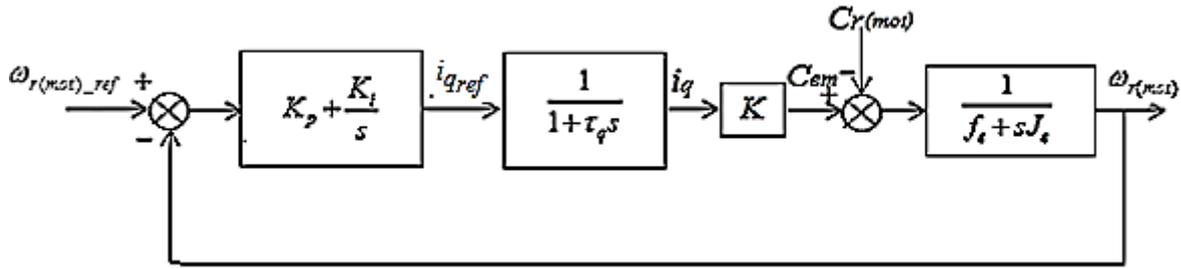


Figure 2. 15 : Régulation de vitesse

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

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

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (2.70)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) [24]:

$$FTBO_{\omega_r} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K}{(1 + \tau_d s)(J_e s + f_e)} \quad (2.71)$$

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

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

$$FTBF_{\omega_r} = \frac{\omega_{r(mot)}(s)}{\omega_{r(mot)_ref}(s)} = \frac{K(K_p s + K_i)}{J_e \tau_q s^3 + (J_e + f_e \tau_q) s^2 + (K \cdot K_p + f_e) s + K \cdot K_i} \quad (2.72)$$

Si on néglige $J_e \tau_q$ et $f_e \tau_q$ devant J_e , la $FTBF_{\omega_r}$ possèdera une dynamique de 2^{ème} ordre. Par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre, l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + 1 \quad (2.73)$$

$$\begin{cases} K_i = \frac{J_e \omega_0^2}{K} \\ K_p = \frac{2J_e \zeta \omega_0 - f_e}{K} \end{cases} \quad (2.74)$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système,

ζ : Facteur d'amortissement.

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement optimal égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties (elle est choisie : $\omega_0 = 100$ rad/s) à partir de la dynamique souhaitée.

La figure 2.16 représente le schéma global de la commande vectorielle de vitesse du véhicule électrique doté de deux moteurs synchrones à aimants permanents installés au train arrière du véhicule. La vitesse du véhicule n'est pas contrôlée directement mais elle est déduite de la vitesse moyenne des deux moteurs.

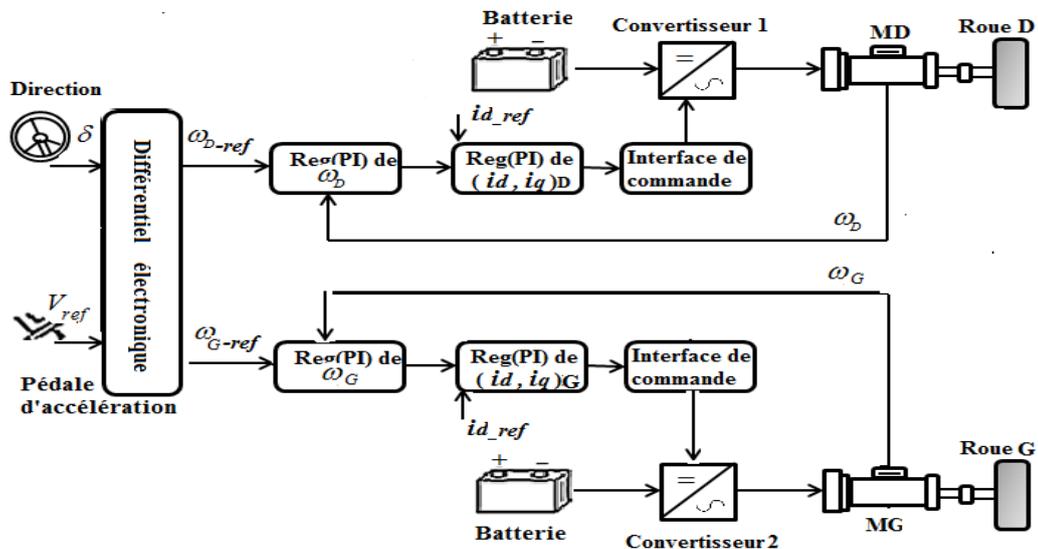


Figure 2. 16 : Le schéma global de la commande en vitesse du véhicule électrique

❖ Résultats de simulation

Pour tester Les performances des régulateurs PI synthétisés, on considère le schéma de régulation de vitesse présenté à la figure 2.16. La régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse. La propulsion du véhicule est assurée par deux moteurs montés en arrière sur les roues droites et gauches.

Test 1

Ce test traite le problème de la poursuite de trajectoire. On considère que le véhicule trace un chemin droit à une vitesse de référence fixée à 80km/h (échelon de vitesse) et à $t=7s$, une pente de 17° sera appliquée sur le profil de la route.

On remarque d'après la figure 2.17, que la vitesse du véhicule suit bien sa référence après un temps de réponse de 3,35s. Ce temps est dû essentiellement à la constante de temps mécanique du véhicule liée à sa masse. A l'instant de passage par la pente, la vitesse du véhicule s'éloigne faiblement de sa valeur de référence pour une durée de temps très courte.

La variation du couple électromagnétique a été aussi représentée. On peut noter que durant le démarrage, chaque moteur développe un couple maximal pour assurer la poursuite de trajectoire. Après 3,35s, c'est le régime permanent ; le véhicule a besoin d'un couple électromagnétique moins important qui compense le couple résistant total. A $t=7s$, chaque moteur déploie un couple plus important qui est nécessaire pour franchir la pente à la même vitesse imposée. La réponse du courant de quadrature prend la même allure que celle du couple électromagnétique ceci est dû à la commande vectorielle appliquée. Le courant direct est maintenu à zéro malgré l'apparition de quelques ondulations supplémentaires causées par la MLI.

Les tensions de commande ont été aussi représentées. On remarque que ces tensions présentent des harmoniques indésirables qui ont affecté les autres réponses tels que le couple et les courants. Le couple résistant dans ce cas provient de la résultante des forces de roulement des roues, et l'aérodynamique de véhicule. La force d'inclinaison s'ajoutera au calcul de ce couple à $t=7s$. A cause du réducteur choisi, le couple résistant reste toujours inférieur au couple transmissible (Figure 2.17).

Test 2

Dans le même contexte de poursuite de trajectoire, ce test est appliqué en supposant que le véhicule suit un chemin droit et passe ensuite par un virage à $t = 5.5s$. Avant le passage par le virage le chemin était droit; les vitesses des roues droite et gauche avaient la même valeur que la vitesse du véhicule. Au moment où le conducteur applique le braquage à droite, le différentiel électronique intervient de telle sorte que la vitesse de la roue qui se situe à l'extérieur du virage (ici c'est la roue gauche) devra être supérieure à celle de la roue à la position intérieure. Cela a pour but de passer le virage sans dérapage (Figure 2.18).

Les réponses du couple électromagnétique montrent que les moteurs des deux roues gauche et droite développent le même couple pour un chemin droit. Le braquage appliqué au moment du passage par un virage, cause une différence entre les deux réponses. Ceci est dû à la différence de vitesses entre les roues droite et gauche. Le moteur de la roue gauche développe un couple positif. Par contre, le moteur de la roue droite fonctionne en mode de freinage en développant un couple négatif. Ce mode de fonctionnement génère une énergie qui peut être récupérée par les batteries.

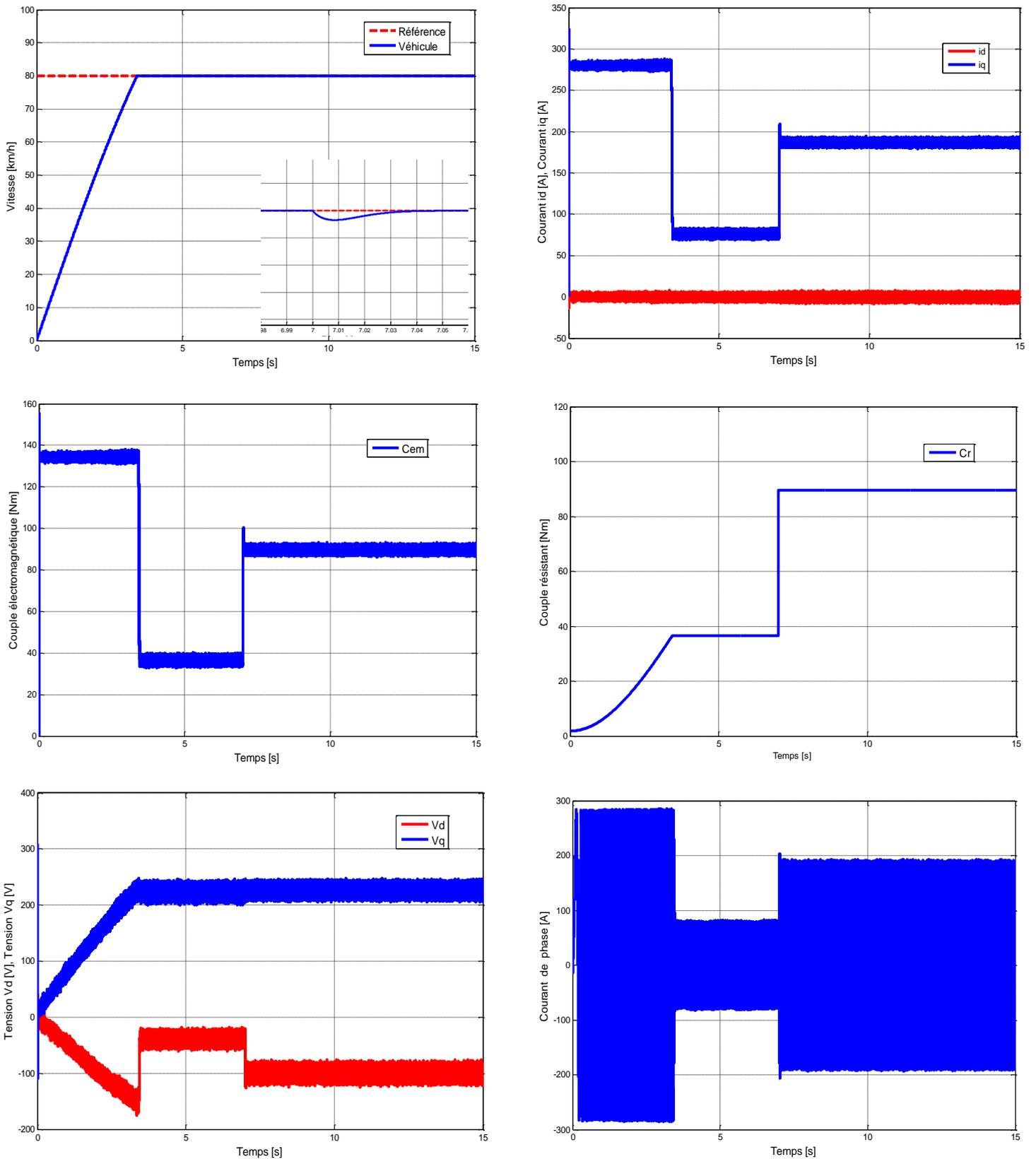


Figure 2. 17 : Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI

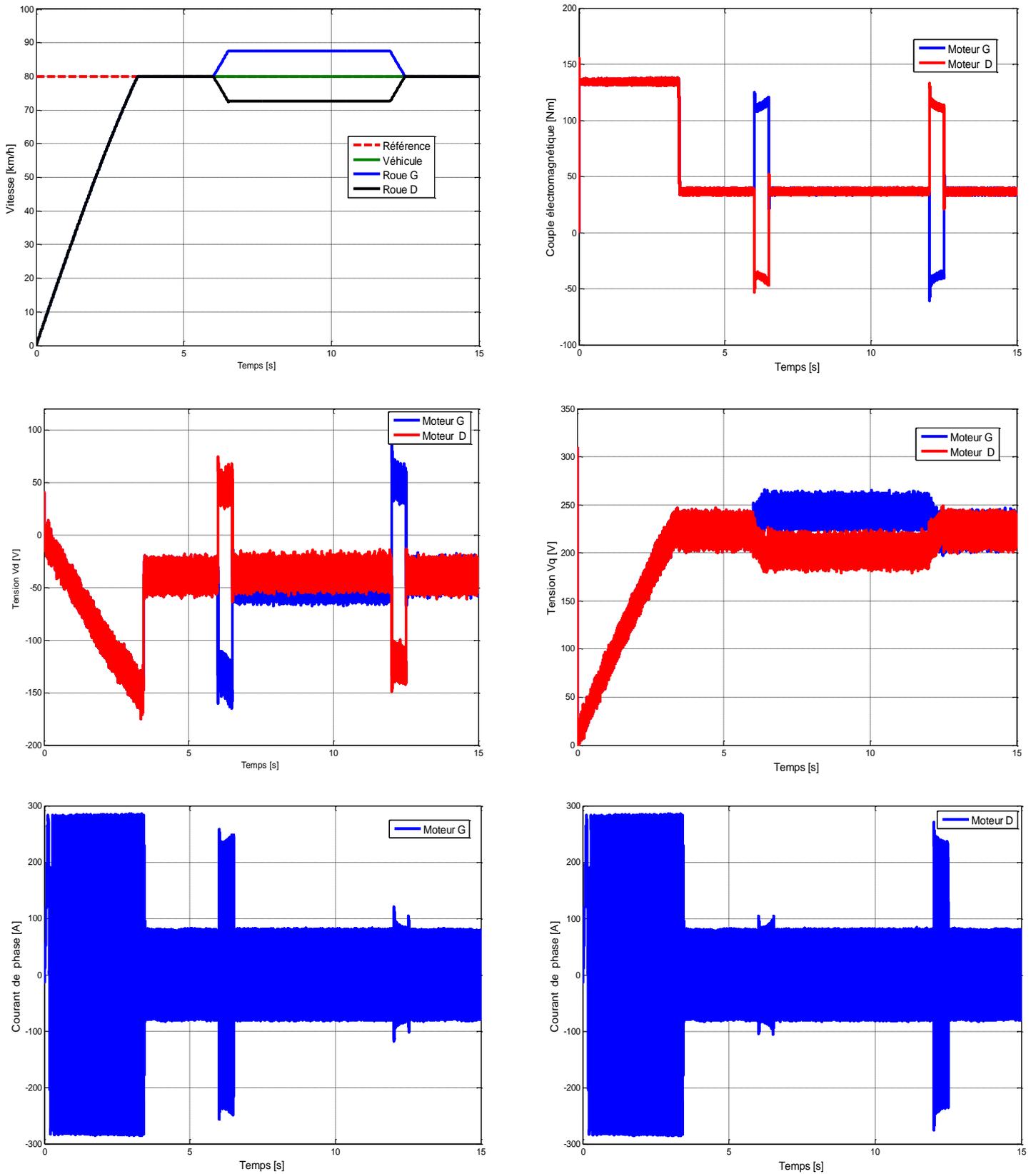


Figure 2. 18 : Test de passage par un virage avec réglage PI

Test 3

Ce test est appliqué pour vérifier la robustesse des régulateurs PI. Une première approche traite le cas du changement d'inertie global du véhicule. Sous les mêmes conditions du test 1, un changement d'inertie sera introduit en ajoutant une masse supplémentaire à la masse totale du véhicule (à $t=0$, une masse de 20% de la masse totale du véhicule est ajoutée).

Dans ce cas, le couple résistant est très important. La vitesse du véhicule rejoint sa référence mais après un retard plus important. Ce retard est dû au changement de la constante mécanique du véhicule et il apparaît clairement sur les autres réponses (Figure 2.19).

Ce test prouve que le régulateur PI a pu maintenir la vitesse à sa consigne malgré la variation de l'inertie global du véhicule et le passage par une pente à $t=7s$ avec un faible dépassement. Ce qui confirme sa robustesse en rejet de perturbations.

Test 4

Un autre test de robustesse vise le changement de la résistance de stator du moteur. Sous les mêmes conditions du test 1, une variation de la résistance statorique sera ajoutée (on augmente de la valeur de la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale).

On remarque que malgré le changement de la résistance statorique, le régulateur PI synthétisé maintient la vitesse du véhicule à sa référence imposée en présentant un petit dépassement et avec un léger retard (Figure 2.20). Également, Les autres grandeurs présentées n'ont pas eu de changement considérable sur leurs réponses.

2.7. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté la modélisation de la dynamique longitudinale d'un VE à partir d'une étude dynamique et une étude cinématique du véhicule. Aussi, nous avons développé la modélisation de motorisation électrique et le couplage entre les deux parties électrique et mécanique.

Une fois le modèle global est obtenu, nous avons simplifié le modèle de l'actionneur par utilisation de la commande vectorielle en maintenant le courant direct une référence nulle par un régulateur PI. Le modèle simplifié obtenu avec la partie mécanique constituent le modèle global simplifié du VE. Par suite, nous avons dimensionné le réglage de vitesse du VE. Les résultats de simulation ont montré des performances satisfaisantes (léger dépassement par rapport à la consigne), par contre la commande synthétisée est sensible par rapport aux variations de la charge et aux incertitudes sur les paramètres du véhicule.

La synthèse du réglage par des régulateur PI, a été effectuée après linéarisation du système en adoptant la technique du découplage par compensation. Cependant, le système réel est non linéaire et il est incertain.

Pour vérifier l'amélioration des performances telles que la rapidité et la précision par l'utilisation des commandes non linéaires, nous avons choisi dans le chapitre suivant la commande par mode glissant et la commande backstepping appliquées à la commande du VE.

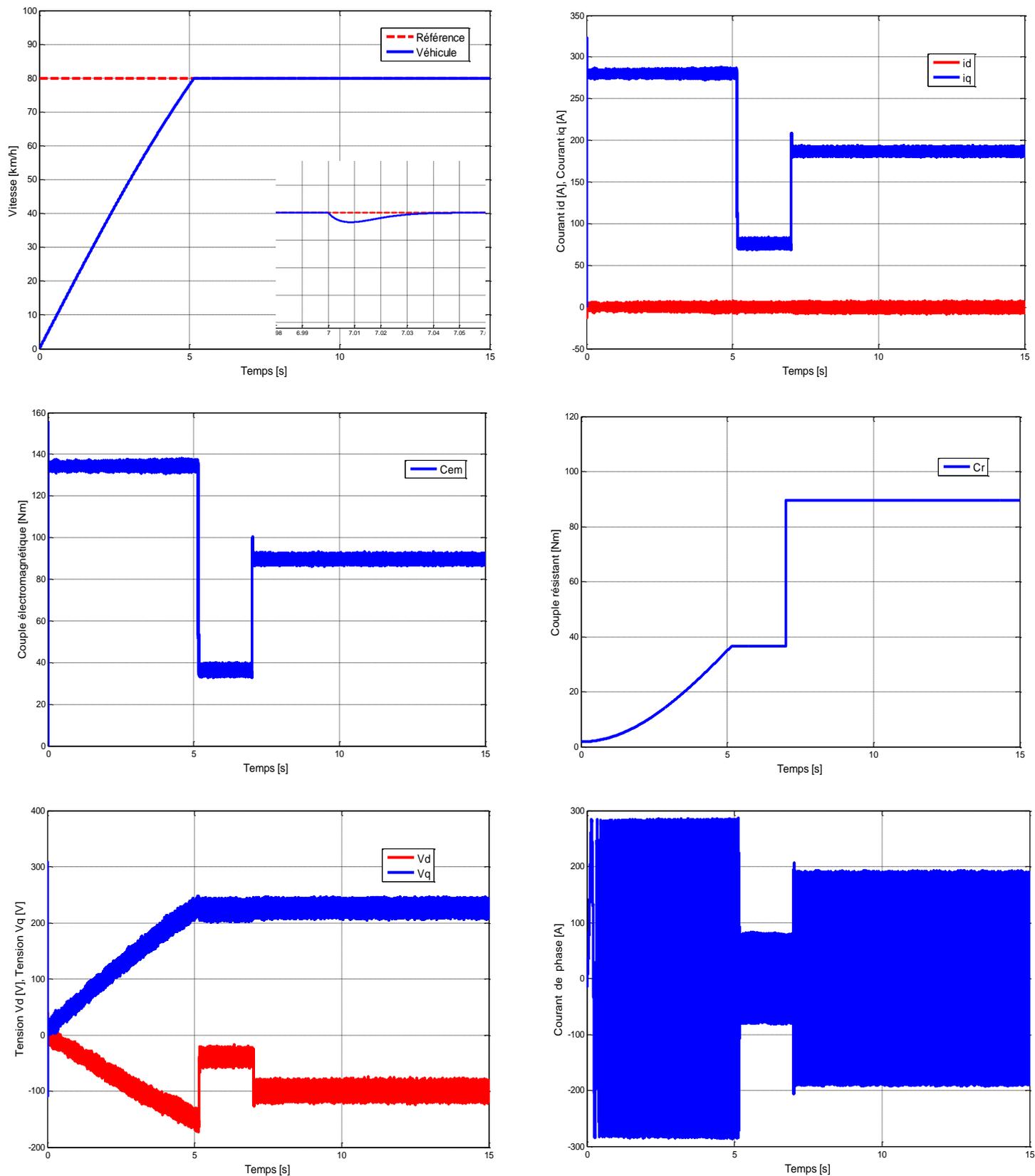


Figure 2. 19 : Test de variation de l'inertie globale avec réglage PI

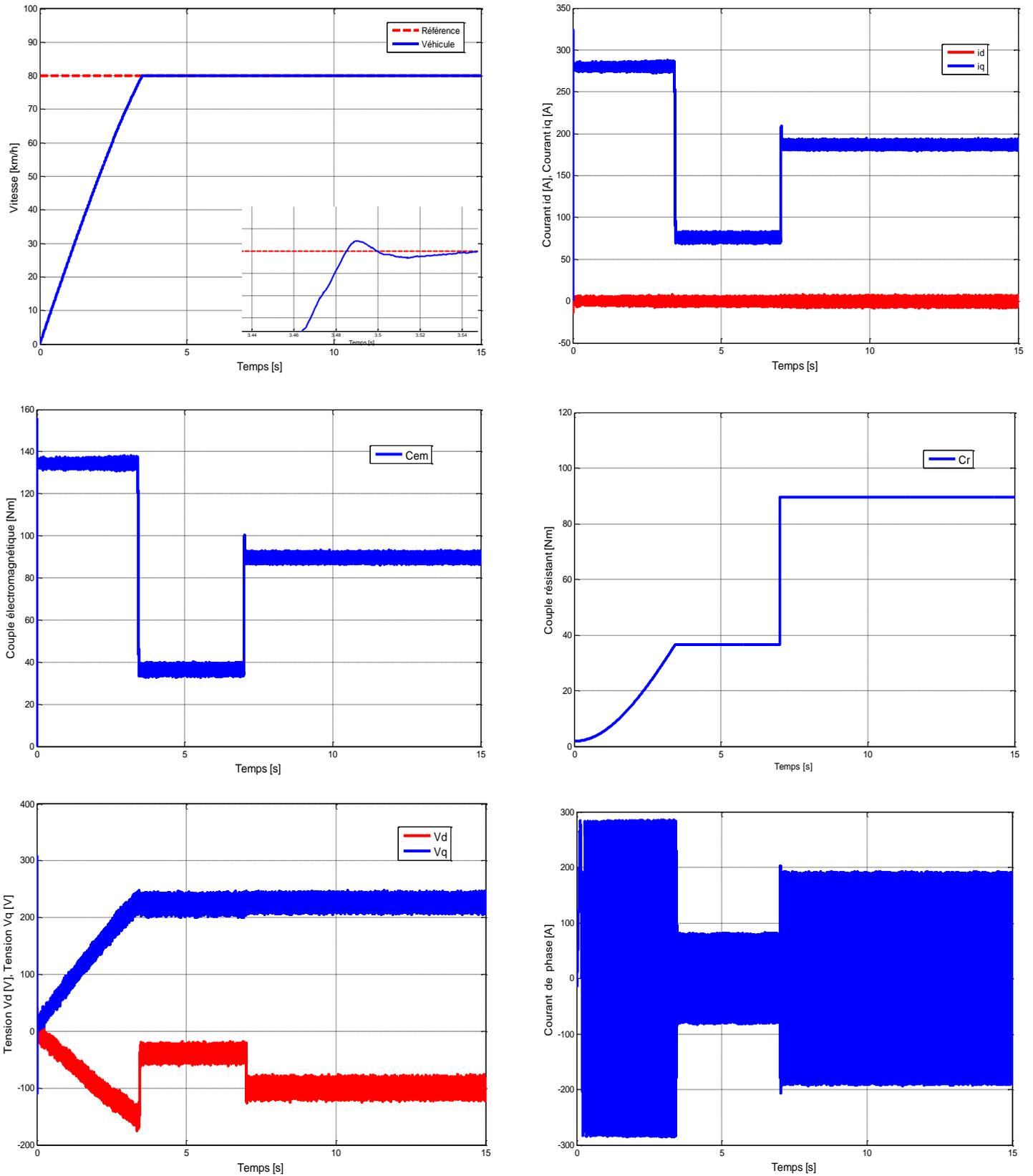


Figure 2. 20 : Test de variation de la résistance statorique avec réglage PI

CHAPITRE 3 :

COMMANDE NON LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

La commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants (telles que les machines électriques) par les lois de commandes classiques applicables aux systèmes linéaires peut être insuffisante car elles sont non robuste surtout lorsque les exigences sur la précision, la rapidité, rejet de perturbations et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. L'appel à des lois de commandes insensibles aux variations des paramètres, aux dynamiques négligées, aux perturbations et aux non linéarités intrinsèques du système s'avère nécessaire [31].

Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature dont on cite l'utilisation de la géométrie différentielle pour la linéarisation des systèmes, la commande basée sur la l'approche de la stabilité des systèmes par la théorie de Lyapunov, la commande à structure variable la commande adaptative etc...

Le réglage par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable, il est insensibles aux variations des paramètres, aux dynamiques négligées, aux perturbations et aux non linéarités intrinsèques du système. Cette commande dédiée au contrôle des systèmes non linéaires, est réputée pour ses qualités de robustesse mais aussi par ses contraintes imposées aux actionneurs. Cependant, le réglage de ce type de commande rend difficile son applicabilité dans l'industrie. Une extension aux modes glissants d'ordres supérieurs a commencé à lever ces difficultés d'applicabilité.

Aussi, la commande backstepping est une autre technique de commande non linéaire jugée robuste, la synthèse d'une telle commande se fait de manière systématique et basée sur la théorie de Lyapunov. Le backstepping présente une alternative prometteuse aux méthodes de contrôle des systèmes non linéaires, il combine le choix de la fonction de Lyapunov avec celui des lois de commande et d'adaptation. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

Dans ce chapitre deux stratégies de commande de systèmes non linéaires seront présentées : la commande par mode glissant et la commande backstepping :

- La théorie des modes glissant sera détaillée en premier en présentant son principe de de fonctionnement, sa conception et ses limitations. Une synthèse de cette commande pour l'asservissement de vitesse du VE sera présentée en appliquant deux algorithmes : commande d'ordre1 et commande Supertwisting. Les résultats de la simulation font l'objet d'une étude comparative entre ses deux algorithmes de la même stratégie de commande.
- La théorie de commande par Backstepping sera aussi développée. Puis, La procédure du backstepping sera modifiée en introduisant un terme intégral dans la conception du contrôleur backstepping. L'application de cette technique de commande pour le réglage de vitesse du VE sera introduite en examinant les deux cas : sans et avec introduction de l'action intégrale dans la loi de commande.

Enfin, des résultats de simulation représentant les réponses des variables d'états du système qui seront analysées. Par la suite, cette analyse illustrera la différence entre les deux stratégies de commande et définira ensuite la meilleure solution à adopter pour la commande en vitesse de notre système.

3.1. Commande par mode glissant

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique soit pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements réglés. Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement est devenue intéressante et attractive [32].

Le principe de la commande à modes glissants consiste à ramener la trajectoire d'état à évoluer vers une surface de glissement et la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'éléments de commutation discontinue. La surface considérée, correspondant aux dynamiques souhaitées, est alors désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du système atteint l'hyper-surface en un temps fini.

Cette commande a deux principaux avantages. Premièrement, le comportement dynamique du système au voisinage de la surface de glissement est essentiellement conditionné par cette dernière. On dit que le système est en régime glissant. Deuxièmement, ce comportement est non seulement robuste, mais aussi insensible aux incertitudes pour lesquelles la commande a été réglée [33].

3.1.1 Systèmes à structure variable

Le terme «système à structure variable» apparaît à cause de la structure particulière du système ou du régulateur utilisé où ils changent d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures [34].

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [35].

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

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

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

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes. Les circuits de conversion de l'énergie constituent un exemple pratique de système à structure variable. En effet, pour chaque changement d'état, le système est gouverné par un système d'équation différentielle [34].

3.1.2 Théorie des modes glissants

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

Considérons le système non linéaire suivant [36] :

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

Et l'hyper surface : $S(x) = 0$

f un champ de vecteur suffisamment différentiable.

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

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

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

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

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

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

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

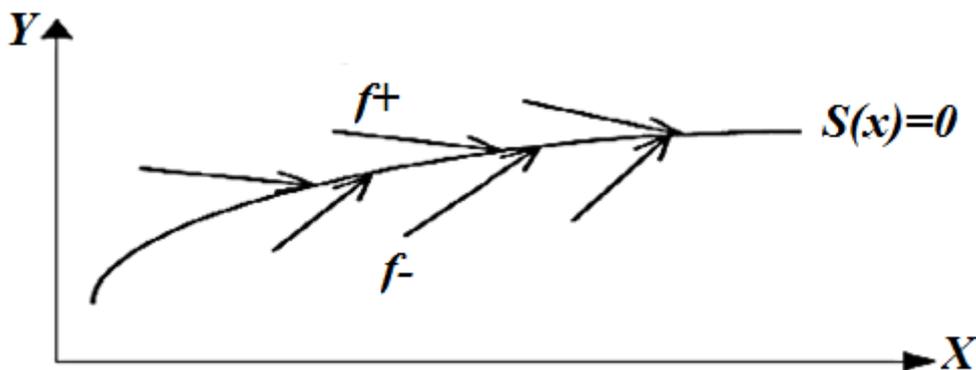


Figure 3. 1 : Trajectoire et surface pour le mode de glissement

Vu qu'en pratique, une commutation à fréquence infinie est irréalisable, le régime glissant s'effectuera dans un voisinage de $S(x, t) = 0$. Ceci permet de définir un régime de glissement réel.

3.1.2.1. Principe de la commande par mode glissant

La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (Figure 3.2) [32].

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC) durant lequel la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial et tend vers la surface de commutation $S(x) = 0$ caractérisé par le critère de convergence.
- Le mode glissant (sliding mode) durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement caractérisé par le choix de la surface de glissement.

Pour l'étude de comportement du système autour du point d'équilibre il est nécessaire d'ajouter un mode de régime permanent (MRP).

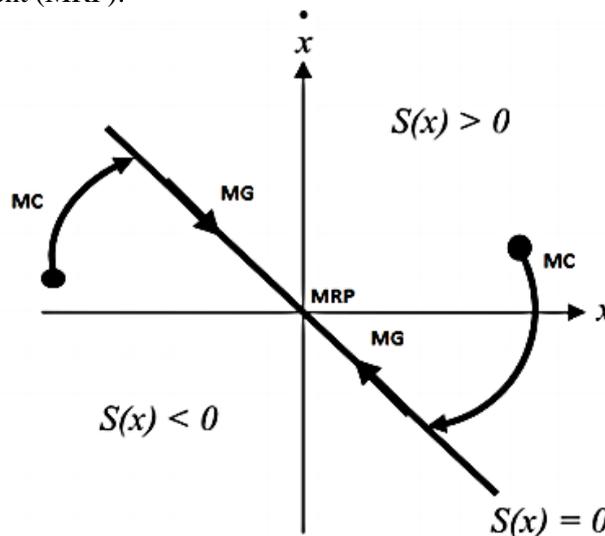


Figure 3. 2 : Principe des modes glissants

3.1.2.2. Conception de la commande par mode glissant

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique. Elle s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [37]:

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

a) Choix des surfaces de glissement

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

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

Il faut choisir ' m ' surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension ' m '. La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J.Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

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

Avec :

$e(x)$: écart de la variable à réguler.

λ : une constante positive qui interprète la bande passante de contrôle désirée.

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

$S(x)$ est une 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.

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre ' r ' [26] [38].

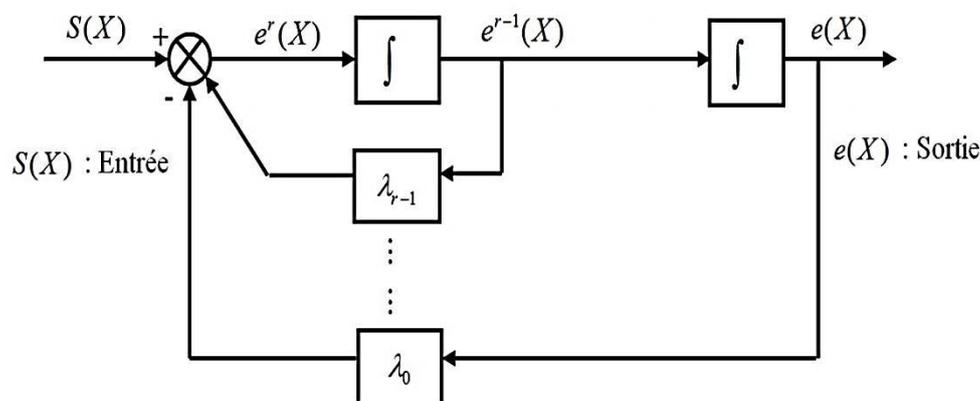


Figure 3. 3 : Linéarisation exacte de l'écart

La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon:

b) Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

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

— **Fonction directe de convergence**

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

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

— **Fonction de Lyapunov**

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

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

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

La dérivée de cette fonction est exprimée par :

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

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.10)$$

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

c) Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, 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 [32].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

La partie continue nous permet de réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur mode glissant comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte U_{eq} et une deuxième U_n dite stabilisante.

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.11)$$

U_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est 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 compenser les dynamiques indésirables. Cette commande est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

La commande discrète U_n est introduite pour satisfaire la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [39].

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min}

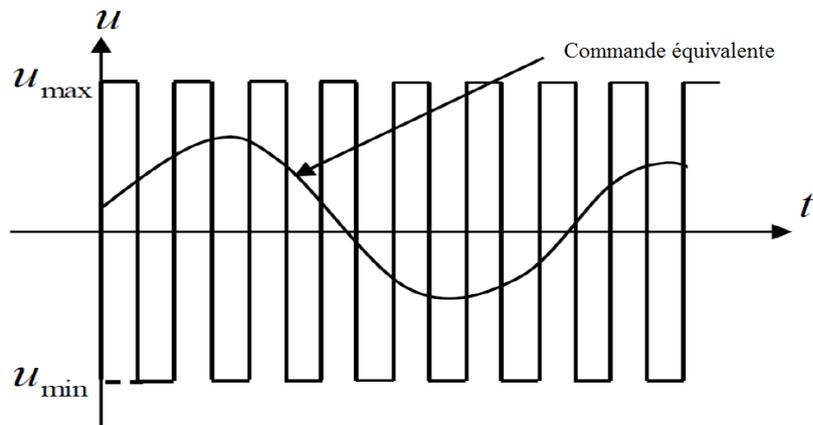


Figure 3. 4 : Représentation de la commande équivalente

Comme exemple d'application, on considère un système d'état défini par l'équation (3.5). Le but est de chercher une expression de la commande u .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (3.12)$$

Par substitution, nous obtenons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \left(f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t) \right) + \frac{dS}{dx} (g(x,t)u_n) \quad (3.13)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = -\left(\frac{dS}{dx} g(x,t)\right)^{-1} \left(\frac{dS}{dx} f(x,t)\right) \\ u_n = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

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

$$\frac{dS}{dx} g(x,t) \neq 0 \quad (3.15)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (3.14) dans l'équation (3.13), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} (g(x,t)u_n) \quad (3.16)$$

Et par la suite, la condition d'attractivité devient :

$$S(x) \frac{dS}{dx} (g(x,t)u_n) < 0 \quad (3.17)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{dS}{dx} (g(x,t))$. La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais (Figure 3.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.18)$$

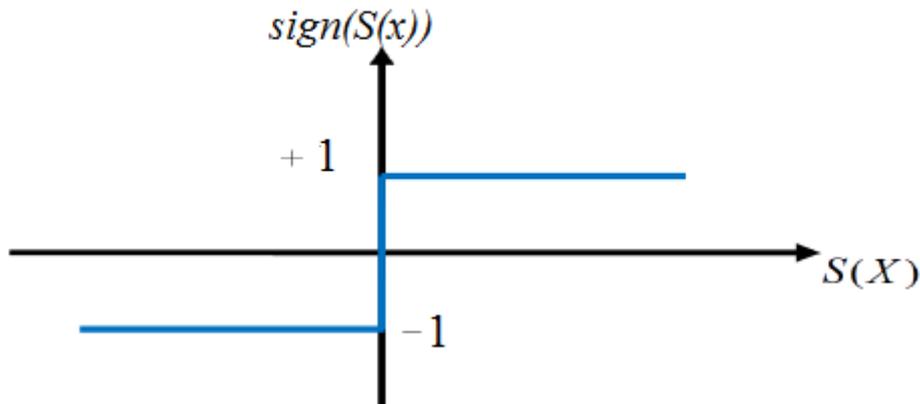


Figure 3.5 : La fonction 'sign'

Avec k est le gain de commande, choisi suffisamment grand pour compenser l'écart dynamique entre le système réel et de référence (donné par la surface de glissement), et les perturbations du

système [33].

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 en anglais) sur les réponses en régime permanent. La figure 3.6 représente le phénomène broutement (Chattering).

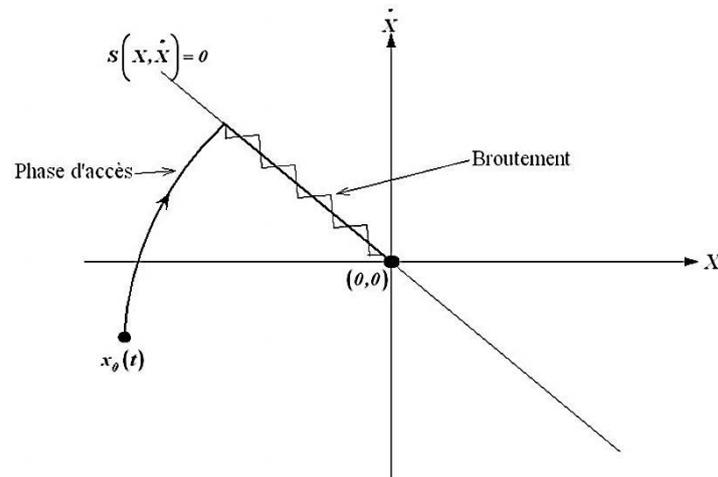


Figure 3. 6 : Phénomène broutement (réticence)

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

Sur des systèmes autres que mécaniques, les oscillations engendrées peuvent poser d'autres problèmes (réduction de précision, créations d'ondes électromagnétiques néfastes,...).

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de broutement, de nombreuses techniques ont été proposées. Parmi elles il y a la technique de La couche limite (boundary layer). Cette technique consiste à substituer la fonction 'sign' par une approximation à gain élevé au voisinage de S , et faire saturer la fonction à l'extérieur [32].

Dans ce cas, le régime glissant n'est plus dans S , mais au voisinage de celui-ci. Ce qui entraîne un régime pseudo-glissant. Cependant, cette méthode engendre un compromis entre le niveau de réduction de broutement et la conservation de robustesse. Parmi les fonctions utilisées on cite: la fonction 'saturation' (Figure 3.7) et la fonction tangente hyperbolique (Figure 3.8).

— Fonction saturation(Sat)

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

$$\begin{cases} \text{Sat}(S(x)) = 1 & \text{si } S(x) > \xi \\ \text{Sat}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < -\xi \\ \text{Sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\xi} & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (3.19)$$

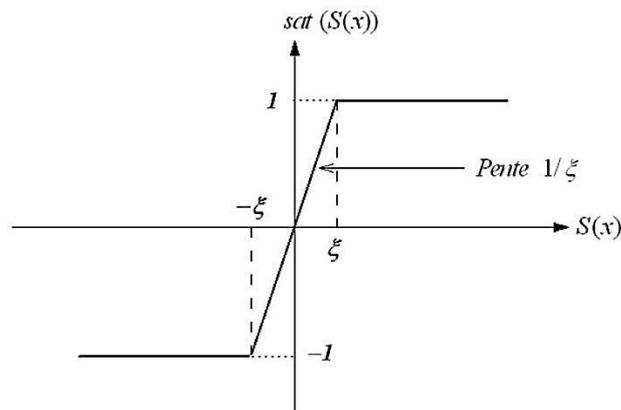


Figure 3. 7 : Fonction de saturation [32]

ξ est un seuil

— **Fonction smooth** : C'est une fonction de classe C^1 .

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.20)$$

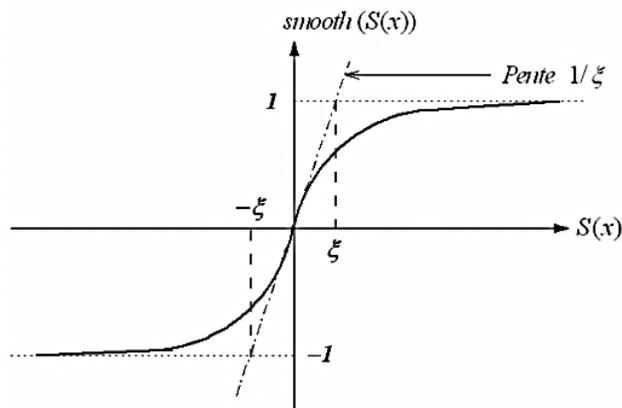


Figure 3. 8 : Fonction smooth

D'autres techniques sont proposées pour limiter ce phénomène dont on cite [34]:

- Commande adoucie avec seuil
- Commande continue avec composante intégrale
- Commande continue avec logique flou

- L'utilisation d'une surface augmentée (super-Twisting)

3.1.3 Les modes glissants d'ordre supérieurs

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduit par Emel'yanov et Levantovsky .Ils représentent une extension des modes glissants d'ordre 1 à un degré plus élevé .Cette généralisation conserve la principale caractéristique en terme de robustesse que celle des modes glissants classiques .Ils permettent aussi de réduire leur principal inconvénient : l'effet de broutement au voisinage de la surface de glissement [33].

L'extension des modes glissants d'ordre un aux modes glissants d'ordre supérieur est caractérisée par le déplacement du problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un.

3.1.3.1. Principe de fonctionnement

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement soit en \dot{S} . Un régime glissant d'ordre r (noté r-glissant) agit sur la surface et ses $(r-1)$ premières dérivées successives par rapport au temps. L'objectif est de forcer le système à évoluer non seulement sur la surface mais aussi sur ses $(r-1)$ premières dérivées successives et à maintenir l'ensemble de glissement à zéro [24], [33], [40] :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (3.21)$$

r : est le degré relatif du système.

Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S .

$$\begin{aligned} r = 1 & \quad , \text{c.à.d.}, \frac{d}{du} \dot{S} \neq 0 \\ r \geq 2 & \quad , \text{c.à.d.}, \frac{d}{du} S^i = 0 \quad (i = 1, \dots, r-1), \frac{d}{du} S^r \neq 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes r-glissant est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Donc les fonctions $(S, \dot{S}, \ddot{S}, \dots, S^{(r-1)})$ sont nécessaires. Une bonne solution à ce problème est les modes glissants du second ordre, Twisting et Super Twisting, qui n'ont besoin que de S comme information d'entrée [33].

3.1.3.2. Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but de ce type de contrôleurs est de générer un régime glissant du second ordre sur une surface S par l'annulation de S elle-même ainsi que de sa dérivée \dot{S} en un temps fini ($S = \dot{S} = 0$). La caractéristique principale de cette stratégie est que la partie discontinue apparaît sur la dérivée de la commande \dot{u} [33] .

Finalement, lorsque l'on fait le calcul de la commande du système $u = \int \dot{u}$, elle devient continue limitant ainsi le phénomène de réticence.

3.1.3.3. Algorithme de Super-Twisting

L'algorithme du Super-Twisting est parmi les algorithmes de modes glissants d'ordre deux les plus utilisés. Il est applicable aux systèmes de degré relatif égal à 1. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990. Cet algorithme nécessite uniquement l'information sur S et entraîne l'annulation de celle-ci et \dot{S} en un temps fini [33], [41].

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

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.23)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \operatorname{sgn}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (3.24)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda_1 |S_0|^{\rho_1} \operatorname{sgn}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda_1 |S_0|^{\rho_2} \operatorname{sgn}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (3.25)$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont :

$$\begin{cases} W > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ \lambda_1^2 \geq \frac{4\phi\Gamma_m(W + \phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(W - \phi)}, \\ 0 < \rho_1 \leq 0.5 \end{cases} \quad (3.26)$$

W, ϕ, Γ_m sont des constants positifs.

Ce contrôleur peut être simplifié si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par [41]:

$$\begin{cases} \dot{u} = -\lambda_1 |S|^{1/2} \operatorname{sgn}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -W \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (3.27)$$

La trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase (S, \dot{S}) est donnée dans la figure (3.9), et on

montre que les intersections consécutives de celle-ci avec les axes du plan (S, \dot{S}) évoluent tout en se rapprochant de l'origine qui est atteinte en temps fini.

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

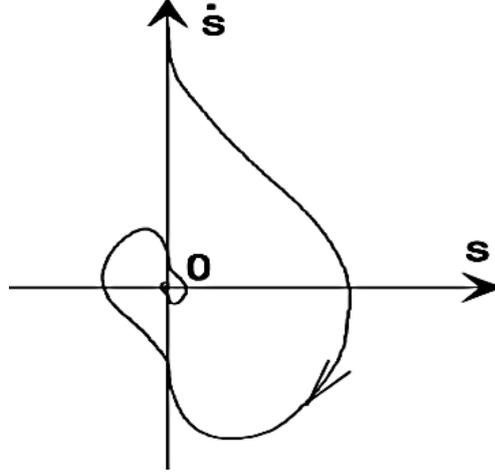


Figure 3. 9 : Convergences de l'algorithme Super Twisting

3.1.4. 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:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{f_e}{J_e} x_1 + \frac{3}{2J_e} [\Phi_f x_5 + p(L_d - L_q)x_3 x_5] - \frac{1}{J_e} C_{r(mot_g)} \\ \dot{x}_2 = -\frac{f_e}{J_e} x_2 + \frac{3}{2J_e} [\Phi_f x_6 + p(L_d - L_q)x_4 x_6] - \frac{1}{J_e} C_{r(mot_d)} \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_d} x_3 + p \frac{L_q}{L_d} x_5 x_1 + \frac{1}{L_d} V_{d(mot_g)} \\ \dot{x}_4 = -\frac{R_s}{L_d} x_4 + p \frac{L_q}{L_d} x_6 x_2 + \frac{1}{L_d} V_{d(mot_d)} \\ \dot{x}_5 = -\frac{R_s}{L_q} x_5 - p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 - \frac{p\Phi_f}{L_q} x_1 + \frac{1}{L_q} V_{q(mot_g)} \\ \dot{x}_6 = -\frac{R_s}{L_q} x_6 - p \frac{L_d}{L_q} x_4 x_2 - \frac{p\Phi_f}{L_q} x_2 + \frac{1}{L_q} V_{q(mot_d)} \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Où

$$\omega_{r(mot_g)} = x_1, \quad \omega_{r(mot_d)} = x_2, \quad i_{d(mot_g)} = x_3, \quad i_{d(mot_d)} = x_4, \quad i_{q(mot_g)} = x_5, \quad i_{q(mot_d)} = x_6$$

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

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

3.1.4.1. Boucle de régulation de vitesse

Cette boucle de régulation impose une référence de vitesse x_{1_ref} et génère une commande virtuelle du courant x_5 appelée x_{5_ref} . La surface de glissement dans ce cas est une simple erreur de vitesse telle que :

$$S(x_1) = x_{1_ref} - x_1 \quad (3.29)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(x_1) = \dot{x}_{1_ref} - \dot{x}_1 \quad (3.30)$$

Substituons l'expression de \dot{x}_1 dans l'équation (3.30) :

$$\begin{cases} \dot{S}(x_1) = \dot{x}_{1_ref} + \frac{f_e}{J_e} x_1 - \frac{3}{2J_e} \left[p\Phi_f x_5 + p(L_d - L_q)x_3 x_5 \right] + \frac{1}{J_e} C_{r(mot_g)} \\ x_{5_ref} = x_{5(eq)} + x_{5(n)} \end{cases} \quad (3.31)$$

La commande vectorielle impose $x_3 = 0$

Durant le mode de glissement $\dot{S}(x_1) = 0$ et $x_{5(n)} = 0$

Par la suite :

$$x_{5(eq)} = \frac{J_e}{3} \frac{\dot{x}_{1_ref}}{p \cdot \Phi_f} + \frac{f_e}{3} \frac{x_1}{p \cdot \Phi_f} + \frac{1}{3} \frac{C_{r(mot_g)}}{p \cdot \Phi_f} \quad (3.32)$$

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

$$\dot{V}_\Omega = S(x_1) \dot{S}(x_1) < 0 \quad (3.33)$$

Si on remplace l'équation (3.32) dans (3.31), on obtient :

$$\dot{S}(x_1) = - \left[\frac{3}{2} p \cdot \Phi_f \right] x_{5(n)} \quad (3.34)$$

Alors :

$$x_{5(n)} = k_1 \cdot \text{sign}(S(x_1)) \quad (3.35)$$

Avec k_1 : Réel positif.

Enfin :

$$x_{5_ref} = \frac{J_e}{\frac{3}{2} p \cdot \Phi_f} \dot{x}_{1_ref} + \frac{f_e}{\frac{3}{2} p \cdot \Phi_f} x_1 + \frac{1}{\frac{3}{2} p \cdot \Phi_f} C_{r(mot_g)} + k_1 \cdot \text{sign}(S(x_1)) \quad (3.36)$$

3.1.4.2. Boucle de régulation de courant i_q

Cette boucle de régulation impose une référence de courant x_{5_ref} et génère une commande de tension $V_{q(mot_g)}$.

$$S(x_5) = x_{5_ref} - x_5 \quad (3.37)$$

$$\dot{S}(x_5) = \dot{x}_{5_ref} - \dot{x}_5 \quad (3.38)$$

Substituons l'expression de \dot{x}_5 dans l'équation (3.37) :

$$\dot{S}(x_5) = \dot{x}_{5_ref} + \frac{R_s}{L_q} x_5 + p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 + \frac{p \Phi_f}{L_q} x_1 - \frac{1}{L_q} V_{q(mot_g)} \quad (3.39)$$

Durant le mode de glissement : $\dot{S}(x_5) = 0$

Donc :

$$V_{q(mot_g)(eq)} = L_q \dot{x}_{5_ref} + R_s x_5 + p L_d x_3 x_1 + p \Phi_f x_1 \quad (3.40)$$

Durant le mode de convergence :

$$V_{q(mot_g)(n)} = k_2 \cdot \text{sign}(S(x_5)) \quad (3.41)$$

Donc :

$$V_{q(mot_g)} = L_q \dot{x}_{5_ref} + R_s x_5 + p L_d x_3 x_1 + p \Phi_f x_1 + k_2 \cdot \text{sign}(S(x_5)) \quad (3.42)$$

k_2 : Réel positif

3.1.4.3. Boucle de régulation de courant i_d

Cette boucle de régulation impose une référence de courant x_{3_ref} et génère une commande de tension $V_{d(mot_g)}$.

$$S(x_3) = x_{3_ref} - x_3 \quad (3.43)$$

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

$$\dot{S}(x_3) = \dot{x}_{3_ref} - \dot{x}_3 \quad (3.44)$$

Substituons l'expression de \dot{x}_3 dans l'équation (3.43) :

$$\dot{S}(x_3) = \dot{x}_{3_ref} + \frac{R_s}{L_d} x_3 - p \frac{L_q}{L_d} x_5 x_1 - \frac{1}{L_d} V_{d(mot_g)} \quad (3.45)$$

Par la suite

$$V_{d(mot_g)(eq)} = L_d \dot{x}_{3_ref} + R_s x_3 - p L_q x_5 x_1 \quad (3.46)$$

Et

$$V_{d(mot_g)(n)} = k_3 \cdot \text{sign}(S(x_3)) \quad (3.47)$$

k_3 Réel positif.

Loi de commande globale s'écrit :

$$V_{d(mot_g)} = L_d \dot{x}_{3_ref} + R_s x_3 - p L_q x_5 x_1 + k_3 \cdot \text{sign}(S(x_3)) \quad (3.48)$$

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

3.1.5.1. Boucle de régulation de vitesse

Cette boucle de régulation impose une référence de vitesse x_{1_ref} et génère une commande du courant notée x_{5_ref} . En utilisant la même surface de vitesse utilisée pour le réglage par mode glissant classique ($S(x_1) = x_{1_ref} - x_1$), c'est la loi de commande qui change. L'équation (3.36) devient :

$$\begin{aligned} x_{5_ref} &= -k_{p1} |s(x_1)|^{1/2} \text{sgn}(s(x_1)) + x_{5_ref(1)} \\ \frac{dx_{5_ref(1)}}{dt} &= -k_{i1} \text{sgn}(s(x_1)) \end{aligned} \quad (3.49)$$

k_{p1}, k_{i1} : réels positifs

3.1.5.2. Boucle de régulation de courant i_q

Cette boucle de régulation impose une référence de courant x_{5_ref} et génère une commande de tension $V_{q(mot_g)}$.

Le régulateur STSM du courant de quadrature est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} V_{q(mot_g)} &= -k_{p_2} |s(x_5)|^{1/2} \operatorname{sgn}(s(x_5)) + V_{q(mot_g)(1)} \\ \frac{dV_{q(mot_g)(1)}}{dt} &= -k_{i_2} \operatorname{sgn}(s(x_5)) \end{aligned} \quad (3.50)$$

Avec

k_{p_2}, k_{i_2} : réels positifs.

3.1.5.3. Boucle de régulation de courant i_d

Cette boucle de régulation impose une référence de courant x_{3_ref} et génère une commande de tension $V_{d(mot_g)}$.

Le régulateur STSM du courant direct vaut :

$$\begin{aligned} V_{d(mot_g)} &= -k_{p_3} |s(x_3)|^{1/2} \operatorname{sgn}(s(x_3)) + V_{d(mot_g)(1)} \\ \frac{dV_{d(mot_g)(1)}}{dt} &= -k_{i_3} \operatorname{sgn}(s(x_3)) \end{aligned} \quad (3.51)$$

Avec

k_{p_3}, k_{i_3} : réels positifs.

3.1.6. Résultats de simulation

Le schéma de la structure de commande proposée pour la propulsion du véhicule dans cette partie est semblable à ce qui est utilisé pour la commande classique. L'intégration des régulateurs de type mode glissant dans la chaîne de commande est directe et ne nécessite pas l'utilisation du découplage.

Les conditions de simulation envisagées dans ce chapitre sont similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent. On procède toujours à un échelon comme une consigne de vitesse. Les tests de simulations appliqués ont pour but de caractériser ce modèle et montrer la robustesse du régulateur choisi.

a) Tests du réglage par mode glissant classique

Les tests sont effectués sous les mêmes conditions de simulation des tests précédents. A la place des régulateurs de type PI, c'est le régulateur MG d'ordre 1 qui sera adopté pour l'ensemble des tests suivants. Pour la loi de commande, nous avons utilisé : $k_1 = 500$, $k_2 = 200$, $k_3 = 5$ (gains déterminés par la méthode essai-erreur) et les paramètres nominaux du véhicule (voir la Annexe).

Test1

Ce test est réalisé en supposant que le véhicule suit une trajectoire droite et passe à $t=7s$ par une pente. On remarque sur la réponse en vitesse (Figure 3.10) qu'il y a un bon suivi de consigne malgré le changement du profil de la route ce qui confirme la robustesse du régulateur MG.

Sur les autres réponses on aperçoit des oscillations qui sont dues au phénomène de réticence (liée à loi de commandes) et de la commutation de l'onduleur.

Test2

Ce test vérifie le cas du passage du véhicule par un virage. On observe sur la figure 3.11 que les vitesses des roues droites et gauches se diffèrent lors du braquage à droite, ce qui nécessite un couple important pour la roue gauche et couple de freinage pour la roue droite. On remarque aussi l'apparition des oscillations qui peuvent dégrader les performances des moteurs.

Test 3

C'est le changement d'inertie qui est rajouté dans ce test (par rapport au test 1). Malgré les perturbations intérieures (incertitudes sur l'inertie) et les perturbations extérieures (pente à gravir), la vitesse du véhicule reste maintenue constante à sa référence choisie. Mais cela a nécessité un temps de réponse assez important et un couple moteur considérable (Figure 3.12).

b) Tests du réglage par régulateur Supertwisting

Les mêmes tests du réglage par mode glissant ont été repris en changeant juste la loi de commande classique par l'algorithme de Supertwisting. Pour la loi de commande supertwisting, nous avons utilisé : $k_{p1} = 2000$, $k_{i1} = 100$, $k_{p2} = 5$, $k_{i2} = 2000$, $k_{p3} = 10$, $k_{i3} = 100$ (gains trouvés à l'aide de la méthode essai-erreur).

Les réponses de ces tests montrent que les régulateur Supertwisting et mode glissant sont robustes. L'avantage du Supertwisting par rapport à un régulateur MG d'ordre 1 est la réduction du broutement sur les réponses présentées. Ce qui conserve les performances des moteurs durant le fonctionnement (Figures (3.13), (3.14), (3.15)).

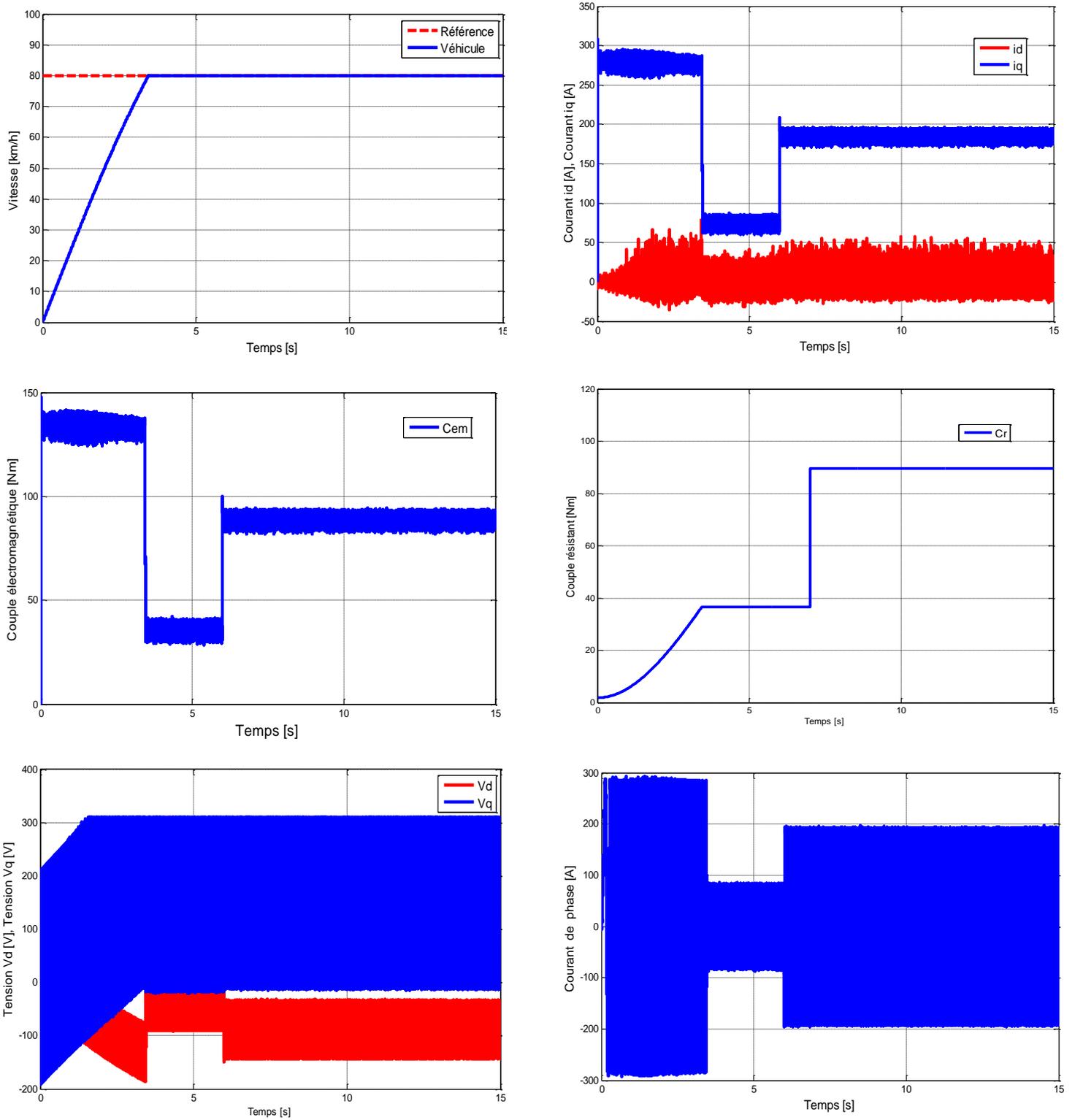


Figure 3. 10 : Test de poursuite de trajectoire avec réglage par MG

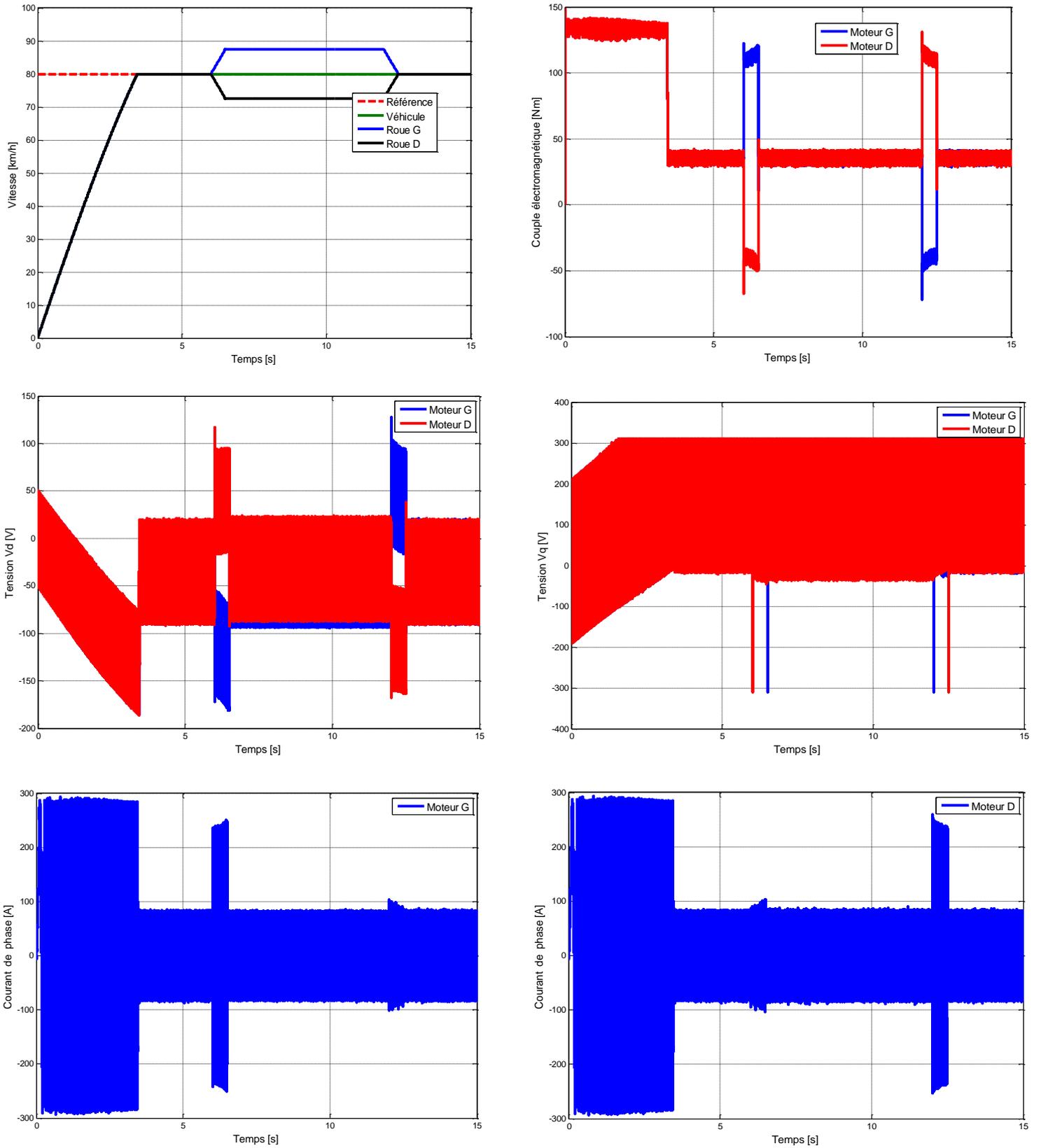


Figure 3. 11 : Test passage par un virage avec réglage par MG

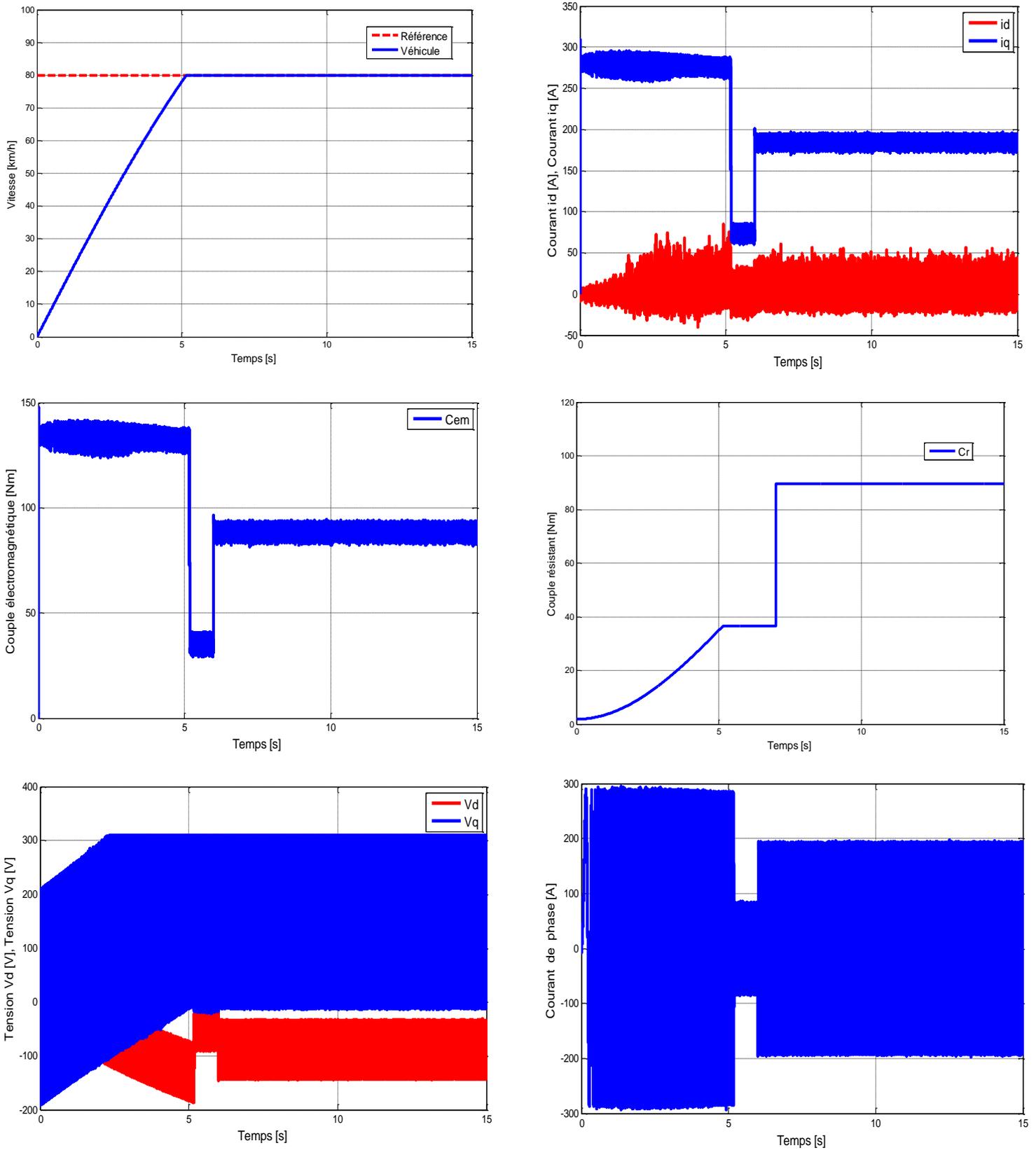


Figure 3. 12 : Test de variation de l'inertie total avec réglage par MG

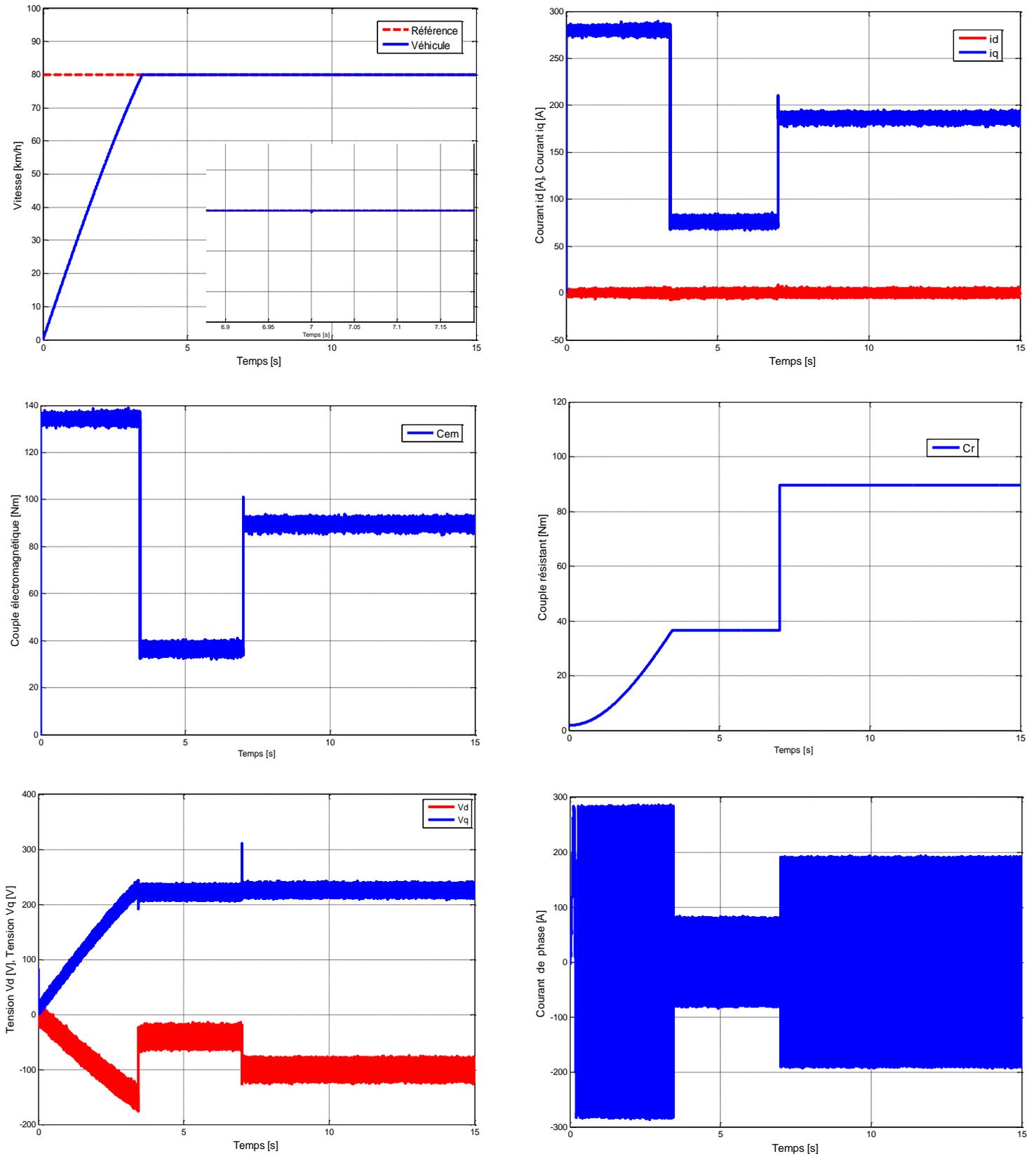


Figure 3. 13 : Test de poursuite de trajectoire avec réglage par Supertwsting

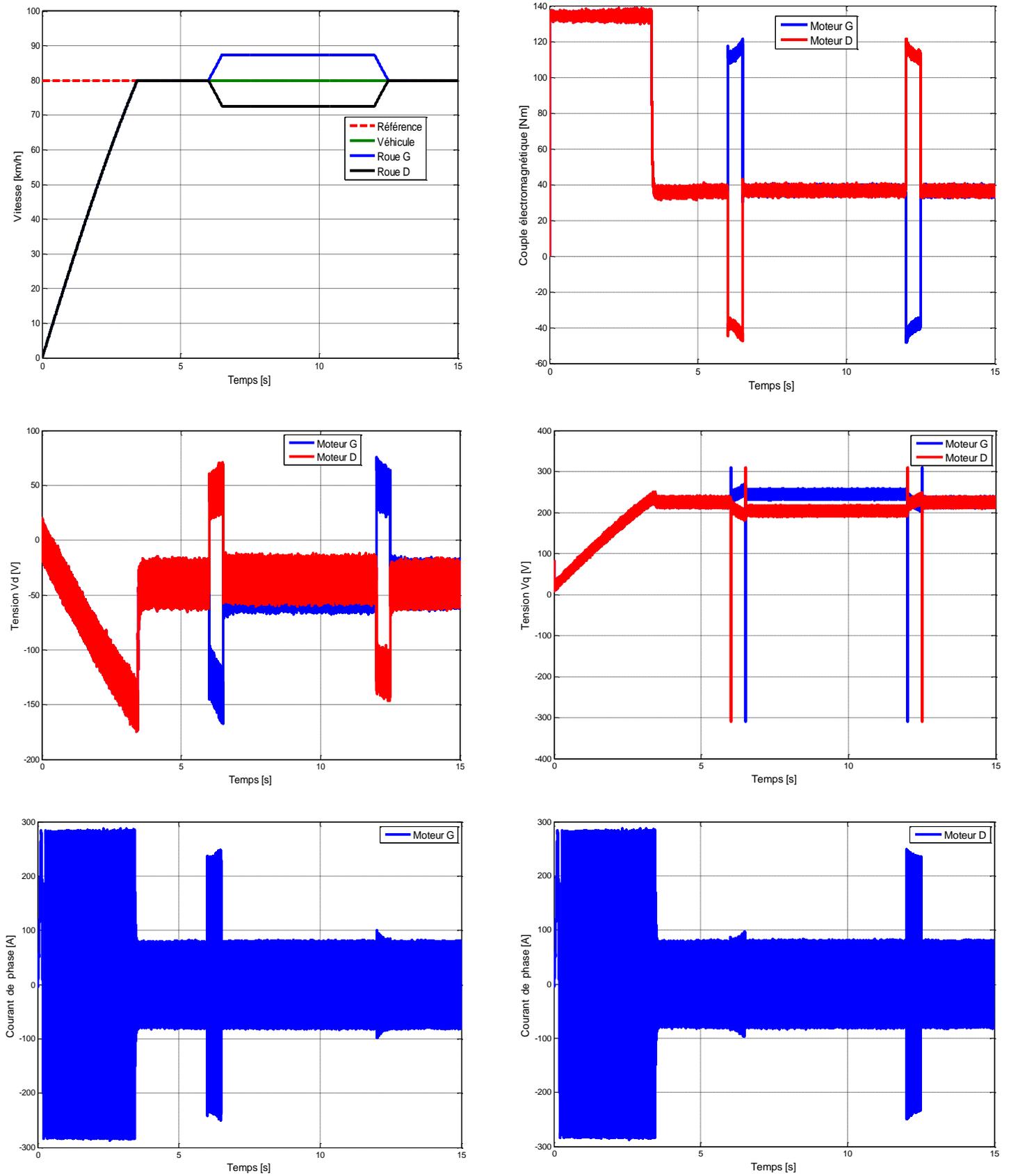


Figure 3. 14 : Test de passage par un virage avec réglage par Supertwisting

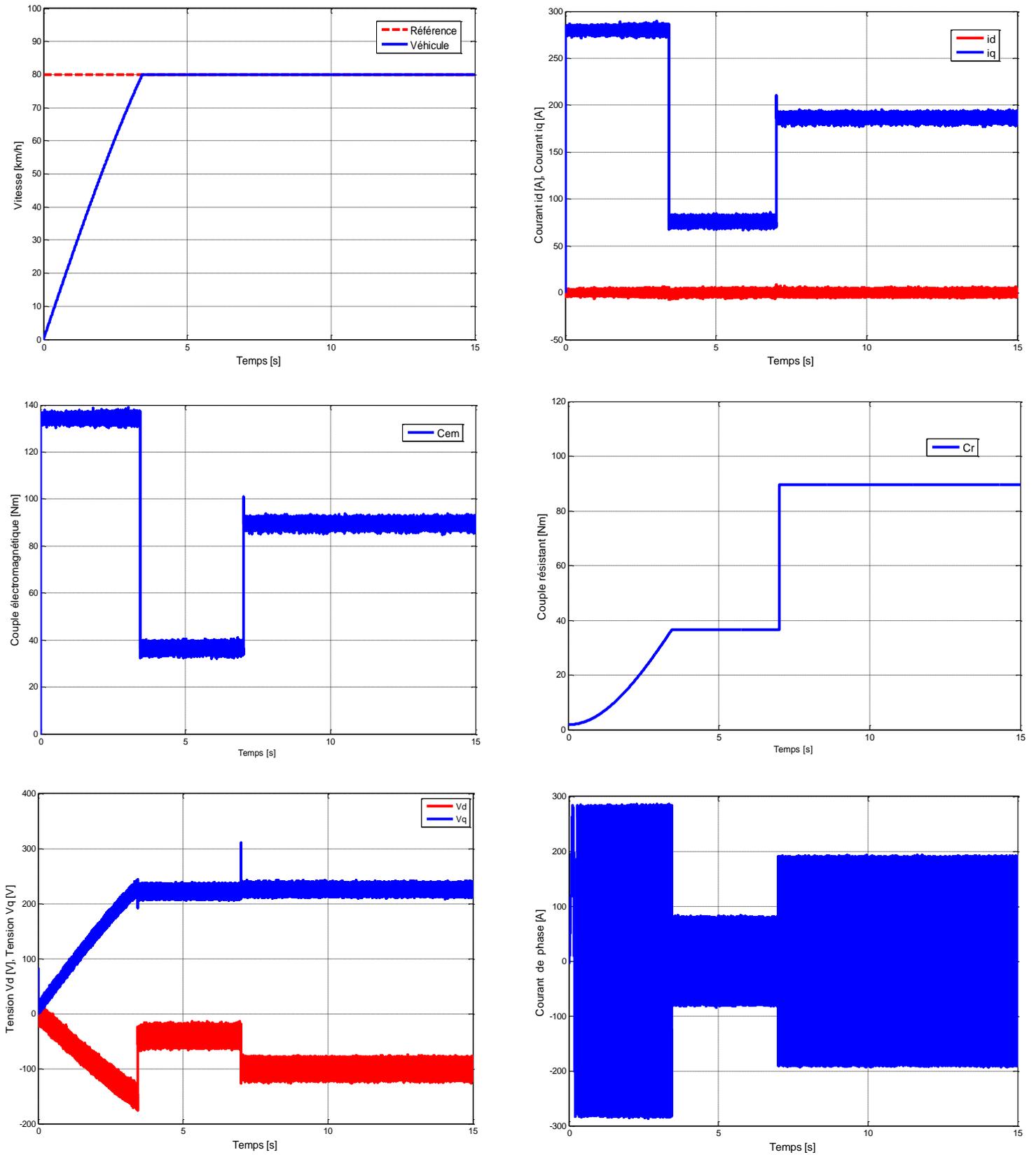


Figure 3. 15 : Test de réglage par Supertwisting avec variation de La résistance statorique

3.2. La commande Backstepping

La conception d'un contrôleur pour un système non linéaire de la forme :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.52)$$

Où le vecteur d'état x est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de conception. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception de leurs contrôleurs pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état [42].

L'origine du Backstepping n'est pas tout à fait clair, ceci est dû à l'apparition simultanée et souvent implicite dans les articles publiés des années 1980. Cependant, il est juste de dire que le Backstepping a reçu beaucoup d'attention, grâce aux travaux de V. Kokotovic et ses collaborateurs [43].

Cette approche n'est pas la seule dans le domaine de la commande adaptative des systèmes non linéaires. D'autres méthodes, notamment celles basées sur la linéarisation), ainsi que celles s'inspirant de la commande robuste ont été proposées. Toutefois, toutes ces méthodes se trouvent confrontées au problème de l'applicabilité. Une méthode qui donne de bons résultats sur une classe de systèmes, peut avoir des conséquences catastrophiques sur une autre classe, même très peu différente de la première.

3.2.1. Principe de la commande

L'idée de base de la commande par le Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous systèmes d'ordre un en cascades stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. Le Backstepping est:

— Applicable au système de type triangulaire inférieur ou appelée aussi boucle de retour stricte c.à.d la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépendre additivement de la composante suivante.

— Commençant avec la première équation différentielle du système \dot{x}_1 qui est plus loin de l'entrée de commande u , et n'achève la loi de commande de type d'expression analytique qu'en dernière étape.

— Elle construit une sortie passive et une fonction de stockage qui est utilisée comme une fonction Lyapunov [43].

3.2.2. Conception de la commande Backstepping

L'application de la technique Backstepping est limitée à certaines classes de systèmes. Les systèmes dans ce cas doivent être sous une certaine forme triangulaire telle que l'indique la représentation d'état suivante [34], [44]:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u\end{aligned}\tag{3.53}$$

Avec

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n, u \in R$$

On désire faire suivre à la sortie $y = x$ le signal de référence y_{ref} supposée connue. Comme le système étant d'ordre n , la conception de la procédure du Backstepping s'effectue en n étapes.

— Étape 1

On considère d'abord la première équation du système (3.53) où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande et l'on définit la première valeur désirée :

$$(x_1)_d \triangleq y_{ref} = \alpha_0\tag{3.54}$$

La première variable d'erreur se définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0\tag{3.55}$$

Avec ces variables, la première équation du système (3.53) s'écrit

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0\end{aligned}\tag{3.56}$$

Pour un tel système, la fonction de Lyapunov est choisie de forme quadratique suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2\tag{3.57}$$

Sa dérivée temporelle est exprimée par :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0]\end{aligned}\quad (3.58)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative pour assurer la stabilité de l'origine du sous-système décrit par (3.53), il faut que \dot{V}_1 soit négative. Pour cela elle est choisie sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (3.59)$$

Où k_1 est un paramètre de conception.

Egalons les équations (3.58) et (3.59) :

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] = -k_1 e_1^2 \quad (3.60)$$

Cela donne :

$$x_2 \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (3.61)$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée $(x_2)_d$ du sous-système qui suit.

— Étape 2

On considère maintenant la deuxième équation du système (3.53) où la nouvelle référence α_1 est traitée comme une commande tel que :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 \quad (3.62)$$

Et la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (3.63)$$

Cette fois-ci la fonction de Lyapunov étendue est choisie pour assurer la stabilité du sous-système suivant :

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \quad (3.64)$$

Cette fonction est exprimée comme suite :

$$\begin{aligned}V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2]\end{aligned}\quad (3.65)$$

La dérivée de V_2 est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1]\end{aligned}\quad (3.66)$$

Pour que le sous-système (la deuxième équation du système (3.52)) soit stable, la condition $\dot{V}_2 \leq 0$ doit être vérifiée, pour cela \dot{V}_2 est choisi sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (3.67)$$

Où $k_2 > 0$ est un paramètre constant.

Egalons les équations (3.66) et (3.67) :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (3.68)$$

La commande x_3 peut être déduite sous la forme :

$$x_3 \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (3.69)$$

Avec

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_1(x_1)[-k_1 e_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_1(x_1)}{g_1^2(x_1)} \quad (3.70)$$

De même que précédemment cette dernière commande est considérée comme une nouvelle référence désirée $(x_3)_d$ du sous-système qui suit.

Pour l'étape suivante, on pose $(x_3)_d \triangleq \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du sous-système (3.52) pour atteindre le calcul de la loi de commande réelle.

— La $n^{\text{ième}}$ étape

On considère maintenant la dernière équation du système (3.53). De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d \triangleq \alpha_{n-1} \quad (3.71)$$

Et la variable d'erreur à l'ordre

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (3.72)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (3.73)$$

La fonction de Lyapunov étendue à l'ordre n est exprimée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \\ &= \frac{1}{2}[e_1 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad (3.74)$$

La dérivée de cette dernière devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ &= -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (3.75)$$

La vraie loi de commande u est alors établie à cette étape finale. Contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles intermédiaires, la commande u permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global c.à.d. garantir la stabilité globale du système.

Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n^2 \quad (3.76)$$

La loi de commande pour cette dernière étape sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (3.77)$$

On remarque que cette loi de commande est composée d'une action proportionnelle, à laquelle est ajoutée une action dérivée sur les erreurs. En présence de telles perturbations, le contrôleur proposé, ne garantit pas des erreurs nulles en régime permanent. Ce dysfonctionnement s'explique, évidemment, par l'absence, dans ce contrôleur, de l'action intégrale indispensable pour venir à bout des erreurs résiduelles.

Afin d'être en mesure d'éliminer ces erreurs, une solution consiste à doter les régulateurs obtenus d'une action intégrale. L'idée principale de la méthode proposée ici, se résume à introduire d'une manière virtuelle des intégrateurs dans la fonction de transfert du procédé. Par la suite, cet intégrateur sera transféré dans le régulateur, afin de garantir des erreurs nulles [42].

3.2.3. Backstepping avec action intégrale

Il est clair que la structure du contrôleur généré par la version classique du backstepping est composée d'une action proportionnelle, à laquelle est ajoutée une action dérivée sur les erreurs. Une telle structure rend le système sensible aux bruits de mesure. L'absence d'intégrateur entraîne également l'apparition d'une erreur statique constante non nulle. La solution de ce problème est la conception d'une nouvelle version du backstepping dotée d'une action intégrale.

3.2.3.1. Principe de la commande

Afin d'illustrer le principe de la méthode du Backstepping avec action intégrale, on considère le système non linéaire précédent défini dans (3.52) avec un ordre $n=2$.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u\end{aligned}\quad (3.78)$$

— Étape 1

La première variable d'erreur se définit par [25]:

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 + C_1 \int_0^t (x_1 - \alpha_0) dt \quad (3.79)$$

Avec $C_1 \int_0^t (x_1 - \alpha_0) dt$ est l'action intégrale ajoutée à la commande par backstepping afin d'assurer la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro à chaque étape de l'algorithme.

La dérivée de cette erreur s'exprime :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 + C_1 (x_1 - \alpha_0) \\ &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 + C_1 (x_1 - \alpha_0)\end{aligned}\quad (3.80)$$

La fonction de Lyapunov est donnée par:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.81)$$

Sa dérivée temporelle est exprimée par :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 + C_1 (x_1 - \alpha_0)] = -k_1 e_1^2\end{aligned}\quad (3.82)$$

Cela donne :

$$x_2 \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1) - C_1 (x_1 - \alpha_0)] \quad (3.83)$$

— Étape 2

La deuxième variable d'erreur se définit par :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 + C_2 \int_0^t (x_2 - \alpha_1) dt \quad (3.84)$$

Elle a pour dérivée:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 + C_2 (x_2 - \alpha_1) \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 + C_2 (x_2 - \alpha_1) \end{aligned} \quad (3.85)$$

La fonction de Lyapunov est donnée par:

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (3.86)$$

Sa dérivée s'exprime :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 + C_2 (x_2 - \alpha_1)] = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \end{aligned}$$

La commande x_3 est déduite comme suite :

$$x_3 \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2) - C_2 (x_2 - \alpha_1)] \quad (3.87)$$

Avec

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_1(x_1) \left[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) - C_1 (\dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0) \right] - \left[-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1) - C_1 (x_1 - \alpha_0) \right] \dot{g}_1(x_1)}{g_1^2(x_1)} \quad (3.88)$$

On assure la convergence vers la référence tout en assurant la stabilité du système globale.

3.2.4. Synthèse de la méthode Backstepping pour la commande de vitesse du VE

Dans cette partie, on présente l'application de la synthèse de Backstepping pour la commande en vitesse du véhicule électrique en gardant la même structure générale du système tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

3.2.4.1. Etape1 : régulation de vitesse

La vitesse étant la principale grandeur de régulation, on définit sa trajectoire désignée par la valeur de référence et l'erreur de régulation par :

$$e_1 = x_{1_ref} - x_1 \quad (3.89)$$

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante:

$$V(e_1) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 \quad (3.90)$$

La dérivée temporelle de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 \quad (3.91)$$

Avec

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_{1_ref} - \dot{x}_1 = \dot{x}_{1_ref} + \frac{f_e}{J_e} x_1 - \frac{3}{2J_e} \left[p\Phi_f x_5 + p(L_d - L_q)x_3 x_5 \right] + \frac{1}{J_e} C_{r(mot_g)} \quad (3.92)$$

Remplaçons cette dernière équation dans (3.91) :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \left(\dot{x}_{1_ref} + \frac{f_e}{J_e} x_1 - \frac{3}{2J_e} \left[p\Phi_f x_5 + p(L_d - L_q)x_3 x_5 \right] + \frac{1}{J_e} C_{r(mot_g)} \right) = -k_1 \cdot e_1^2 \quad (3.93)$$

Cette équation nous permet de définir la commande x_{5_ref} afin d'assurer la stabilité de Lyapunov et de forcer la vitesse à suivre sa référence. La commande vectorielle suppose $x_3 = 0$.

Par suite, l'expression de la commande Backstepping en courant i_q notée x_{5_ref} de cette boucle de régulation est exprimée comme suite :

$$x_{5_ref} = \frac{J_e}{\frac{3}{2} p \cdot \Phi_f} \cdot \left(k_1 \cdot e_1 + \frac{C_{r(mot_g)}}{J_e} + \frac{f_e}{J_e} x_1 + \dot{x}_{1_ref} \right) \quad (3.94)$$

Avec k_1 : Réel positif.

3.2.4.2. Etape2 : régulation de courant i_q

L'erreur du courant de quadrature est :

$$e_2 = x_{5_ref} - x_5 \quad (3.95)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est choisie comme suite :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 + \frac{1}{2} \cdot e_2^2 \quad (3.96)$$

Elle a comme dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1, e_2) &= e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot (\dot{x}_{5_ref} - \dot{x}_5) \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot \left(\dot{x}_{5_ref} + \frac{R_s}{L_q} x_5 + p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 + \frac{p \Phi_f}{L_q} x_1 - \frac{1}{L_q} V_{q(mot_g)} \right) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \end{aligned} \quad (3.97)$$

L'expression de la commande stabilisante Backstepping est donnée par:

$$V_{q(mot_g)} = L_q \left[k_2 e_2 + \dot{x}_{5_ref} + \frac{R_s}{L_q} x_5 + p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 + \frac{p \Phi_f}{L_q} x_1 \right] \quad (3.98)$$

3.2.4.3. Etape3 : régulation de courant i_d

L'erreur du courant direct est donnée par :

$$e_3 = x_{3_ref} - x_3 \quad (3.99)$$

On utilise l'extension de la fonction de Lyapunov suivante :

$$\begin{aligned} V(e_1, e_2, e_3) &= \frac{1}{2} \cdot e_1^2 + \frac{1}{2} \cdot e_2^2 + \frac{1}{2} \cdot e_3^2 \\ &= \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2) \end{aligned} \quad (3.100)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1, e_2, e_3) &= e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 + e_3 \cdot \dot{e}_3 \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 + e_3 \cdot (\dot{x}_{3_ref} - \dot{x}_3) \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 + e_3 \cdot \left(\dot{x}_{3_ref} - \frac{V_{d(mot_g)} + p L_q \cdot x_1 x_5 - R \cdot x_3}{L_d} \right) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 - k_3 \cdot e_3^2 \end{aligned} \quad (3.101)$$

De cette dernière équation, on a :

$$V_{d(mot_g)} = L_d \cdot \left[k_3 \cdot e_3 + \dot{x}_{3-ref} + \frac{R_s}{L_d} x_3 - p \frac{L_q}{L_d} x_5 x_1 \right] \quad (3.102)$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue $V(e_1, e_2, e_3)$ et donc assure la stabilité du système.

3.2.5. Résultats de simulation

En utilisant la même structure de système proposé pour la propulsion du véhicule (véhicule propulsé par deux moteurs des roues arrières), et sous les mêmes conditions de simulations tels que la consigne de vitesse et l'angle de braquage, nous effectuons ce test en remplaçant le régulateur mode glissant de chaque boucle de commande par un autre régulateur de type Backstepping. Pour la loi de commande Backstepping, nous avons utilisé : $k_1 = 2000$, $k_2 = 20000$, $k_3 = 10000$ (gains déterminés par la méthode essai-erreur).

Test 1

Durant ce test, le véhicule suit un chemin droit. Pour franchir la pente à la même vitesse (fixée lors des tests du réglage par MG), le véhicule développera un couple plus important. On remarque d'après la réponse en vitesse (Figure 3.16), que cette dernière s'éloigne de sa référence à l'instant $t=7s$ pendant un temps minimal. Cela signifie que le régulateur synthétisé est sensible aux perturbations (ici c'est la pente).

Test 2

Quand le véhicule passe par un virage à $t = 5.5s$, le moteur de la roue gauche déploie un couple important car la vitesse de cette roue a augmenté. On remarque aussi des pics importants au niveau des réponses lors le braquage. Ces pics sont dus essentiellement aux coefficients des régulateur Backstepping choisis soigneusement pour avoir un compromis entre la stabilité et la rapidité du système (Figure 3.17).

Test 3

Ce test est effectué en changeant l'inertie globale du véhicule. Les mêmes réponses du test 1 sont obtenues sauf un changement du temps de réponse (Figure 3.18). Ce changement a touché la constante de temps mécanique du système, ce qui diminue sa rapidité et demande un couple important pour que sa vitesse rejoigne la référence.

Test 4

Ce test est effectué en variant de 100% de la résistance statorique du moteur. Les résultats de simulation de ce test sont identiques à celles du test 1 sauf que l'incertitude introduite sur la résistance statorique a augmenté légèrement le temps de réponse. Aussi, on remarque que l'erreur statique n'est pas nulle. La structure du régulateur Backstepping composée d'une action proportionnelle et une action dérivée ne peut pas garantir des erreurs nulles donc, l'ajout d'une action intégrale peut être une solution probable pour diminuer ces erreurs.

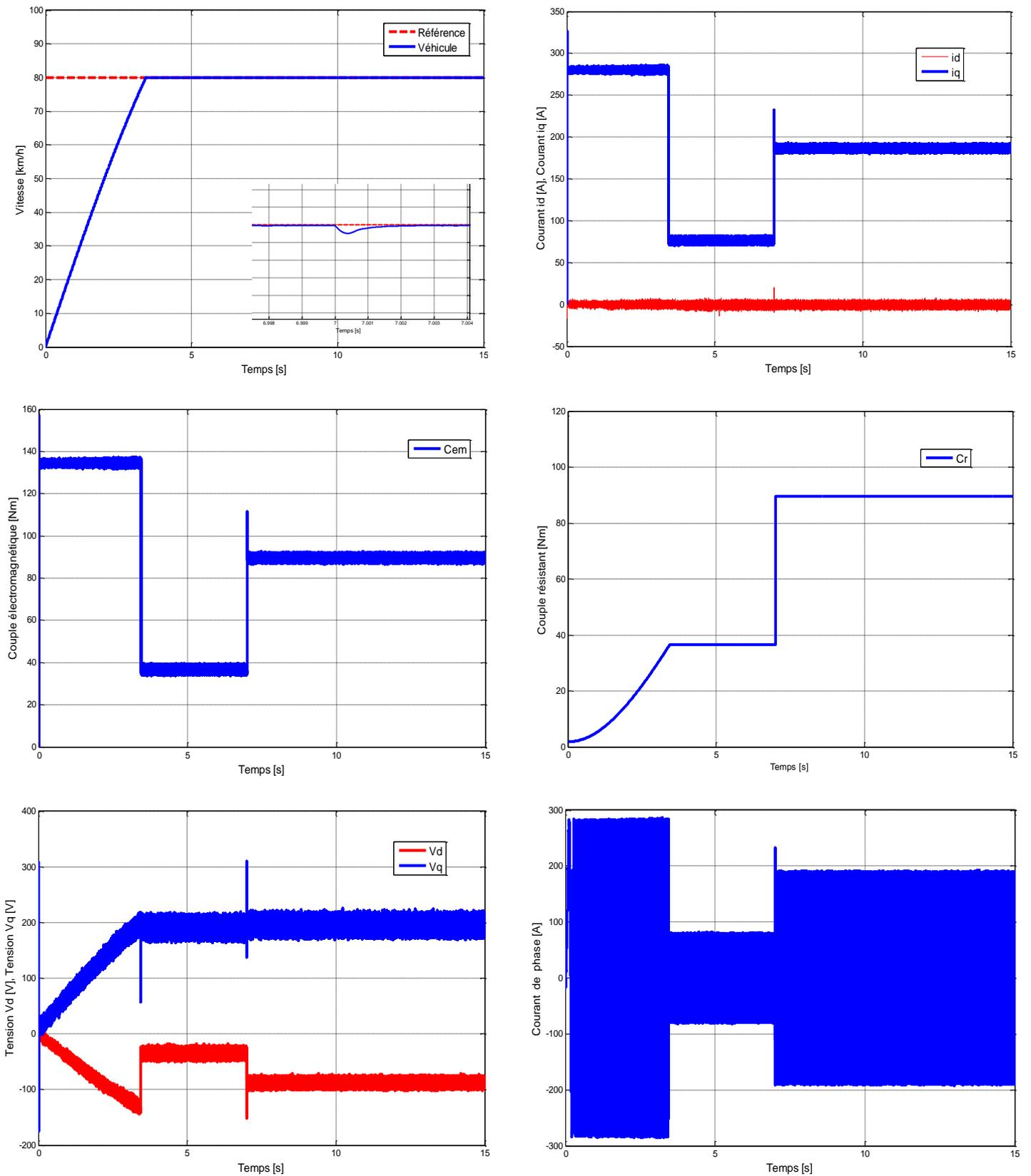


Figure 3. 16 : Test de poursuite de trajectoire avec régulateur Backstepping

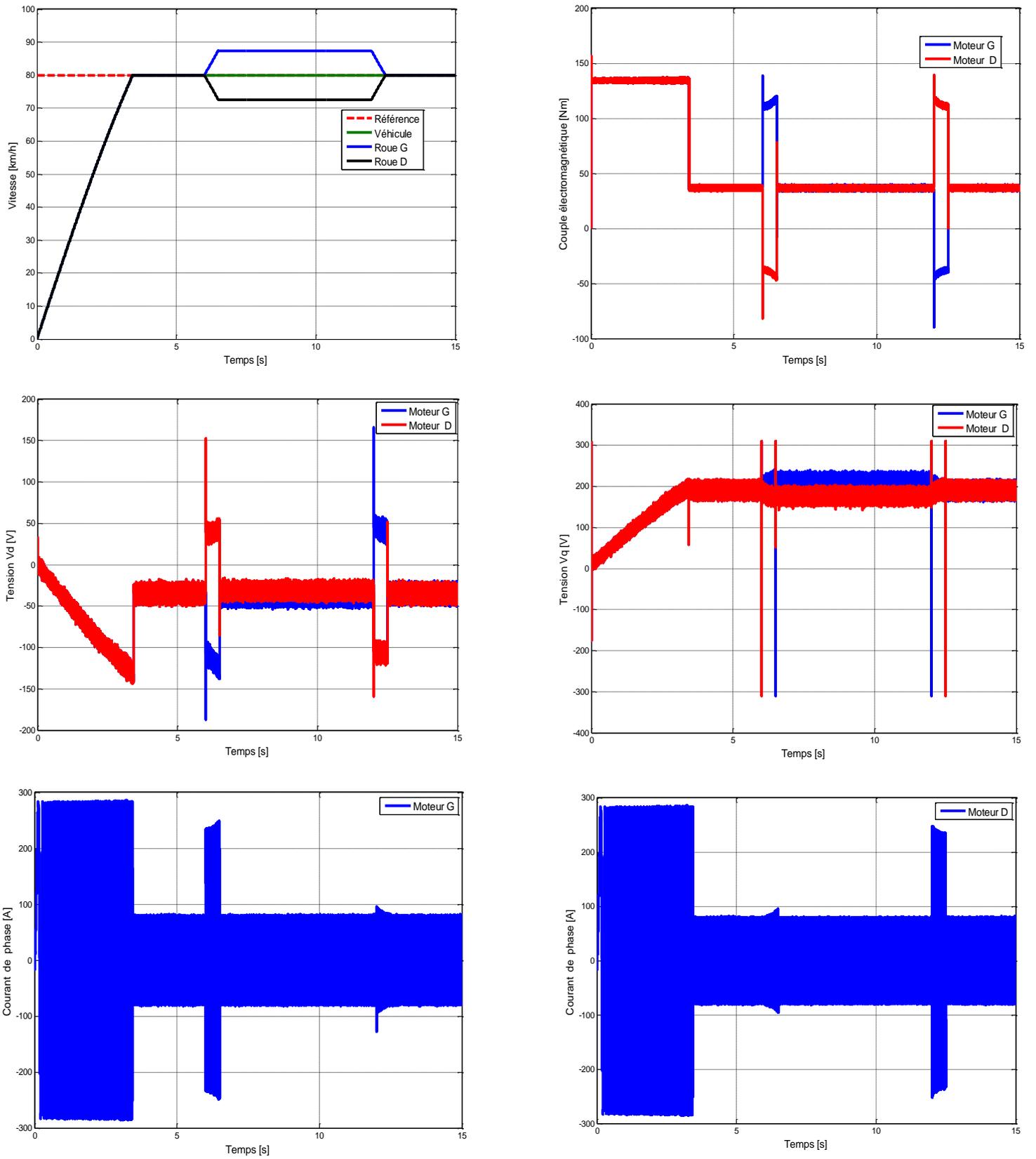


Figure 3. 17 : Test de passage par un virage avec réglage par Backstepping

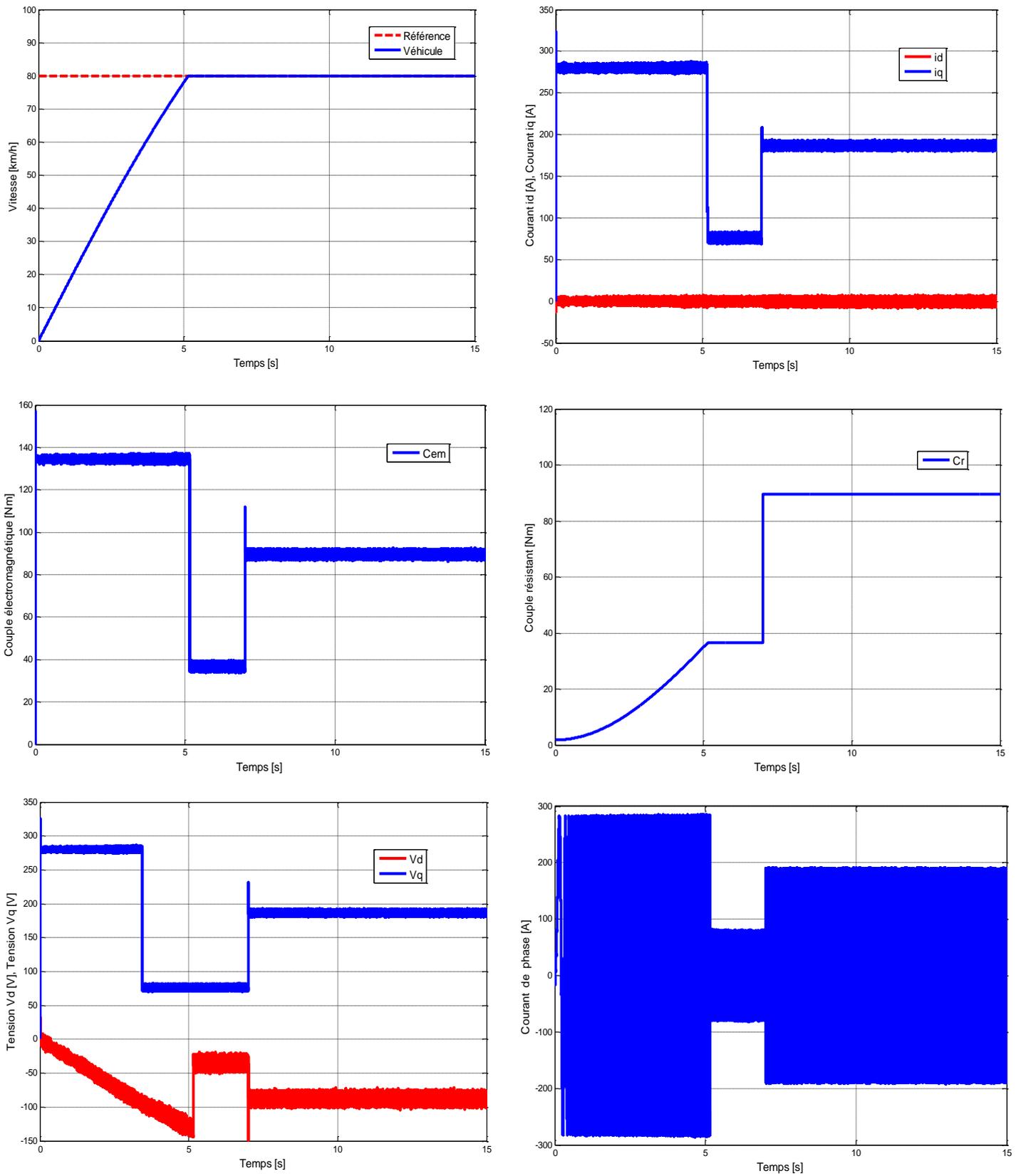


Figure 3. 18 : Test de variation de l'inertie total du VE avec réglage par Backstepping

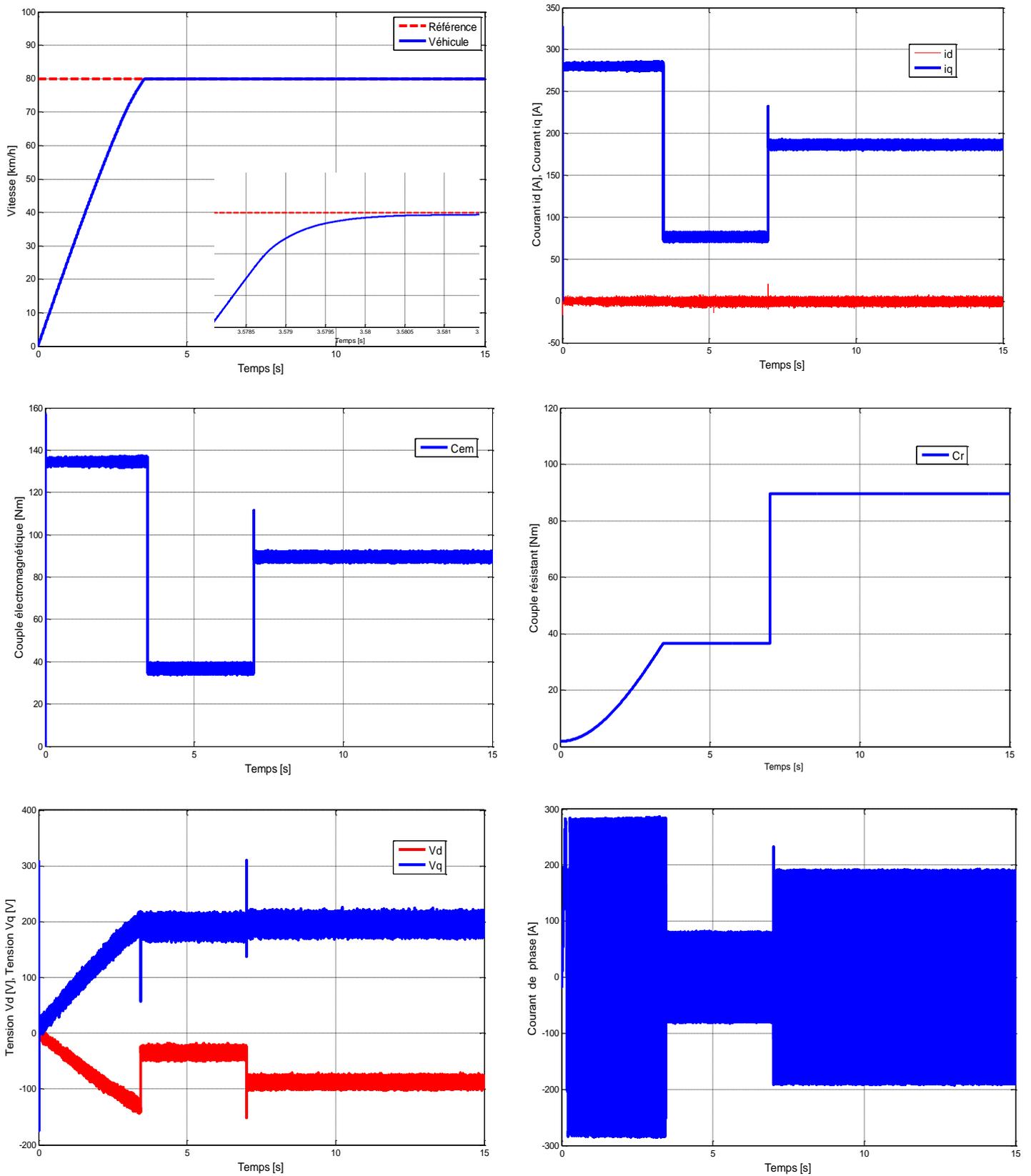


Figure 3. 19 : Test de la variation de la résistance statorique réglage par Backstepping

3.2.6. Synthèse de la méthode Backstepping-intégral pour le réglage de vitesse du VE

La technique Backstepping permet la synthèse de loi de commande robuste malgré une certaine méconnaissance des paramètres du système et de certaines perturbations. Mais la version classique du Backstepping composée d'une action proportionnelle et d'une action dérivée sur les erreurs, rend le système sensible aux bruits de mesure. Ici on améliore la robustesse de cette technique par l'introduction de termes intégraux dans la conception de la loi de commande en vitesse du VE.

3.2.6.2. Etape1 : régulation de vitesse

L'erreur de poursuite en vitesse est :

$$e_1 = x_{1_ref} - x_1 + k_{\omega_r} \cdot \int_0^t (x_{1_ref} - x_1) \cdot dt \quad (3.103)$$

On considère la candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 \quad (3.104)$$

Pour avoir la stabilité du système, il faut que $\dot{V}(e_1)$ soit négative

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \left(\dot{x}_{1_ref} + k_{\omega_r} e_{01} + \frac{f_e}{J_e} x_1 - \frac{3}{2J_e} \left[p\Phi_f x_5 + p(L_d - L_q)x_3 x_5 \right] + \frac{1}{J_e} C_{r(mot_g)} + k_{\omega_r} (x_{1_ref} - x_1) \right) = -k_1 \cdot e_1^2 \quad (3.105)$$

La commande vectorielle impose $x_3 = 0$

$$x_{5_ref} = \frac{J_e}{\frac{3}{2} p \cdot \Phi_f} \cdot \left(k_1 \cdot e_1 + \frac{C_{r(mot_g)}}{J_e} + \frac{f_e}{J_e} x_1 + \dot{x}_{1_ref} + k_{\omega_r} (x_{1_ref} - x_1) \right) \quad (3.106)$$

3.2.6.3. Etape2 : régulation du courant de quadrature i_q

L'erreur de poursuite en courant de quadrature est :

$$e_2 = x_{5_ref} - x_5 + k_q \cdot \int_0^t (x_{5_ref} - x_5) \cdot dt \quad (3.107)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est donnée par l'expression:

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 + \frac{1}{2} \cdot e_2^2 \quad (3.108)$$

Sa dérivée temporelle vaut :

$$\begin{aligned}\dot{V}(e_1, e_2) &= e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot \left(\dot{x}_{5_ref} - \dot{x}_5 + k_q (x_{5_ref} - x_5) \right) \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot \left(\dot{x}_{5_ref} + \frac{R_s}{L_q} x_5 + p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 + \frac{p\Phi_f}{L_q} x_1 - \frac{1}{L_q} V_{q(mot_g)} + k_q (x_{5_ref} - x_5) \right) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2\end{aligned}\quad (3.109)$$

L'expression de la commande stabilisante Backstepping avec action intégrale donnée par:

$$V_{q(mot_g)} = L_q \left[k_2 e_2 + \dot{x}_{5_ref} + \frac{R_s}{L_q} x_5 + p \frac{L_d}{L_q} x_3 x_1 + \frac{p\Phi_f}{L_q} x_1 + k_q (x_{5_ref} - x_5) \right] \quad (3.110)$$

3.2.6.4. Etape3 : régulation du courant direct i_d

L'erreur de poursuite en courant direct est :

$$e_3 = x_{3_ref} - x_3 + k_d \int_0^t (x_{3_ref} - x_3) dt \quad (3.111)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est exprimée comme suit:

$$V(e_1, e_2, e_3) = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2) \quad (3.112)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{V}(e_1, e_2, e_3) &= e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 + e_3 \cdot \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \cdot \left(\dot{x}_{3_ref} - \frac{V_{d(mot_g)} + pL_q x_1 x_5 - R_s x_3}{L_d} + k_d (x_{3_ref} - x_3) \right) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2\end{aligned}\quad (3.113)$$

La loi commande est déduite comme :

$$V_{d(mot_g)} = L_d \cdot \left[k_3 e_3 + \dot{x}_{3_ref} + \frac{R_s}{L_d} x_3 - p \frac{L_q}{L_d} x_5 x_1 + k_d (x_{3_ref} - x_3) \right] \quad (3.114)$$

3.2.7. Résultats de simulation

Les figures 3.20, 3.21 et 3.22 représentent les réponses du système après simulation (sous les mêmes conditions fixées lors du réglage par Backstepping classique) en intégrant des régulateurs de type Backstepping avec action intégrale. Nous remarquons la réponse en vitesse atteint sa référence sans dépassement. Aussi, on aperçoit une amélioration de la précision et un rejet de perturbation efficace lors l'application de la pente ou lors le passage par le virage. Ceci a été garanti par l'ajout de l'action intégrale qui a pu éliminer les erreurs observées dans le cas du réglage par Backstepping.

3.3. Conclusion

Dans cette partie, deux techniques de commande des systèmes non linéaires ont été présentées. Les résultats de simulation des différents tests ont montrés que la commandes mode glissant et la commande Backstepping sont robustes et assurent une très bonne poursuite de trajectoire. Les réponses présentées se ressemblent car ces deux techniques utilisent la même théorie (théorie de Lyapunov)..

La discontinuité de la commande mode glissant peut dégrader les performances et conduit à une instabilité. La solution proposée utilise l'algorithme Supertwisting qui a pu réduire le phénomène de broutement en conservant toutes les performances du régulateur mode glissant ordinaire. L'utilisation de la commande Backstepping seule ne garantit l'erreur de vitesse nulle. L'ajout d'une action intégrale à cette commande a diminué les erreurs sans que la stabilité du système soit touchée.

Enfin, nous pouvons conclure que l'utilisation de la commande Backstepping avec action intégrale est la solution la plus souhaitable pour l'asservissement en vitesse du VE car elle assure de bonnes performances (précision et rapidité) meilleures que celles d'un PI classique avec une stabilité du système garantie. Les performances obtenues avec les régulateurs mode glissant et Backstepping-intégrale sont presque identiques. Cependant, la nature de commande discontinue dans le régulateur MG génère des oscillations indésirables qui peuvent dégrader le fonctionnement du moteur et provoquer un dysfonctionnement ce qui limite son utilisation. Donc, le réglage par Backstepping avec action intégrale est plus favorisé pour la commande en vitesse du VE.

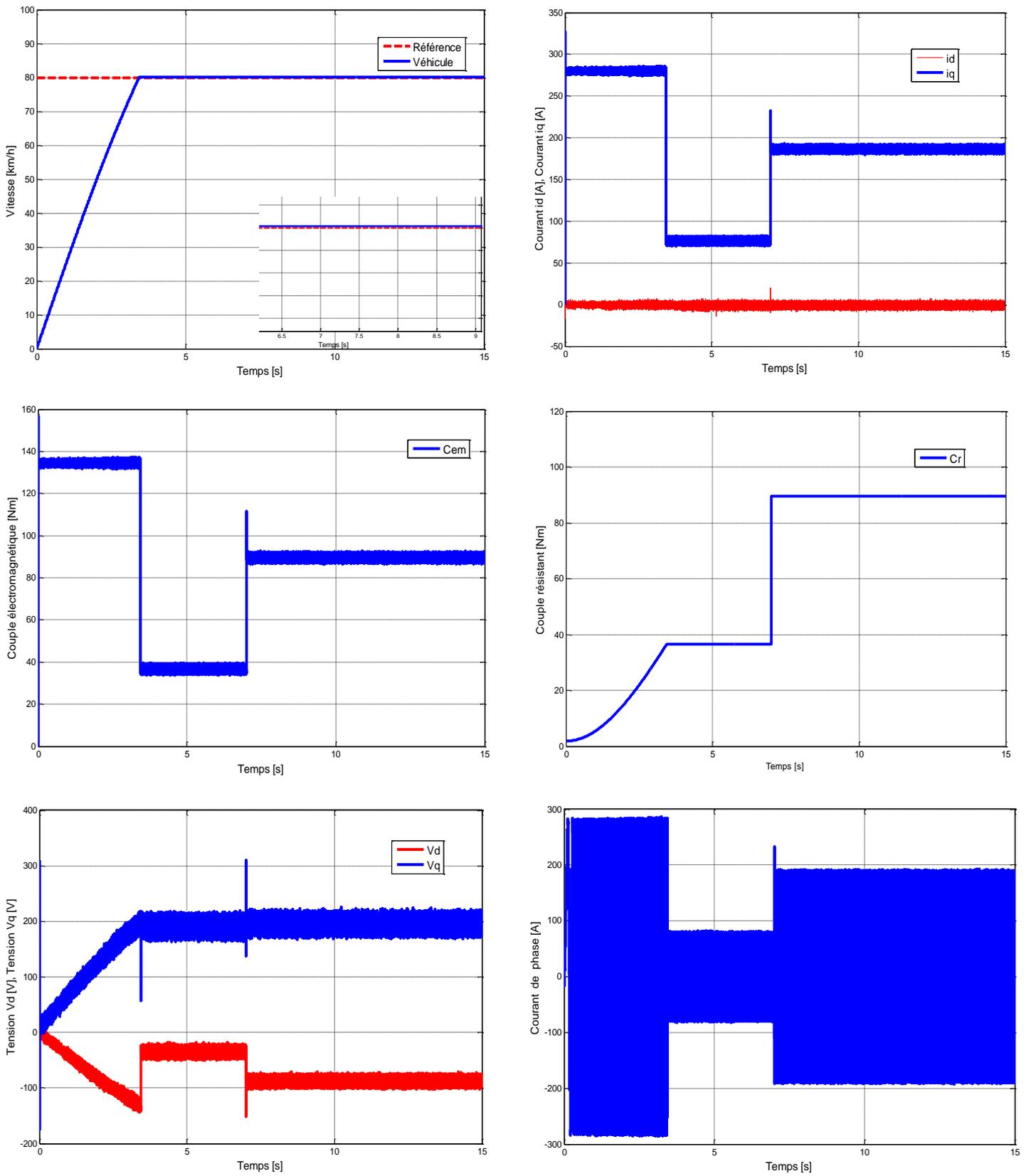


Figure 3. 20 : Test du poursuite de trajectoire avec réglage par Backstepping-Integral

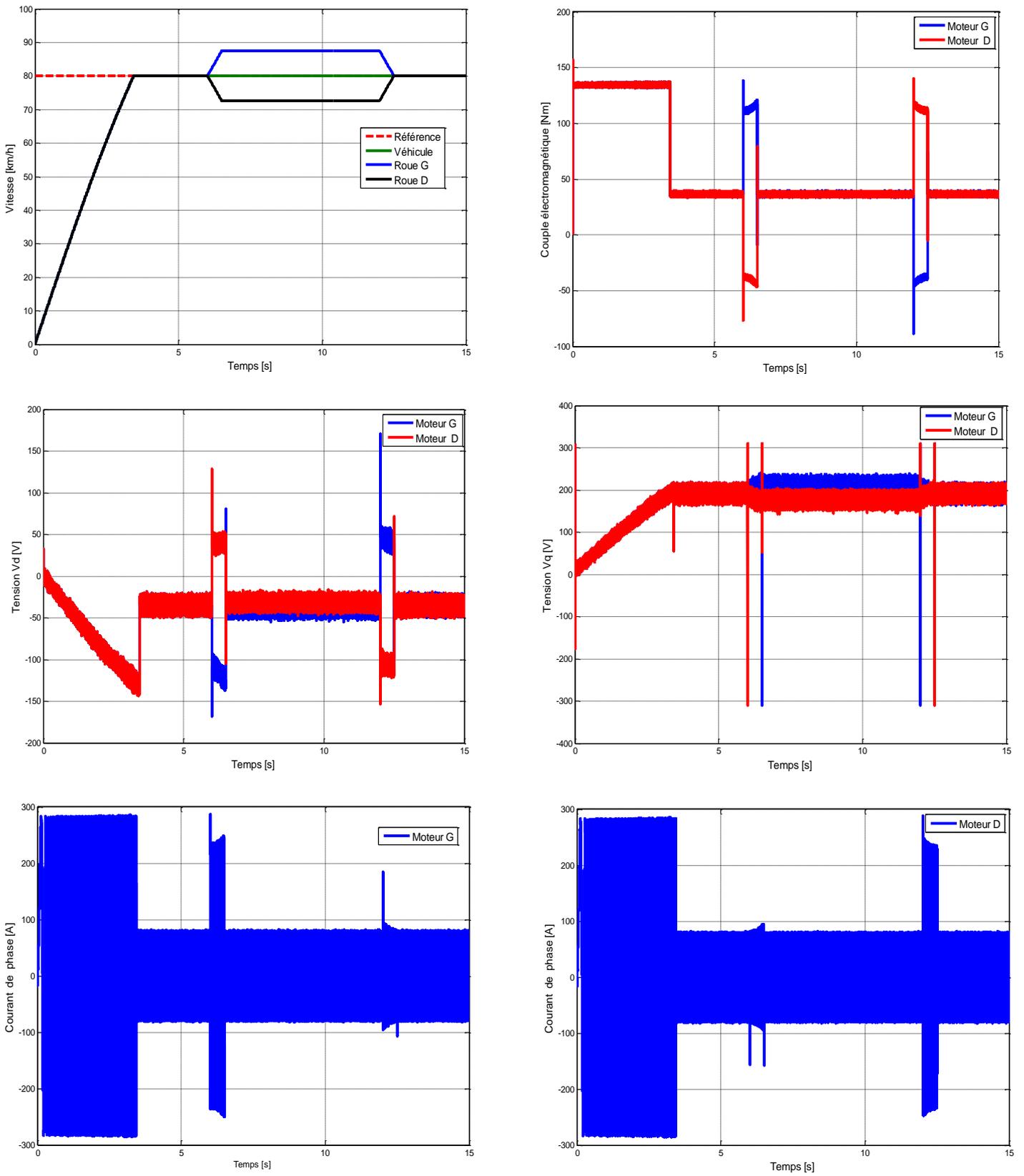


Figure 3. 21 : Test de poursuite de passage par un virage avec réglage par Backstepping-Integral

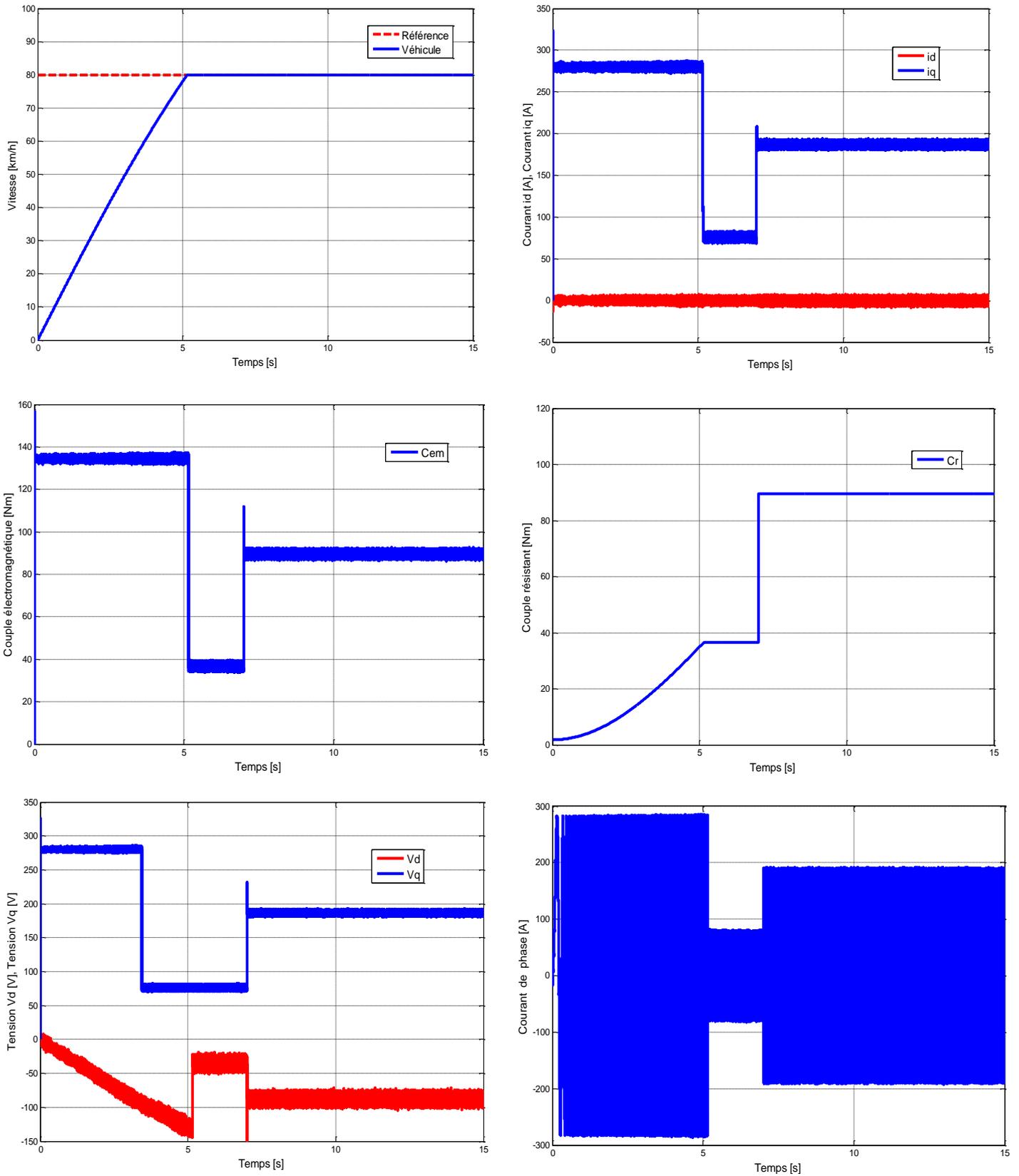


Figure 3. 22 : Test de variation de l'inertie total avec réglage par Backstepping-Integral

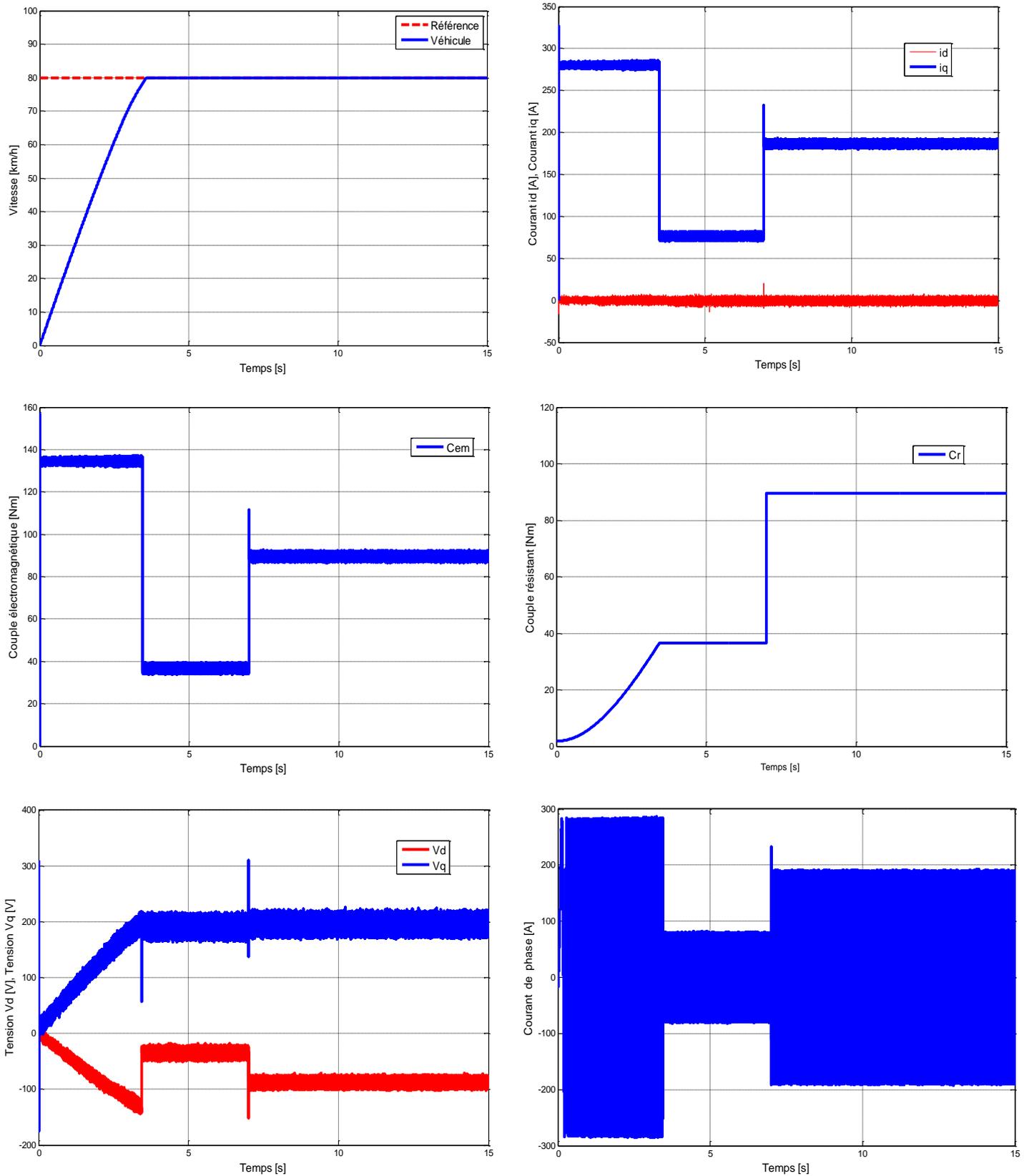


Figure 3. 23 : Test de variation de la résistance statorique avec réglage par Backstepping-Integral

CHAPITRE 4 :

**ETUDE ET COMMANDE DU GLISSEMENT
LONGITUDINAL D'UN VEHICULE
ELECTRIQUE**

Le problème du roulement des véhicules est rendu difficile par les phénomènes de dérive lors de leur déplacement, surtout lors du parcours du véhicule suivant une trajectoire courbée. Divers contrôles pour piloter un véhicule (commande latéral, longitudinale, ...etc.). Le but de contrôle longitudinal est de contrôler le mouvement longitudinal du véhicule, tel que la vitesse longitudinale, l'accélération ou la position longitudinale du véhicule, par actionnement sur le couple moteur [45].

Lorsque le véhicule est en train d'accélérer ou de décélérer dans des conditions de route glissante, les roues motrices qui tombent dans le glissement provoquent facilement une situation de conduite instable et beaucoup de gaspillage d'énergie [46]. Pour améliorer les performances (du point de vue suivi et économie d'énergie) du mouvement du véhicule électrique, un contrôle de traction performant est important. Ce contrôle permet d'obtenir une force de traction motrice maximale et de diminuer le patinage des roues motrices.

L'objectif de ce chapitre, est d'améliorer le mouvement longitudinal du véhicule en contrôlant le taux de glissement dans deux situations de mouvement : accélération et freinage. Chaque situation est contrôlée par un contrôleur de type mode glissant.

4.1. Etude du glissement longitudinal d'un VE

La perte d'adhérence d'une roue produit une dégradation importante dans le comportement globale du système. A partir de l'instant de perturbation, la vitesse de la roue perturbée s'écarte de celle du véhicule. Le moteur associé à la roue qui perd de l'adhérence augmente sa vitesse parce qu'il voit diminuer son couple de charge, pendant que son couple doit suivre sa valeur de référence qui est constante.

Le glissement augmente alors fortement, c'est le phénomène de patinage. Ce phénomène peut entraîner l'instabilité du véhicule pour deux raisons :

- le déséquilibre des forces de traction induit par la perte d'adhérence.
- l'augmentation du glissement engendrant une diminution des forces latérales nécessaires au maintien du véhicule sur sa trajectoire

Il y a eu plusieurs méthodes proposées pour le contrôle de glissement des véhicules électriques, tels que la méthode MFC (Model Following Control) et la méthode du modèle prédictif PID. Ces deux méthodes montrent de bonnes performances dans les conditions nominales où les situations, par exemple, la masse du véhicule, condition de route, ... etc. [47]

Dans cette partie, la stratégie de la commande par le mode de glissement (SMC) sera introduite pour la commande du taux de glissement. Une surface de glissement a été conçue par le choix d'une trajectoire linéaire de l'erreur du taux de glissement et les résultats des simulations seront présentés pour montrer l'efficacité de la méthode proposée dans les deux cas d'accélération et de freinage.

Le modèle choisi est longitudinal qui ne tient pas compte des forces de roulis et de tangage (modèle 1D). Le véhicule est modélisé sous la forme d'une masse en mouvement soumis à des forces d'entraînement F_t développées par le groupe motopropulseur et divers efforts liés à l'environnement (Figure 4.1).

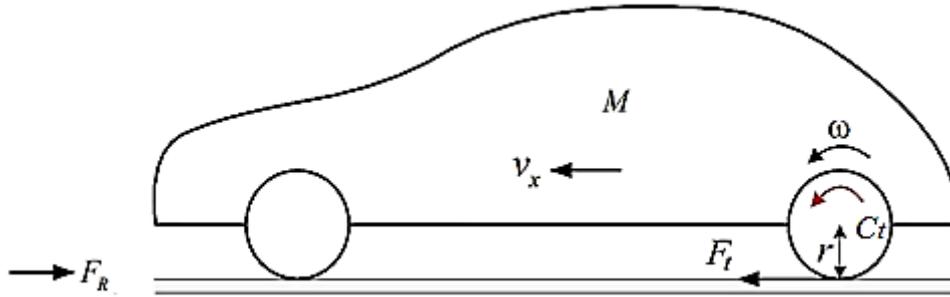


Figure 4. 1: Modèle longitudinal d'un véhicule (cas d'accélération).

Le mouvement longitudinal du véhicule est donné par :

$$M \cdot \dot{V} = F_f^x + F_r^x - F_R \quad (4.1)$$

Les forces des roues frontales sont considérées nulles ($F_f^x = 0$) car le véhicule est propulsé par les deux roues arrières, donc l'équation (4.1) devient :

$$\begin{aligned} M \cdot \dot{V} &= F_r^x - F_R \\ &= F_t - F_R \end{aligned} \quad (4.2)$$

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.

En supposant une répartition uniforme de la charge sur les roues motrices, L'équation dynamique de la rotation de chaque roue motrice est exprimée par :

$$J_w \cdot \dot{\omega}_{(roue)} = C_t - R \cdot \frac{F_t}{2} \quad (4.3)$$

Avec:

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (4.4)$$

J_w est l'inertie de la roue, $\omega_{(roue)}$ est la vitesse angulaire de la roue, C_t est le couple de traction, R est le rayon de la roue, F_R est la résistance à l'accélération, M est la masse du véhicule et V est la vitesse du véhicule.

On définit le facteur d'adhérence longitudinal d'une roue comme le rapport de la force de traction et de la charge verticale N [48], [49], [50] :

$$\mu = \frac{F_t}{N} \quad (4.5)$$

Comme le véhicule est propulsé par les deux roues arrières et en supposant une répartition uniforme de la charge sur chaque roue, la force de traction de la roue motrice est donnée par :

$$F_t = \mu Mg \tag{4.6}$$

L'adhérence notée μ , est une variable difficilement mesurable. Elle est fonction du revêtement routier, du pneumatique et surtout des conditions climatiques. μ Varie entre 0 et 1. Lorsque l'adhérence est proche de 1, le contact entre le pneumatique et la chaussée est très bon. La chaussée est alors sèche avec de bons pneumatiques. Une adhérence comprise entre 0.5 et 0.6 correspond au déplacement du véhicule sur une chaussée humide ou légèrement mouillée. Lorsque la valeur atteint 0.2 ~ 0.3, la chaussée est très glissante, en dessous, la route est verglacée [51], [52].

La présence de la force de traction ou de freinage (friction en anglais), génère un cisaillement à travers la surface de contact (appelé aussi, patch de contact, bande de roulement). Dans ce cas, la vitesse longitudinale du point de contact V est différente de la vitesse tangentielle du pneu V_ω , créant un glissement longitudinal exprimé par l'expression suivante [53], [54], [55] :

$$\lambda = \begin{cases} \frac{V_\omega - V}{V_\omega}, & \text{en accélération} \\ \frac{V - V_\omega}{V}, & \text{en freinage} \end{cases} \tag{4.7}$$

Où

$$V_\omega = R \cdot \omega_{(roue)} \tag{4.8}$$

La vitesse de glissement est alors la différence entre la vitesse longitudinale du véhicule au point du contact pneu/chaussée et la vitesse de roulement pneumatique ($V_{gxi} = V_{xi} - R \cdot \omega_{(roue)}$) [56].

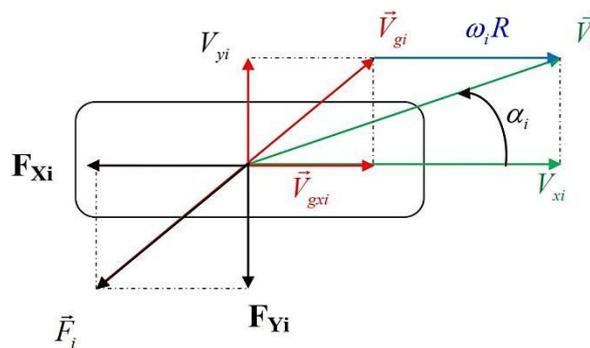


Figure 4. 2 : Vitesse au niveau du contact pneu/chaussée

α est l'angle de dérive.

La valeur du glissement $\lambda = 1$ 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.

Pendant une conduite normale, le glissement longitudinal λ reste faible et ne dépasse pas le seuil de 10%. La relation liant la force longitudinale et λ dans ce cas est linéaire ($F_t = C_x \lambda$). C_x est le coefficient de rigidité longitudinale dépendant de l'adhérence de la chaussée et de la charge verticale sur le pneumatique.

Dans des conditions de conduite plus agressives, la relation devient non linéaire, le pneumatique tend à patiner (lors d'une traction) ou à se bloquer (lors d'un freinage).

La variation du coefficient de l'adhérence en fonction de glissements longitudinaux, exprimée par la *Magic-Formula* donnée comme suit [57]:

$$\mu(c, \lambda) = -c \times 1.1 \times (e^{-35\lambda} - e^{-0.35\lambda}) \quad (4.9)$$

c est un coefficient de condition sur la surface de la route.

Si la route est sec, c est égal à 0.8, pour une route mouillée, c vaut 0.5 et dans le cas d'une route verglacée, c est alors fixé à 0.2.

L'allure des courbes de coefficient d'adhérence est présentée sur la figure 4. 3

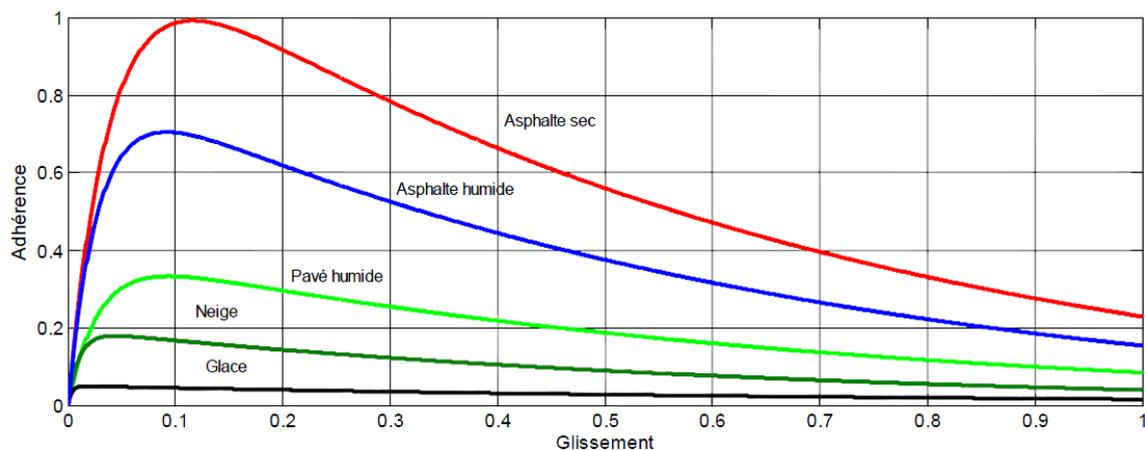


Figure 4. 3 : Coefficient d'adhérence en fonction du glissement longitudinal

Comme elle est définie dans l'équation (4.6), la force motrice atteint la valeur maximale correspondant au coefficient d'adhérence maximum. La figure (4.3) montre que l'allure de ce coefficient croît et prend une valeur maximale pour un facteur λ^* compris entre 0.1 et 0.2. Par conséquent, pour atteindre la valeur maximale de la force motrice, il faut commander le taux de glissement approximativement à la valeur $\lambda = \lambda^*$

Pour calculer λ^* , choisissons la fonction $\mu_c(\lambda)$ définie comme suite [47]:

$$\mu_c(\lambda) = -1.1 \times (e^{-35\lambda} - e^{-0.35\lambda}) \quad (4.10)$$

En utilisant l'équation (4.10), l'expression de la variation du coefficient de l'adhérence peut être réécrite comme suite :

$$\mu(c, \lambda) = c\mu_c(\lambda) \tag{4.11}$$

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

Pour trouver la valeur maximale la fonction $\mu_c(\lambda)$, mettons :

$$\frac{d}{d\lambda} \mu_c(\lambda) = 0 \tag{4.12}$$

La résolution de cette équation donne :

$$\lambda^* = \frac{\ln 100}{35 - 0.35} \approx 0.13 \tag{4.13}$$

Dans cette étude, la valeur de référence du taux de glissement est réglée à 0.13. Cette valeur permet de limiter le couple à une valeur inférieure à sa valeur nominale malgré la perte d'adhérence dans conditions de route glissante.

4.2. Régulateur mode glissant pour la commande de taux de glissement

Pour le contrôle du taux de glissement, un contrôleur non linéaire basé sur la stratégie réglage par mode glissant d'ordre 1 est proposé. Sans perte de généralité, la loi de contrôle est calculée en fonction du modèle d'une roue mentionné ci-dessus. Deux cas seront traités ; cas d'accélération et de freinage.

4.2.1. Cas d'accélération

Dans ce cas, le taux de glissement est exprimé sous la forme:

$$\lambda = \frac{V_\omega - V}{V_\omega} \tag{4.14}$$

A partir des équations (4.1) à (4.14), on déduit le schéma bloc suivant :

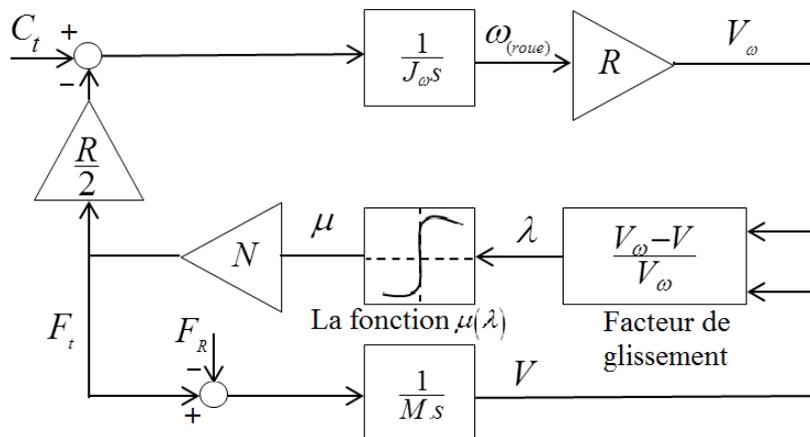


Figure 4. 4 : Modèle simplifiée du véhicule en cas d'accélération

Différencions l'équation (4.14) par rapport au temps :

$$\begin{aligned}
 \dot{\lambda} &= \frac{-V_{\omega} \dot{V} + V \dot{V}_{\omega}}{V_{\omega}^2} = \frac{-\dot{V} + \frac{V \dot{V}_{\omega}}{V_{\omega}}}{V_{\omega}} = \frac{-\dot{V} + \dot{V}_{\omega} - \dot{V}_{\omega} + \frac{V \dot{V}_{\omega}}{V_{\omega}}}{V_{\omega}} \\
 &= \frac{-\dot{V} + \dot{V}_{\omega} - \frac{\dot{V}_{\omega} V_{\omega} - V \dot{V}_{\omega}}{V_{\omega}}}{V_{\omega}} = \frac{-\dot{V} + (1 - \frac{V_{\omega} - V}{V_{\omega}}) \dot{V}_{\omega}}{V_{\omega}} \\
 &= \frac{-\dot{V} + (1 - \lambda) \dot{V}_{\omega}}{V_{\omega}} \tag{4.15}
 \end{aligned}$$

En remplaçant (4.2), (4.3) et (4.6) dans l'équation (4.15), l'équation suivante peut être atteinte :

$$\dot{\lambda} = -\frac{g}{V_{\omega}} \left[1 + (1 - \lambda) \frac{R^2 M}{2J_w} \right] \mu(\lambda) + \frac{(1 - \lambda) R}{J_w V_{\omega}} C_t \tag{4.16}$$

La dynamique de ce système peut être écrite comme suite :

$$\dot{\lambda} = f_1 + b_1 C_t \tag{4.17}$$

Où

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

Avec

$$f_1 = -\frac{g}{V_{\omega}} \left[1 + (1 - \lambda) \frac{R^2 M}{2J_w} \right] \mu(\lambda) \tag{4.18}$$

$$b_1 = \frac{(1 - \lambda) R}{J_w V_{\omega}} \tag{4.19}$$

Pour synthétiser le régulateur mode glissant correspondant, on définit tout d'abord la surface de glissement qui représente l'erreur de poursuite en taux de glissement.

$$S(\lambda) = \lambda - \lambda_{ref} \tag{4.20}$$

λ_{ref} est le glissement de référence (supposé constant)

$$\dot{S}(\lambda) = \dot{\lambda} - \dot{\lambda}_{ref} \tag{4.21}$$

La dynamique de mode de glissement est régie par $\dot{S}(\lambda) = 0, \dot{\lambda}_{ref} = 0$

Donc :

$$f_1 + b_1 C_t = 0 \quad (4.22)$$

D'où

$$C_{t(eq)} = -\frac{f_1}{b_1} \quad (4.23)$$

Durant le mode de convergence

$$S(\lambda) \dot{S}(\lambda) < 0 \quad (4.24)$$

On déduit la commande discrète:

$$C_{t(n)} = -\frac{1}{b_1} [k_a \operatorname{sgn}(s)] \quad (4.25)$$

Avec

k_a : un gain de glissement positif

La loi de contrôle global peut être exprimée comme suit :

$$C_t = C_{t(eq)} + C_{t(n)} = \frac{1}{b_1} [-f_1 - k_a \operatorname{sgn}(s)] \quad (4.26)$$

Cette commande garantit aussi la stabilité du système ce qui assure une conduite stable quel que soit le type de revêtement de la route.

4.2.2. Cas de freinage

Lors d'un freinage, il existe une force de frottement opposée au mouvement vers l'avant. Cette force est représentée sur la figure 4.5. Pour un véhicule propulsé deux roues arrière, elle peut être exprimée comme suit [58], [59]:

$$F_f = \mu.M.g \quad (4.27)$$

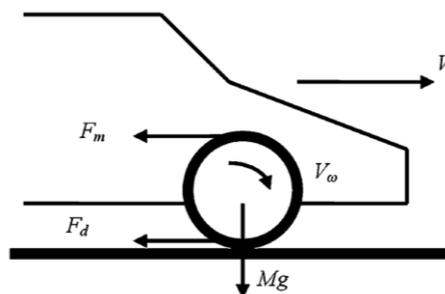


Figure 4. 5 : Modèle d'une seule roue en cas de freinage

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

$$M \cdot \dot{V} = -F_f \tag{4.28}$$

Le couple de freinage C_f appliquée à la roue est dans la direction opposée de la rotation de la roue et ralentit la roue. Ainsi, l'équation du mouvement de la roue peut être exprimée comme suit:

$$J_w \cdot \dot{\omega}_{(roue)} = R \cdot \frac{F_f}{2} - C_f \tag{4.29}$$

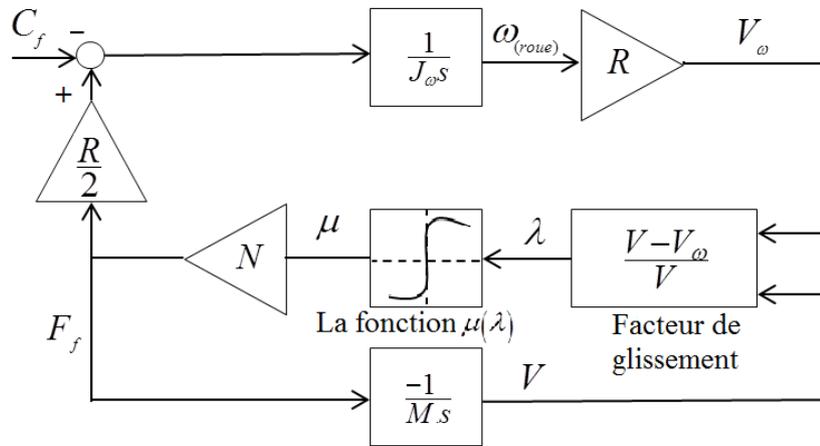


Figure 4. 6 : Modèle simplifié du véhicule en cas de freinage

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

$$\lambda = \frac{V - V_\omega}{V} \tag{4.30}$$

Sa dérivée par rapport au temps vaut :

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= \frac{-\dot{V}_\omega V + \dot{V} V_\omega}{V^2} = \frac{\dot{V} V_\omega - \dot{V}_\omega V}{V^2} = \frac{\left(\frac{V - V + V_\omega}{V}\right) \dot{V}}{V} - \frac{\dot{V}_\omega}{V} \\ &= \left(1 - \frac{V - V_\omega}{V}\right) \frac{\dot{V}}{V} - \frac{\dot{V}_\omega}{V} \\ &= (1 - \lambda) \frac{\dot{V}}{V} - \frac{\dot{V}_\omega}{V} \end{aligned} \tag{4.31}$$

Substituons (4.27), (4.28) et (4.29) dans (4.32) :

$$\dot{\lambda} = -\frac{g}{V} \left[(1-\lambda) + \frac{R^2 M}{2J_w} \right] \mu(\lambda) + \frac{R}{J_w V} C_f \quad (4.32)$$

Comme le cas précédent (cas d'accélération), la dynamique du système est donnée par :

$$\dot{\lambda} = f_2 + b_2 C_f \quad (4.33)$$

$$f_2 = -\frac{g}{V} \left[(1-\lambda) + \frac{R^2 M}{2J_w} \right] \mu(\lambda) \quad (4.34)$$

$$b_2 = \frac{R}{J_w V} \quad (4.35)$$

Par la suite :

$$C_f = \frac{1}{b_2} \left[-f_2 - k_f \operatorname{sgn}(s) \right] \quad (4.36)$$

k_f est un gain positif

Afin de réduire le phénomène de broutement qui provient de la partie discrète de la commande, la fonction 'sign' peut être remplacée par une fonction 'saturation'.

4.2.3. Résultats de simulation

Les tests suivants sont dédiés à la commande par un mode glissant du patinage (glissement) des roues motrices en considérant deux situations de mouvement : accélération et freinage .Aussi, des différentes valeurs de facteurs d'adhérences longitudinales seront introduite pour étudier le comportement du système dans le cas où la condition de route est modifiée.

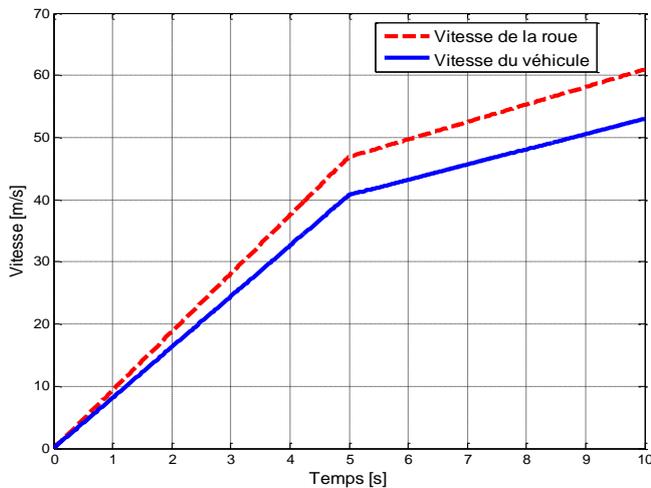
Test 1

Ce test étudie la variation de glissement longitudinal du véhicule dans le cas d'accélération. L'essai consiste à simuler le passage des roues motrices du VE d'une route sèche à une route humide en phase d'accélération et en choisissant un glissement de référence $\lambda_{ref} = 0.13$. Pour la loi de commande, on a choisi $k_a = 10$. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 4.7

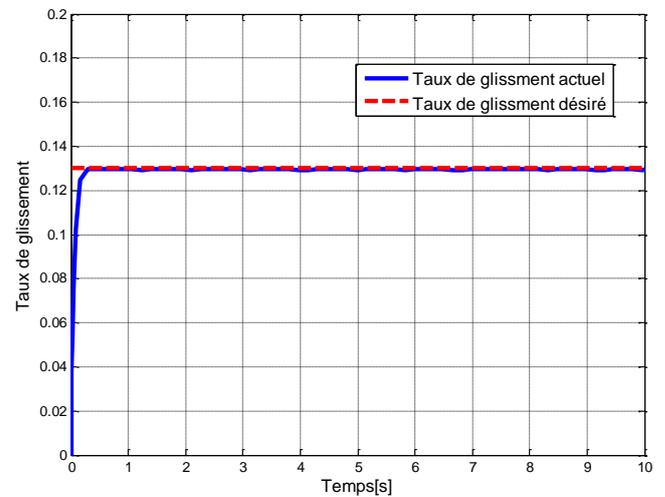
La réponse en vitesse du véhicule est comparée avec celle de la roue (voir Figure 4.8. (a)). On remarque que les deux réponses commencent d'une même valeur zéro, mais après 0.5 s, ces deux réponses se divergent. Cela est dû à la référence de glissement introduite. A $t=5$ s, lors du passage par une route humide, la variation des réponses en vitesse au cours du temps s'est ralentie car le couple moteur fourni est moins important. Par contre, le glissement entre les deux réponses en vitesse dans cette zone est plus grand par rapport à la zone de démarrage. Aussi la vitesse du véhicule reste inférieure à celle de la roue ce qui signifie que la variable de glissement λ est toujours maintenu à sa

valeur de référence λ_{ref} (voir Figure 4.8. (b)). Ce résultat montre que malgré la perte de l'adhérence, la force motrice reste maximale (en contrôlant le glissement des roues motrices) et que la vitesse du moteur s'est faiblement augmentée ce qui évite le gaspillage d'énergie et maintient le véhicule stable.

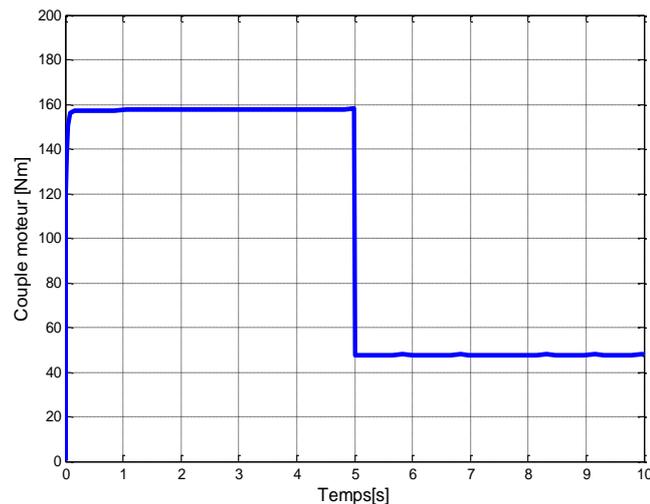
Sur la figure 4.7. (c), on montre la réponse en couple électromagnétique qui représente l'entrée de commande du système. On remarque que cette variable prend une valeur en amplitude très importante ($C_t = 150Nm$) ce qui signifie que le véhicule accélère bien sur une route sèche. Cette accélération est traduite par une grande consommation d'énergie par le moteur. Par contre, lors le passage par la route humide, ce couple diminue et cela est dû au réglage du taux de glissement maintenu à sa valeur optimale.



(a)



(b)



(c)

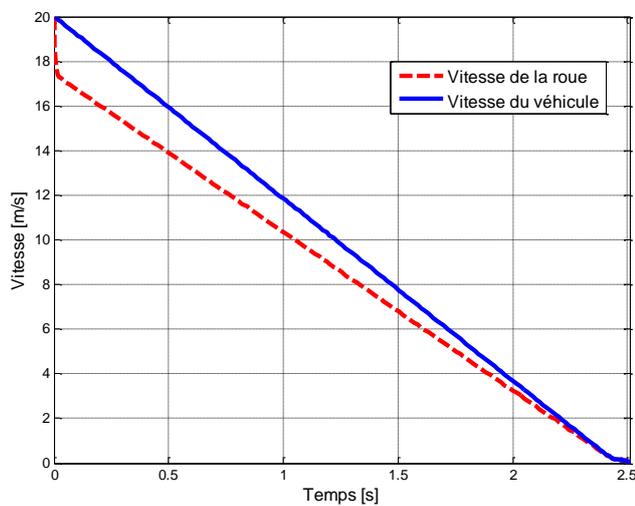
Figure 4. 7: Les réponses du système pour le cas 'Accélération'

Test 2

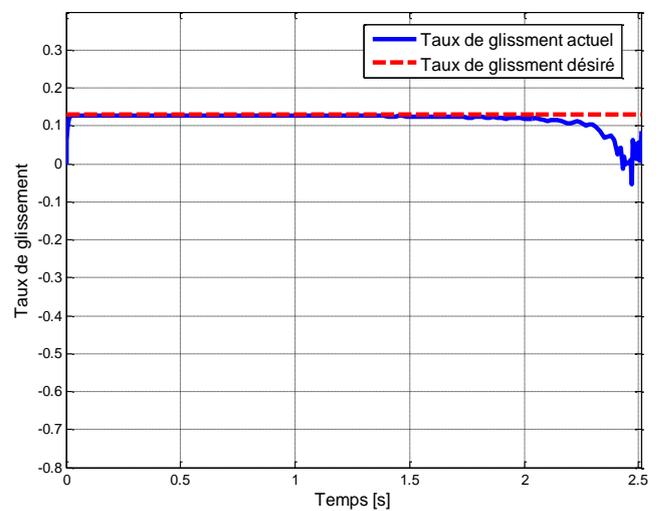
Sous les mêmes conditions utilisées dans le test 1, on étudie le cas de freinage et on représente les mêmes réponses que précédemment et en imposant un glissement de référence $\lambda_{ref} = 0.13$. Pour la loi de commande, on a utilisé $k_f = 200$

Les deux réponses en vitesse commencent à partir d'une même valeur initiale ($V = 20 \text{ m/s}$) et elles divergent après à cause de la référence de rapport de glissement introduite. Mais à 2,5 secondes, les deux réponses convergent vers 0. Cela signifie que le véhicule est complètement arrêté, ainsi que le rapport de glissement devient nul (car toutes les vitesses s'annulent) voir Figure 4.8. (a).

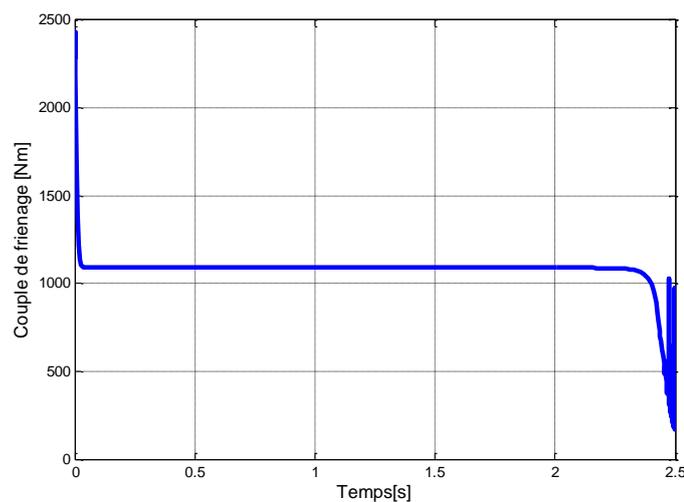
Sur la figure 4.8. (b), on remarque que le rapport de glissement suit sa référence rapidement comme dans le cas d'accélération, mais après 2 secondes, ce dernier converge vers zéro et cela est dû au couple de freinage appliqué au véhicule.



(a)



(b)



(c)

Figure 4. 8 : Les réponses du système pour le cas 'Freinage' sur une route sec

La Figure 4.8. (c), montrent que le temps de freinage est moins de 2,5 secondes. Pour réaliser ce type de freinage rapide ; environ 1000 Nm de couple de freinage est nécessaire. Le couple de freinage total est fourni par le mode de freinage du moteur associé à un système de freinage hydraulique.

A partir de ce test, on constate que le freinage est très rapide, cependant le couple de freinage total fourni est très important.

Test3

Dans ce test on applique un couple de freinage sur une route verglacée. Dû au faible force d'adhérence provoquée par ce type de route, le moteur fournit le couple de freinage nécessaire ($C_f = 50Nm$) moins important que celui dans le cas d'une surface sec. Mais le temps de freinage total a augmenté à 10 secondes comme il est montré sur la figure 4.9.

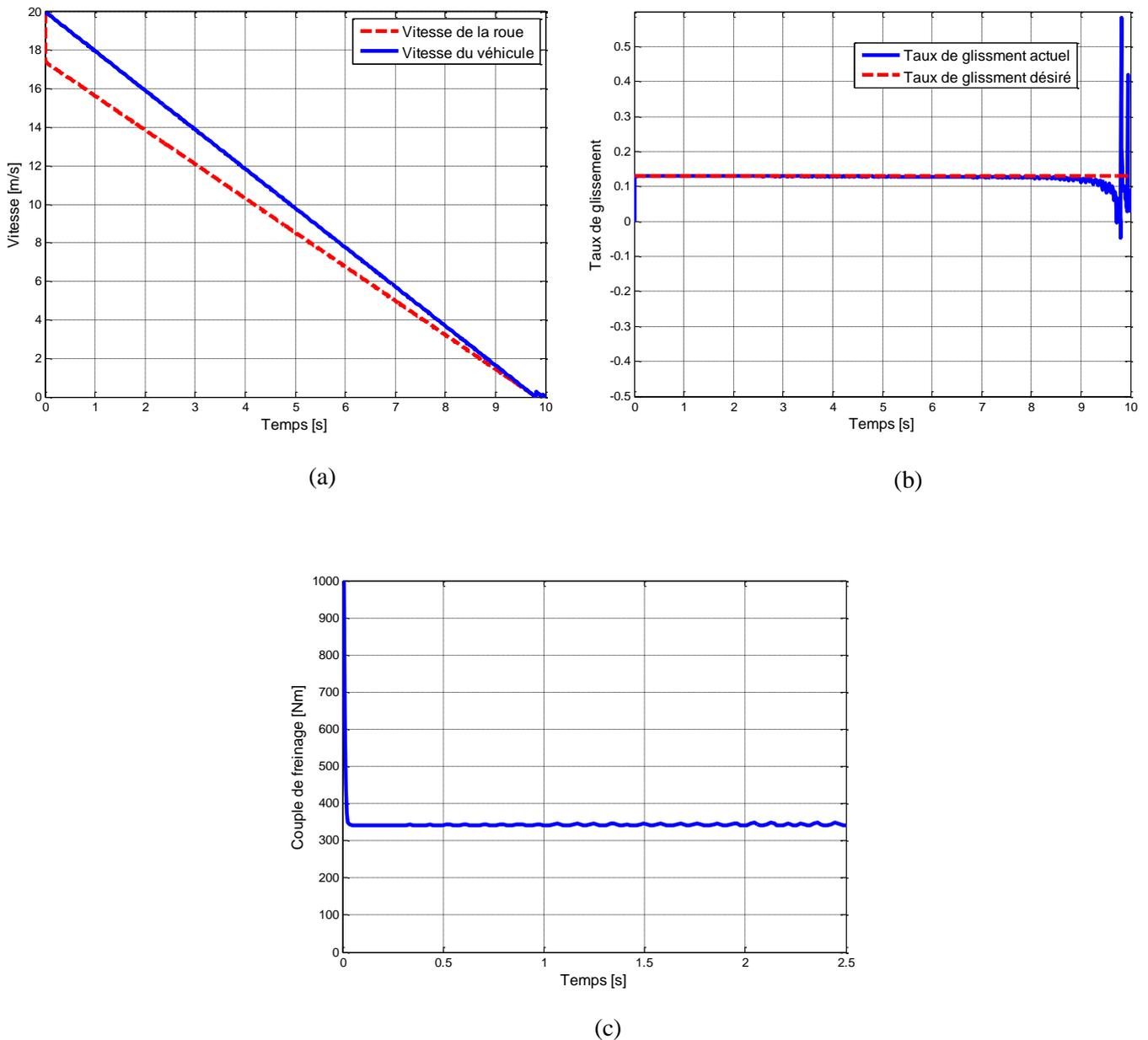


Figure 4. 9 : Les réponses du système en freinage sur une route verglacée

Dans tous ces tests cités, la vitesse du véhicule est supposée facilement mesurable ce qui n'est vrai dans le cas réel où c'est difficile de l'avoir dû à la sensibilité du capteur ou à la difficulté de son implémentation.

En général, dans les systèmes de contrôle de traction qui utilisent la vitesse du châssis et pour des raisons physiques et économiques, seules les roues non motrices peuvent réellement fournir une vitesse approximative du véhicule. Toutefois, cette méthode n'est pas applicable lorsque le véhicule est propulsé par des systèmes à quatre roues motrices (4RM). D'autre part, la vitesse calculée par l'intégration de la mesure de l'accéléromètre est affectée par les problèmes de décalage et d'erreurs. Une autre méthode pour obtenir la vitesse du châssis utilise les capteurs optiques; Cependant, ils sont sensibles à l'environnement d'exploitation et coûteux. Pour toutes ces raisons, un observateur est indispensable pour estimer la vitesse de véhicule.

Les fonctions f_1 et f_2 sont des fonctions non linéaires à cause d'une relation non linéaire entre le taux de glissement et les vitesses de roue et celle du véhicule. Afin d'étudier l'observabilité de ce système non linéaire et estimer la vitesse du véhicule, une synthèse d'observateur de système non linéaire sera introduite basée sur la théorie des modes glissants pour la conception de son observateur.

4.3. Observateur mode glissant pour l'estimation de la vitesse du véhicule

4.3.1. Définition d'un observateur

Le calcul de la loi de commande nécessite la connaissance de tous les états ce qui est interprété par un placement d'autant de capteurs sur le système. Cependant, pour des raisons de réalisabilité technique, de coût,...etc., certains états ne sont pas mesurables ce qui fait appel à la théorie des observateurs et dont le but est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et sorties passées. Cette estimation devant être obtenue en temps réel, l'observateur revu usuellement la forme d'un système dynamique.

Un observateur est un système dynamique qui à partir de l'entrée $u(t)$ du système (la commande), de la sortie $y(t)$ mesurée, ainsi que d'une connaissance à priori du modèle, fournira en sortie un état estimé $\hat{y}(t)$ qui devra tendre vers l'état réel $y(t)$. Le schéma de principe d'un observateur est montré sur la figure (4.10) avec $y(t)$ représente les sorties mesurées et $u(t)$ l'entrée de commande [61].

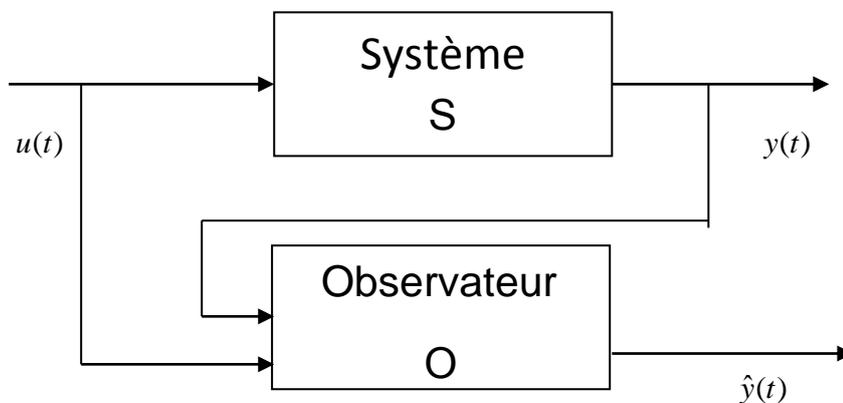


Figure 4. 10 : Schéma de principe d'un observateur

4.3.2. Observabilité des systèmes non linéaire

Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible. La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Il s'agit alors de la notion d'observabilité.

La théorie de l'observation est liée à la notion de l'observabilité, cette notion est différente de celle dans le cas linéaire. Plusieurs recherche ont été consacrées à l'étude de l'observabilité des systèmes non linéaires.

Définition 4.1

Soit un système non linéaire définit par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (4.37)$$

Où $x(t) \in \mathfrak{R}^n$, $u(t) \in \mathfrak{R}^m$ représentent respectivement l'état du système et l'entrée (ou la commande).

La sortie $y(t)$ du système est un vecteur de dimension p .

Pour l'étude de l'observabilité de ce système, nous pouvons utiliser les dérivées de Lie. Le système est localement observable si la condition de rang d'observabilité est vérifiée, c'est-à-dire que la matrice d'observabilité (O) définie ci-dessous est de rang n [62][63] :

$$O = \begin{bmatrix} dh(x) \\ dL_f h(x) \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} h(x) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Avec

$$\begin{cases} dh(x) = \left(\frac{\partial h}{\partial x_1}, \frac{\partial h}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial h}{\partial x_n} \right) \\ L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \end{cases} \quad (4.39)$$

La condition d'observabilité est la suivante :

$$\text{Rang}(O) = n \quad (4.40)$$

Une des classes les plus connues des observateurs robustes est celle des observateurs mode glissant.

4.3.3. Conception d'un observateur mode glissant

Le principe des observateurs mode glissant consiste à contraindre, à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété S de dimension $(n - p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure) [61], [65].

L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n - p)$.

Dans le cas des observateurs mode glissant, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$

A partir de leurs valeurs initiales $e(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes :

- Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) $e(y) = y - \hat{y}$ sont nulles

Cette étape qui est généralement très dynamique est appelée mode d'atteinte.

- Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement.

Considérons un système d'état non linéaire présenté dans (4.37).

Les fonctions f et h sont des champs de vecteurs supposés suffisamment continûment dérivables sur l'entrée u est localement bornée et mesurable.

L'observateur mode glissant est défini avec la structure suivante [66] [67]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}, u) - K \cdot \text{sign}(y - \hat{y}) \\ y(t) = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (4.41)$$

Où :

K est la matrice de gain de dimension $(n-p)$.

On remarque que l'observateur obtenu est une copie du modèle du système plus un terme correcteur qui établit la convergence de \hat{x} vers x .

La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$S(x) = y - \hat{y} \quad (4.42)$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction discontinue 'sign' appliquée à l'erreur de sortie.

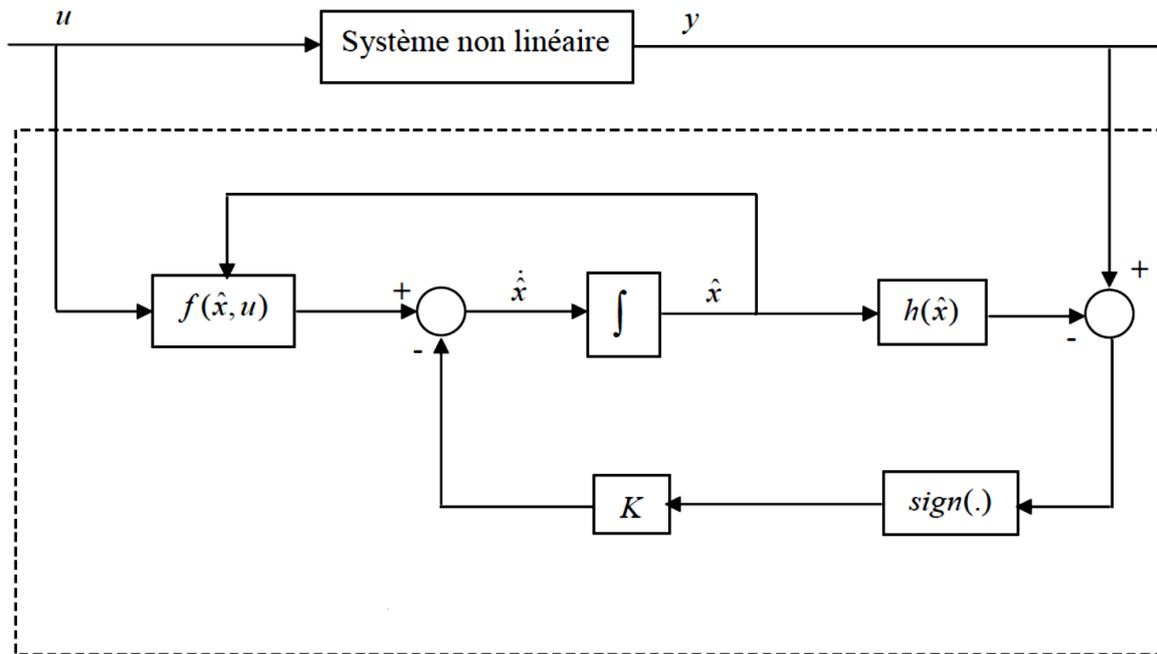


Figure 4. 11: Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant [64]

Pour le cas d'accélération, les équations d'état du système sont obtenues comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{g\mu(x_1)}{x_2} \left[1 + (1-x_1) \frac{R^2 M}{2J_w} \right] + \frac{(1-x_1)R}{J_w x_2} C_t \\ \dot{x}_2 = \frac{R \left(C_t - \frac{R.M.g.\mu(x_1)}{2} \right)}{J_w} \\ y = x_2 \end{array} \right. \quad (4.43)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = \lambda \\ x_2 = V_\omega \end{array} \right. \quad (4.44)$$

L'observateur mode glissant dans ce cas est exprimé:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{g\mu(\hat{x}_1)}{x_2} \left[1 + (1-\hat{x}_1) \frac{R^2 M}{2J_w} \right] + \frac{(1-\hat{x}_1)R}{J_w x_2} C_t + \varepsilon_1 \cdot \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{R \left(C_t - \frac{R.M.g.\mu(\hat{x}_1)}{2} \right)}{J_w} + \varepsilon_2 \cdot \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \\ y = x_2 \end{array} \right. \quad (4.45)$$

V_ω est considérée comme sortie mesurée car elle peut être facilement détectée par un résolveur.

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ sont les gains positifs.

L'objectif est d'estimer la vitesse du véhicule V calculée à partir de l'équation (4.14) en utilisant le taux de glissement estimée $\hat{\lambda}$.

Pour le cas du freinage, le système est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\lambda} = -\frac{g}{V} \left[(1-\lambda) + \frac{R^2 M}{2J_w} \right] \mu(\lambda) + \frac{R}{J_w V} C_f \\ \lambda = \frac{V - V_\omega}{V} \end{array} \right. \quad (4.46)$$

Comme le cas "Accélération", on considère que la vitesse des roues comme une sortie mesurable. Choisisant:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = \lambda \\ x_2 = V_\omega \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Les équations d'état du système dans ce cas sont obtenues comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{g\mu(x_1)}{x_2} (1-x_1)^2 - \frac{R^2 M g \mu(x_1)}{2J_w x_2} (1-x_1) + \frac{R}{J_w x_2} (1-x_1) C_f \\ \dot{x}_2 = \frac{R \left(\frac{R.M.g.\mu(x_1)}{2} - C_f \right)}{J_w} \end{array} \right. \quad (4.48)$$

Par la suite, l'observateur mode glissant est obtenu:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{g\mu(x_1)}{x_2}(1-\hat{x}_1)^2 - \frac{R^2 M g \mu(\hat{x}_1)}{2J_w x_2}(1-\hat{x}_1) + \frac{R}{J_w x_2}(1-\hat{x}_1)C_f + \varepsilon_3 \cdot \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{x}_2 = \frac{R\left(\frac{R.M.g.\mu(\hat{x}_1)}{2} - C_f\right)}{J_w} + \varepsilon_4 \cdot \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \\ y = x_2 \end{cases} \quad (4.49)$$

ε_3 , ε_4 sont les gains positifs.

Par suite, la vitesse du véhicule V est calculée à partir de l'équation (4.30) en utilisant le taux de glissement estimée $\hat{\lambda}$.

Test4

Ce test est dédié à la comparaison entre la vitesse estimée à l'aide d'un observateur mode glissant et la vitesse réelle mesurée dans les deux cas ; accélération et freinage. Le but est de vérifier la robustesse de cet observateur en considérant les conditions initiales distinctes entre la vitesse réelle du véhicule et la vitesse observée (estimée).

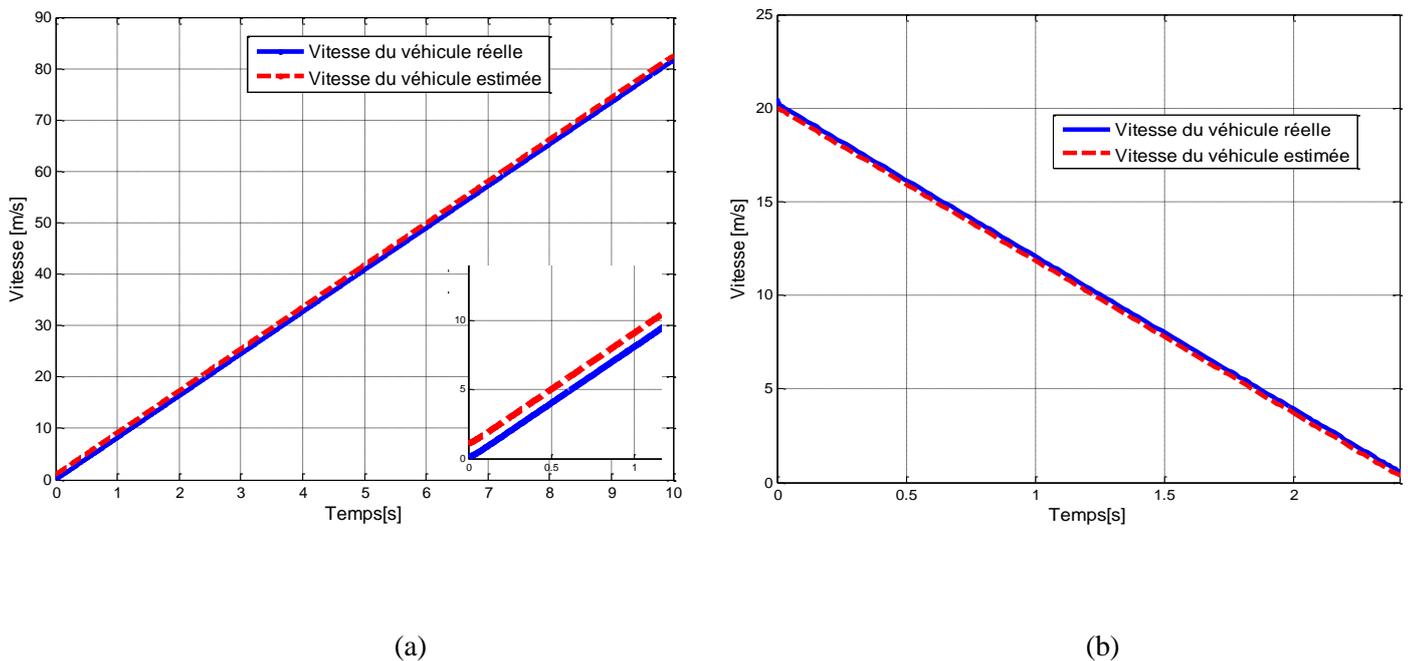


Figure 4.12: Les réponses d'observation de vitesse

(a) : cas 'Accélération, (b) : cas 'Freinage'

Les résultats de ce test (Figure 4.12) montrent que la vitesse observée converge rapidement et poursuit avec précision la vitesse du véhicule réelle dans un temps fini pour les deux cas d'accélération et de freinage.

Cela signifie que l'observateur utilisé est fiable et il donne une bonne estimation de la vitesse longitudinale.

4.4. Conclusion

Dans cette partie une méthode de commande a été proposée pour le contrôle de glissement longitudinal d'un véhicule électrique. L'objectif était de commander le taux de glissement dans des conditions de route sec et glissante. La référence du taux de glissement était choisie de tel que le facteur d'adhérence soit maximal. Ce qui maximise directement la force de traction et donc le couple de charge par rapport à la roue.

Les résultats des simulations présentés ont montré l'efficacité du régulateur mode de glissement (RMG) synthétisé pour la stabilité et la réduction de la consommation d'énergie pour les véhicules électriques. Comme la mesure de vitesse était inaccessible, un observateur de vitesse de type mode glissant a été synthétisé pour estimer la vitesse longitudinale du véhicule et de commander donc le taux de glissement longitudinal dans les deux situations d'accélération et de freinage sans avoir besoin d'un capteur de vitesse.

CHAPITRE 5 :

COMMANDE DE LA DYNAMIQUE LATÉRALE ET DE ROULIS D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE

Les avancées technologiques de ces dernières années ont favorisé l'émergence des véhicules intelligents permettant de prévoir et de compenser une défaillance (du conducteur, du véhicule ou de l'infrastructure) ou même encore d'assurer une conduite autonome [68].

Vers la fin des années 90, les recherches mettent davantage l'accent sur le conducteur qu'on ne cherche plus à remplacer (conduite autonome), mais à aider dans ses tâches de conduite. C'est le concept du « copilote » intelligent qui informe, avertit et qui, au final, agit en cas de défaillance du conducteur.

Le contrôle latéral est responsable du maintien du véhicule sur la voie en actionnant un organe de commande, tel que la colonne de direction pour braquer les roues et le frein pour le système de stabilité du lacet ESP (Electronic Stability Program).

Dans ce chapitre, nous développons une stratégie de contrôle latéral sur un modèle du véhicule constitué de la dynamique latérale et de lacet. Deux approches de commandes par mode glissant seront proposées qui partent du même modèle et utilisent des entrées de commande distinctes.

Aussi la dynamique de roulis sera modélisée ensuite. La commande de cette dynamique du véhicule aura le but de renforcer la stabilité du véhicule et éviter les risques de renversement en minimisant l'angle de roulis.

5.1. Commande latéral d'un VE

Le contrôle latéral consiste à diriger le véhicule à suivre la trajectoire de référence. Dans une conduite autonome, le contrôle latéral se fait automatiquement en agissant sur l'angle de braquage.

Dans un contrôle latéral partagé, les automates d'assistance agissent souvent sur le volant via un moteur électrique à courant continu monté sur la colonne de direction. Ce moteur est chargé de produire une commande visant le contrôle du couple ou de l'angle de braquage (Figure 5.1). L'intervention de l'assistance pourrait aussi s'opérer sur le freinage différentiel en induisant un moment de lacet qui modifie la direction du véhicule, comme l'ESP. L'approche par le freinage différentiel offre l'avantage de la dissociation des couples de l'automate et du conducteur, mais elle présente l'inconvénient d'une efficacité réduite dans certaines situations [69].

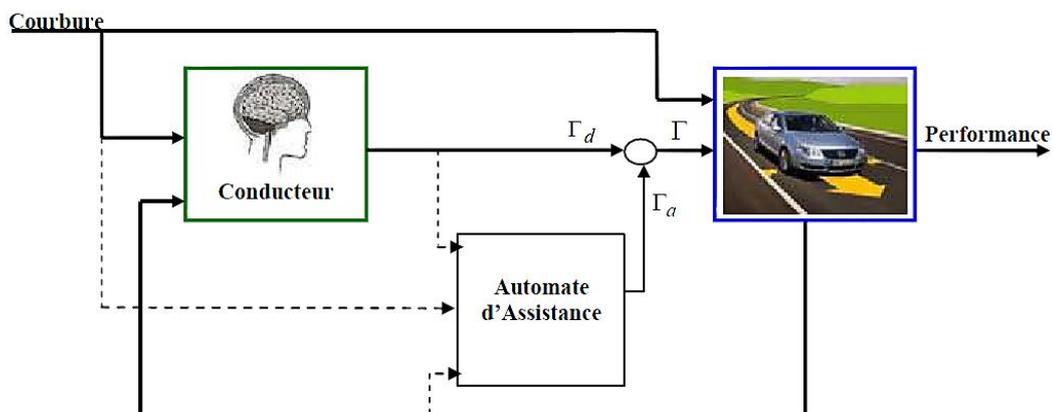


Figure 5. 1: Architecture d'assistance

Un des principaux enjeux aujourd'hui est de concevoir un contrôleur performant malgré les perturbations, les incertitudes paramétriques, l'effet du vent, le changement d'adhérence de la route, etc. Plusieurs stratégies de commande ont été développées dans la littérature.

Dans cette partie, on s'intéresse au contrôle latéral du véhicule électrique en discutant deux cas d'étude :

- Cas d'une conduite autonome en concevant un système de commande de la position latérale qui utilise l'angle de braquage comme entrée de commande.
- Cas d'une conduite partagée où le freinage différentiel est introduit pour forcer le véhicule à suivre la trajectoire de référence ; C'est le système de contrôle de la vitesse de lacet.

Le modèle du VE déjà présenté dans ce travail étudie le comportement du véhicule lors d'un déplacement longitudinal. Or, pour faire le contrôle de l'accélération latérale, un autre modèle augmenté du VE doit être introduit qui représente le comportement latéral du véhicule (accélération latérale, vitesse de lacet, angle de dérive).

5.1.1. Modèle latéral du véhicule

Dans ce paragraphe nous décrivons la modélisation du véhicule en considérant un déplacement long de des axes X, Y, ainsi qu'une rotation autour l'axe Z. Les rotations autour de ces trois axes sont respectivement:

- Le roulis, autour de l'axe X qui décrit le mouvement longitudinal de véhicule.
- Le tangage, autour de l'axe Y qui décrit le mouvement latéral de véhicule.
- Le lacet, autour de l'axe Z qui décrit le mouvement vertical de véhicule.

Pour décrire la cinématique du véhicule, nous employons un modèle à trois degrés de liberté. Le système d'axes cartésien ($X o Y$) est utilisé pour étudier le déplacement du centre de gravité(CG) du véhicule auquel on associe un système d'axes (x, y) On définit aussi l'angle de lacet entre les repères $\overline{o\bar{x}}$ et $\overline{o\bar{X}}$ [10], [70] (Figure 5.2).

A base de ces deux principes fondamentales de la dynamiques du véhicule, les forces généralisées, et le moment de rotation totale autour de l'axe Z sont exprimées par :

$$\begin{cases} M \ddot{X} = F_X \\ M \ddot{Y} = F_Y \\ J_z \ddot{\psi} = M_Z \end{cases} \quad (5.1)$$

Où J_z le moment d'inertie du véhicule suivant l'axe Z.

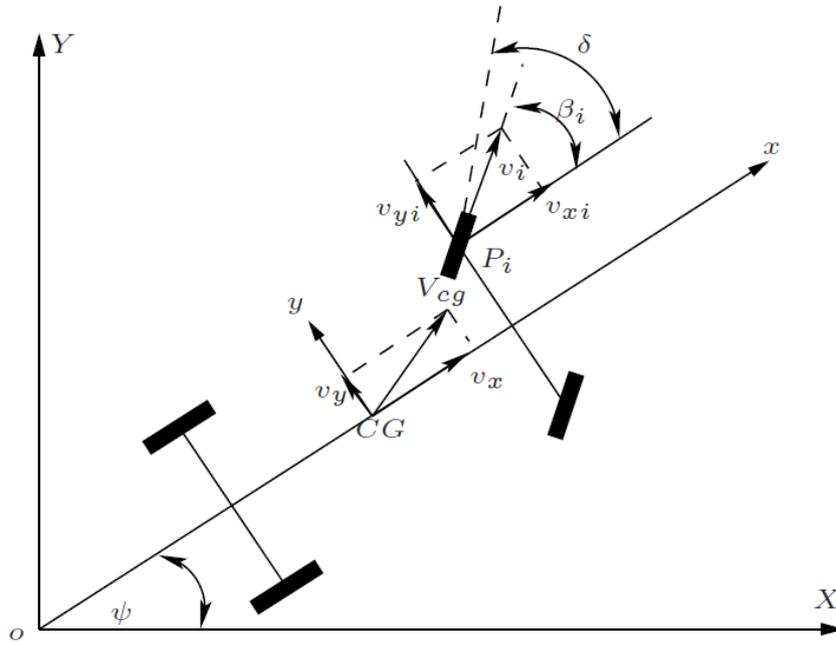


Figure 5. 2 : Mouvement du véhicule dans le système d'axe (X,Y)

A l'aide d'une simple rotation d'un angle ψ autour de l'axe \overrightarrow{oZ} , on peut évaluer le vecteur de la vitesse associé au centre de gravité (CG) du véhicule :

$$\begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \\ r \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

Où

v_x et v_y sont les vitesses du véhicule dans le plan (x, y) et $r = \dot{\psi}$ est sa vitesse de lacet.

En dérivant (5.2) par rapport au temps, on obtient les accélérations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\dot{X}) = \dot{v}_x \cos(\psi) - v_x \dot{\psi} \sin(\psi) - \dot{v}_y \sin(\psi) - v_y \dot{\psi} \cos(\psi) \\ \frac{d}{dt}(\dot{Y}) = \dot{v}_x \sin(\psi) + v_x \dot{\psi} \cos(\psi) + \dot{v}_y \cos(\psi) - v_y \dot{\psi} \sin(\psi) \\ \frac{d}{dt}(\dot{\psi}) = \dot{r} \end{cases} \quad (5.3)$$

Tenant compte de (5.1), dans les équations du système (5.3), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{F_x}{M} = (\dot{v}_x - \dot{\psi} v_y) \cos(\psi) - (\dot{v}_y + \dot{\psi} v_x) \sin(\psi) \\ \frac{F_y}{M} = (\dot{v}_x - \dot{\psi} v_y) \sin(\psi) - (\dot{v}_y + \dot{\psi} v_x) \cos(\psi) \\ \frac{M_z}{J_z} = \dot{r} \end{cases} \quad (5.4)$$

Pour un angle de rotation ψ petit : $\cos(\psi) \approx 1, \sin(\psi) \approx 0$, les expressions des accélérations au centre de gravité du véhicule s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \frac{F_x}{M} = (\dot{v}_x - r v_y) \\ \frac{F_y}{M} = (\dot{v}_y + r v_x) \\ \frac{M_z}{J_z} = \dot{r} \end{cases} \quad (5.5)$$

Pour établir les forces qui agissent sur le véhicule, on considère le repère (X, Y) avec un braquage d'un angle des roues avant. Les forces qui agissent à l'interface roue-sol sont montrées sur la figure 5.3.

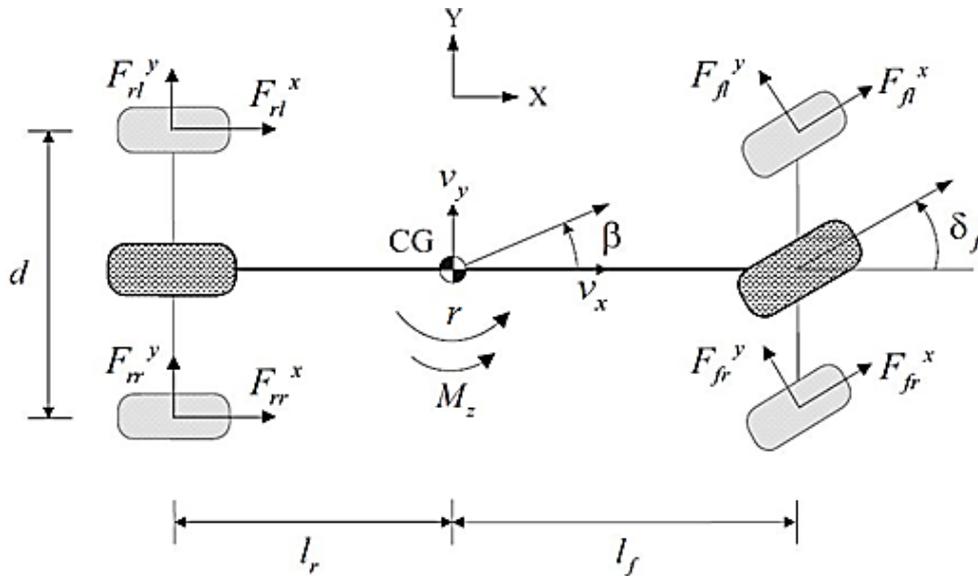


Figure 5. 3 : Forces au niveau des roues du véhicule [71]

La résultante des forces F_x dans la direction (X), incluant la force aerodynamique et la force d'inclinaison, est donnée par :

$$\sum F^x = (F_{fl}^x + F_{fr}^x) \cos \delta_f + F_{rl}^x + F_{rr}^x - (F_{fl}^y + F_{fr}^y) \sin \delta_f \quad (5.6)$$

Idem pour la résultante des forces selon l'axe (Y) :

$$\sum F^y = (F_{fl}^x + F_{fr}^x) \sin \delta_f + (F_{fl}^y + F_{fr}^y) \cos \delta_f + F_{rl}^y + F_{rr}^y \quad (5.7)$$

Avec :

δ_f : est l'angle de braquage

F_{fl}^x, F_{fr}^x : sont respectivement les forces de traction des roues frontales gauche et droite.

F_{rl}^x, F_{rr}^x : sont respectivement les forces de traction des roues arrières gauche et droite.

F_{fl}^y, F_{fr}^y : sont respectivement les forces latérales des roues frontales gauche et droite.

F_{rl}^y, F_{rr}^y : sont respectivement les forces latérales des roues arrières gauche et droite.

Le moment des forces selon l'axe Z est exprimé par :

$$M_z = l_f (F_{fl}^x + F_{fr}^x) \sin \delta_f + l_f (F_{fl}^y + F_{fr}^y) \cos \delta_f - l_r (F_{rl}^y + F_{rr}^y) + M_{diff} \quad (5.8)$$

Où M_{diff} représente la dynamique produite par le freinage différentiel. Il est exprimé comme suit :

$$M_{diff} = \frac{d}{2} (F_{rr}^x - F_{rl}^x) + \frac{d}{2} (F_{fr}^x - F_{fl}^x) \cos \delta_f \quad (5.9)$$

d est la longueur du train arrière.

Les équations (5.6), (5.7) et (5.9) peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{aligned} M(\dot{v}_x - rv_y) &= F_f^x \cos \delta_f + F_r^x - F_f^y \sin \delta_f \\ M(\dot{v}_y + rv_x) &= F_f^x \sin \delta_f + F_f^y \cos \delta_f + F_r^y \\ J_z \dot{r} &= l_f F_f^x \sin \delta_f + l_f F_f^y \cos \delta_f - l_r F_r^y + M_{diff} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Avec :

$$F_f^x = F_{fl}^x + F_{fr}^x, \quad F_r^x = F_{rr}^x + F_{rl}^x, \quad F_f^y = F_{fl}^y + F_{fr}^y, \quad F_r^y = F_{rl}^y + F_{rr}^y$$

Le contact pneumatique-chaussée génère un glissement latéral et un autre qui est longitudinal. Les caractéristiques du pneumatique en longitudinale sont meilleures que celles en latérale, c'est pourquoi on parle couramment d'ellipse de friction. De plus, les forces longitudinales et latérales sont couplées et un pneumatique ne peut pas délivrer un effort maximal à la fois en longitudinal et en latéral. Ceci explique l'origine de perte de contrôle lorsque le frottement est maximal en longitudinal.

Aux niveaux de chaque roue, l'expression générale du coefficient de glissement longitudinal s'écrit comme suite [11] :

$$\lambda_i = \frac{R \cdot \omega_i - u_i}{\max(R \cdot \omega_i, u_i)} \quad (5.11)$$

Avec u_i les vitesses linéaires du véhicule ramenées aux centres des roues données par [10] :

$$\begin{aligned}
 u_{fr} &= (v_x + d.r) \cos(\delta_f) + (v_y + l_f r) \sin(\delta_f) \\
 u_{rr} &= v_x + d.r \\
 u_{fl} &= (v_x - d.r) \cos(\delta_f) + (v_y + l_f r) \sin(\delta_f) \\
 u_{rl} &= v_x - d.r
 \end{aligned}
 \tag{5.12}$$

ω_i est la vitesse angulaire de la i roue.

Le glissement latéral (par rapport au plan de rotation de la roue) est évalué à travers l'angle de glissement (ou de dérive).

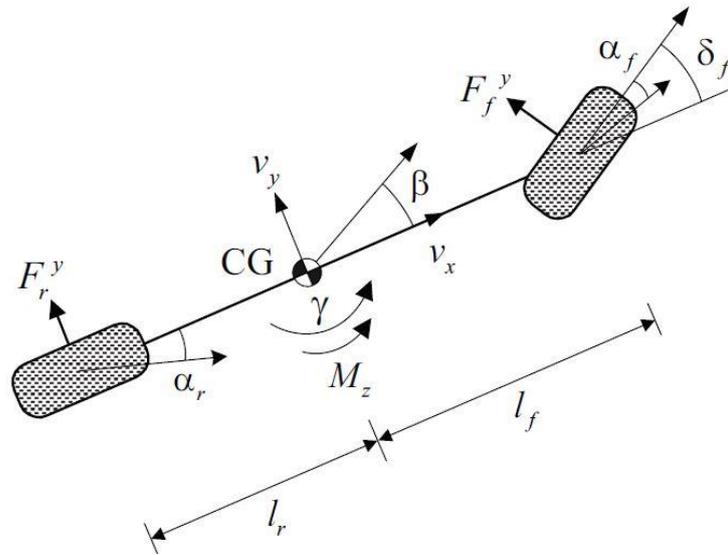


Figure 5. 4 : Angles de glissement dans un modèle de bicyclette

En se basant sur le vecteur de vitesse du centre de gravité du véhicule $[v_x \ v_y \ r]$ et de ses paramètres géométriques, la compatibilité entre la vitesse et les angles de dérive s'écrit :

$$\begin{cases} \tan(\delta_f - \alpha_f) = \frac{l_f r + v_y}{v_x} \\ \tan \alpha_r = \frac{l_r r - v_y}{v_x} \end{cases}
 \tag{5.13}$$

Pour des petits angles de braquages :

$$\begin{cases} \alpha_f \approx \delta_f - \frac{l_f r + v_y}{v_x} \\ \alpha_r \approx \frac{l_r r - v_y}{v_x} \end{cases}
 \tag{5.14}$$

On définit l'angle de dérive du véhicule comme suit :

$$\beta = \arctan\left(\frac{v_y}{v_x}\right) \quad (5.15)$$

Si les angles de dérive sous les roues restent petits ($\beta \approx \frac{v_y}{v_x}$), le glissement latéral pour les deux trains avant et arrière sera défini comme suit :

$$\begin{cases} \alpha_f \approx \delta_f - \frac{l_f r}{v_x} - \beta \\ \alpha_r \approx \frac{l_r r}{v_x} - \beta \end{cases} \quad (5.16)$$

Où

l_f : distance perpendiculaire entre le train avant et le centre de gravité

l_r : distance perpendiculaire entre le train arrière et le centre de gravité

δ : angle de braquage des roues avant.

Durant une conduite normale en virage, la dérive des pneumatiques reste faible (angles de dérive inférieurs à 4°). Les forces latérales F_f^y et F_r^y dans ce cas peuvent être modélisées comme une fonction linéaire de dépendent des angles de glissement (dérive) et elles sont définis comme suit :

$$\begin{cases} F_f^y = -2C_{yf}\alpha_f \\ F_r^y = -2C_{yr}\alpha_r \end{cases} \quad (5.17)$$

C_{yf} et C_{yr} sont les rigidités au glissement latéral des pneus avant et arrière.

Dans des conditions de conduite plus agressives ou en cas de mauvaise adhérence de la chaussée, cette relation devient non linéaire, le pneumatique tend à sous-virer ou à survirer.

La structure d'entraînement de véhicule électrique choisie suppose que sa propulsion est assurée par les deux roues motrices situées à l'arrière du véhicule. Les deux roues situées à l'avant sont des roues directrices tractées. Donc, les forces de traction aux niveaux de ces roues directrices sont nulles ($F_f^x = 0$).

Enfin et en supposant que l'angle de braquage est de faible valeur (entre -7° et $+7^\circ$), le modèle simplifié du véhicule sera donné comme suit :

$$\begin{cases} \dot{v}_x = v_y r + \frac{F_r^x}{M} + \frac{2C_{yf} \delta_f}{M} \left(\frac{v_y + r l_r}{v_x} - \delta_f \right) \\ \dot{v}_y = -2 \left(\frac{C_{yr} + C_{yf}}{M v_x} \right) v_y + \left(\frac{2C_{yr} l_r - 2C_{yf} l_f}{M v_x} - v_x \right) r + \frac{2C_{yf} \delta_f}{M} \\ \dot{r} = 2 \left(\frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{J_Z v_x} \right) v_y - \left(\frac{2C_{yr} l_r^2 + 2C_{yf} l_f^2}{J_Z v_x} \right) r + \frac{2C_{yf} l_f}{J_Z} \delta_f + \frac{d}{2J_Z} (F_{rr}^x - F_{rl}^x) \end{cases} \quad (5.18)$$

On intéresse dans cette partie uniquement aux mouvements transversaux du véhicule en supposant une vitesse constante ($\dot{v}_x = 0$), ce qui élimine la première équation du modèle, Le modèle précédent se ramène alors à un modèle à deux degré de liberté:

$$\begin{cases} \dot{v}_y = -2 \left(\frac{C_{yr} + C_{yf}}{M v_x} \right) v_y + \left(\frac{2C_{yr} l_r - 2C_{yf} l_f}{M v_x} - v_x \right) r + \frac{2C_{yf} \delta_f}{M} \\ \dot{r} = 2 \left(\frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{J_Z v_x} \right) v_y - \left(\frac{2C_{yr} l_r^2 + 2C_{yf} l_f^2}{J_Z v_x} \right) r + \frac{2C_{yf} l_f}{J_Z} \delta_f + \frac{d}{2J_Z} (F_{rr}^x - F_{rl}^x) \end{cases} \quad (5.19)$$

Ce modèle peut s'écrire sous la forme d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\text{Où : } x = \begin{bmatrix} v_y & r \end{bmatrix}^T, u = \begin{bmatrix} \delta_f & M_{diff} \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -2 \left(\frac{C_{yr} + C_{yf}}{M v_x} \right) & \frac{2C_{yr} l_r - 2C_{yf} l_f}{M v_x^2} - 1 \\ 2 \left(\frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{J_Z v_x} \right) & - \left(\frac{2C_{yr} l_r^2 + 2C_{yf} l_f^2}{J_Z v_x} \right) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{2C_{yf}}{M} & 0 \\ \frac{2C_{yf} l_f}{J_Z} & \frac{1}{J_Z} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$$

5.1.2. Système de commande de la position latérale

La commande de la dynamique latérale peut être réalisée en agissant sur l'angle de braquage et en considérant l'accélération latérale comme une sortie mesurée. Le modèle de commande pour le suivi de trajectoire est établi précédemment. Il suppose que les angles de dérive sur le même essieu sont égaux. Les dynamiques du roulis et du tangage sont négligées et les angles sont supposés être faibles (angle de braquage du pneu, de dérive et de lacet).

L'accélération transversale (latérale) du véhicule est exprimée comme suite [72] :

$$a_y = \dot{v}_y + r v_x \quad (5.21)$$

$a_y \neq \dot{v}_y$, puisque le mouvement du lacet du véhicule est pris en compte.

En faisant l'approximation des petits angles :

$$\begin{aligned} \beta \in [0^\circ, 15^\circ] \quad \beta &\approx v_y / v_x & v_x &= V \cos \beta \approx V \\ \cos \delta_f &\approx 1 & \sin \delta_f &\approx \delta_f & v_y &= V \sin \beta \approx V \beta \end{aligned}$$

Une relation entre l'accélération transversale (latérale), la vitesse du véhicule et les vitesses de lacet et de dérive au centre de gravité sera déduite :

$$a_y = V(\dot{\beta} + r) \quad (5.22)$$

On s'intéresse aussi uniquement au comportement du véhicule en virage établi. La première notion qu'il est nécessaire de présenter est l'angle d'Ackerman. Les braquages des roues avant idéaux et en faisant l'hypothèse des petits angles [73] : $\tan(\delta_f) = \frac{L}{R_c} = \delta_{\text{Ackerman}}$.

Où L désigne l'empattement du véhicule ($L = l_f + l_r$) et R_c le rayon de courbure de la trajectoire, $\delta_1 \approx \delta_2 = \delta_f$.

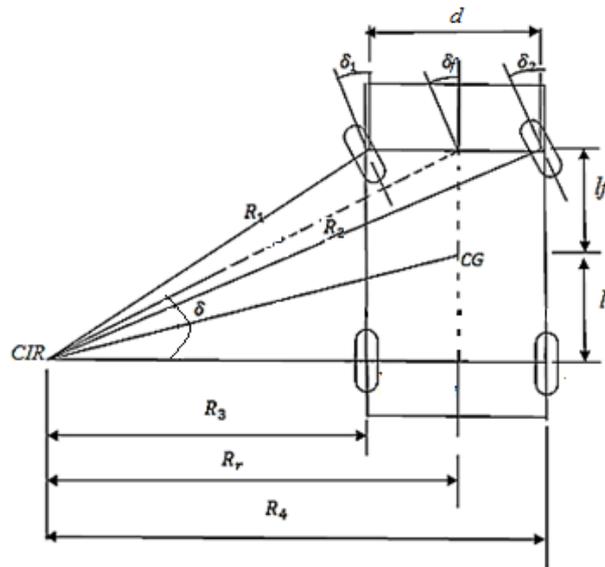


Figure 5. 5 : Angle d'Ackerman

Cette relation simple n'est valable qu'à très basses vitesses, ou pour un véhicule dépourvu de pneumatiques. Lorsque la vitesse augmente, une accélération transversale s'établit, et pour s'y opposer les pneumatiques doivent générer des efforts latéraux, qui se traduisent par l'apparition d'angles de dérive.

Aussi en régime établi, la vitesse de dérive $\dot{\beta}$ est nulle, l'accélération transversale peut s'écrire :

$$a_y = V.r = \frac{V^2}{R_c} \quad (5.23)$$

Car pour un mouvement circulaire, la relation entre la vitesse de rotation et la vitesse linéaire s'écrit :

$$r = \frac{V}{R_c} \quad (5.24)$$

Pour rester dans les zones stables, la vitesse du véhicule maximale admissible est calculée en admettant l'inégalité suivante : $\frac{MV^2}{R_c} \prec \mu Mg$ (μ est le facteur d'adhérence longitudinal).

Dans un virage, et en utilisant le modèle de bicyclette dans un état d'équilibre, On peut définir la notion de gains en accélération transversale et en vitesse de lacet.

Le gain en accélération transversale est défini selon :

$$\frac{a_y}{\delta_f} = \frac{V^2}{L(1 + KV^2)} \quad (5.25)$$

En régime établi, $a_y = V.r$ s'applique, d'où le gain en vitesse de lacet :

$$\frac{r}{\delta_f} = \frac{V}{L(1 + KV^2)} \quad (5.26)$$

K : est le gradient de sous-virage.

- $K > 0$ définit un véhicule sur-vireur;
- $K < 0$ définit un véhicule sous-vireur.

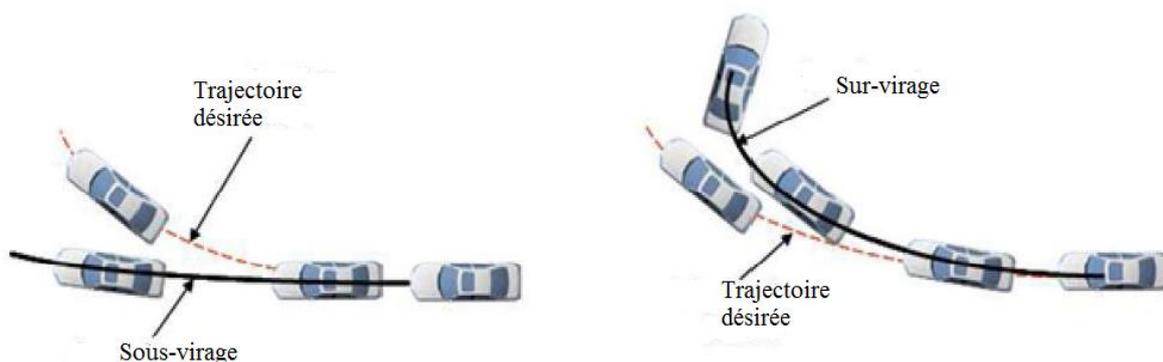


Figure 5. 6 : Sous-virage et Survirage du véhicule

On définit ainsi un véhicule neutre par $K = 0$. En virage établi, aucune variation de l'angle au volant n'est nécessaire pour se maintenir sur le bon rayon, lorsque la vitesse varie. L'angle qu'il est nécessaire d'appliquer est égal à l'angle d'Ackerman. La vitesse de lacet de référence du véhicule neutre, s'exprime :

$$r_{ref} = \dot{\psi}_{ref} = \frac{V}{R_c} = \frac{V}{L} \delta_f \quad (5.27)$$

Gillespie donne également une formule de calcul de l'angle de dérive au centre de gravité β . Il explique, sur la base du modèle bicyclette, que quand l'accélération transversale est négligeable, la trace de la roue arrière est située dans celle de la roue avant, mais que lorsqu'elle augmente l'arrière du véhicule doit se décaler pour générer un angle de dérive sur la roue arrière.

Un angle de dérive peut être défini en tout point du véhicule comme l'angle entre l'axe longitudinal et la direction du déplacement de ce point. Au centre de gravité, cet angle est positif aux faibles vitesses, et devient négatif aux vitesses élevées, du fait de la dérive du pneumatique arrière.

$$\beta = \frac{l_r}{R} - \frac{M.I_f.V^2}{L.R.C_{yr}} \quad (5.28)$$

La vitesse à laquelle cet angle s'annule est indépendante du rayon du virage. Elle est définie par :

$$V_{\beta=0} = \sqrt{\frac{L.l_r.C_{yr}}{M.I_f}} \quad (5.29)$$

5.1.2.1. Essai en virage

La dynamique latérale du système choisi dépend de l'angle de braquage appliqué. Elle dépend aussi de dynamique de lacet. Cette dernière contient dans son expression un terme du couple différentiel qu'il faut déterminer à partir des forces de tractions.

Le système qui représente la dynamique latérale du véhicule a été simulé sous Matlab/Simulink. Il est divisé en plusieurs blocs tels qu'il est montré sur la figure 5.7.

Le premier bloc appelé (delta) génère la consigne de braquage. Le deuxième bloc (dynamique - véhicule), calcule la vitesse longitudinale latérale et celle de lacet (la vitesse longitudinale choisie fixe dans cette étude) à partir de la consigne de braquage et les force de traction générée par les deux moteurs des roues arrière (la force de la résistance à l'accélération est négligée).

Le bloc (glissement) estime les glissements longitudinaux sur les deux roues motrices et calcule les glissements latéraux à partir des vitesses calculés dans le deuxième bloc, l'angle de braquage et les vitesses de rotation des moteurs (roues motrices).

Le blocs (roues motrice) calculent les forces de traction en déterminant d'abord le facteur d'adhérence longitudinal de chaque roue à partir de glissement longitudinal (formule magique).

Notre véhicule utilise deux roues arrière motrices, les deux roues de l'avant sont tractées, donc : $\lambda_{fl} = \lambda_{fr} = 0, F_{fl}^x = F_{fr}^x = 0$.

Enfin les vitesses de rotation des deux moteurs montés en arrière sont calculées à partir du différentiel électronique.

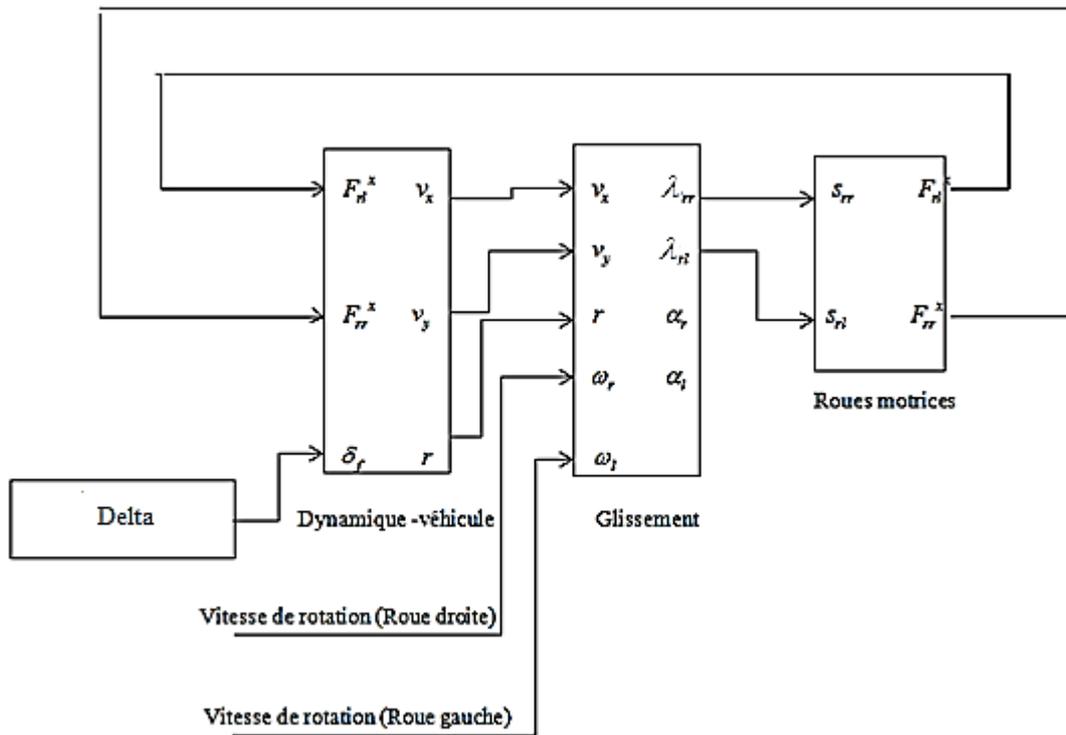


Figure 5. 7 : Système à deux roues motrices simulé sous Matlab/Simulink

L'essai en virage traduit par le braquage de la roue avant à droite ensuite à gauche permet d'étudier le comportement du véhicule dans la direction transversale ainsi que de lacet. Une consigne d'angle de braquage de 0.0675 rad (4°) est appliquée au modèle en boucle ouverte pour différentes valeurs de vitesse longitudinale. On considère dans cette simulation, que la route est plane, sans pente ni cote et sans dévers. L'entrée du modèle est le braquage de la roue avant qui est montré sur la figure 5.8.

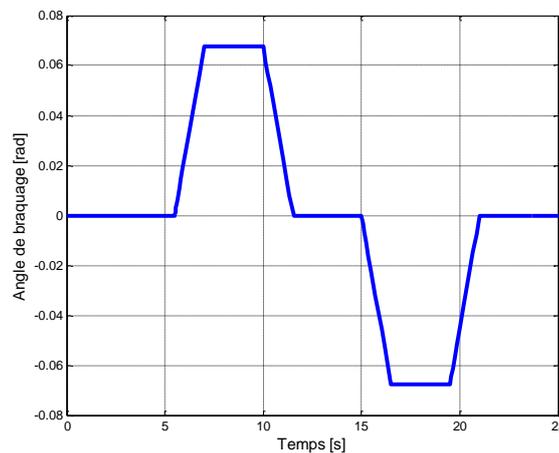


Figure 5. 8 : Angle de braquage appliqué

La trajectoire tracée par le véhicule a été obtenu en intégrant les variables d'états dans le repère (X,Y). Mais avant cela, une transformation du repère véhicule (x, y) vers le repère inertiel (X, Y) était nécessaire car les grandeurs sont mesurées dans le repère associé au véhicule.

5.1.2.2. Résultats de simulation

Sur la figure 5.9, on présente l'évolution de la trajectoire parcourue par le véhicule, on remarque que pour un angle de braquage fixe, la trajectoire à une vitesse longitudinale de 15 m/s trace un parcours plus important qu'avec des vitesses faibles (10 m/s). Cela est dû à la différence dans l'accélération latérale entre les deux trajectoires qui dépend de la vitesse longitudinale introduite et la dynamique de lacet. Sur la même figure, on présente l'évolution de l'angle de lacet qui apparaît immédiatement lors de l'application du braquage. Cette est obtenue après intégration de la vitesse de lacet qui varie proportionnellement à l'accélération latérale.

On présente également l'angle de dérive de la roue avant et on remarque que cet angle est presque nul pour une vitesse de 10 m/s. A une vitesse de 15 m/s, cet angle de dérive prend une valeur plus importante qu'on peut calculer à l'aide de la formule de Gillespie.

Enfin, une trajectoire à une vitesse longitudinale de 15 m/s sera choisie avec le même angle de braquage sur les roues avant ; l'objectif est de forcer le véhicule à suivre cette trajectoire. Pour accomplir ce but, un système de commande de la position latérale est nécessaire dont l'accélération latérale sera utilisée comme une sortie qui doit atteindre une valeur de référence déjà définie dans la partie théorique.

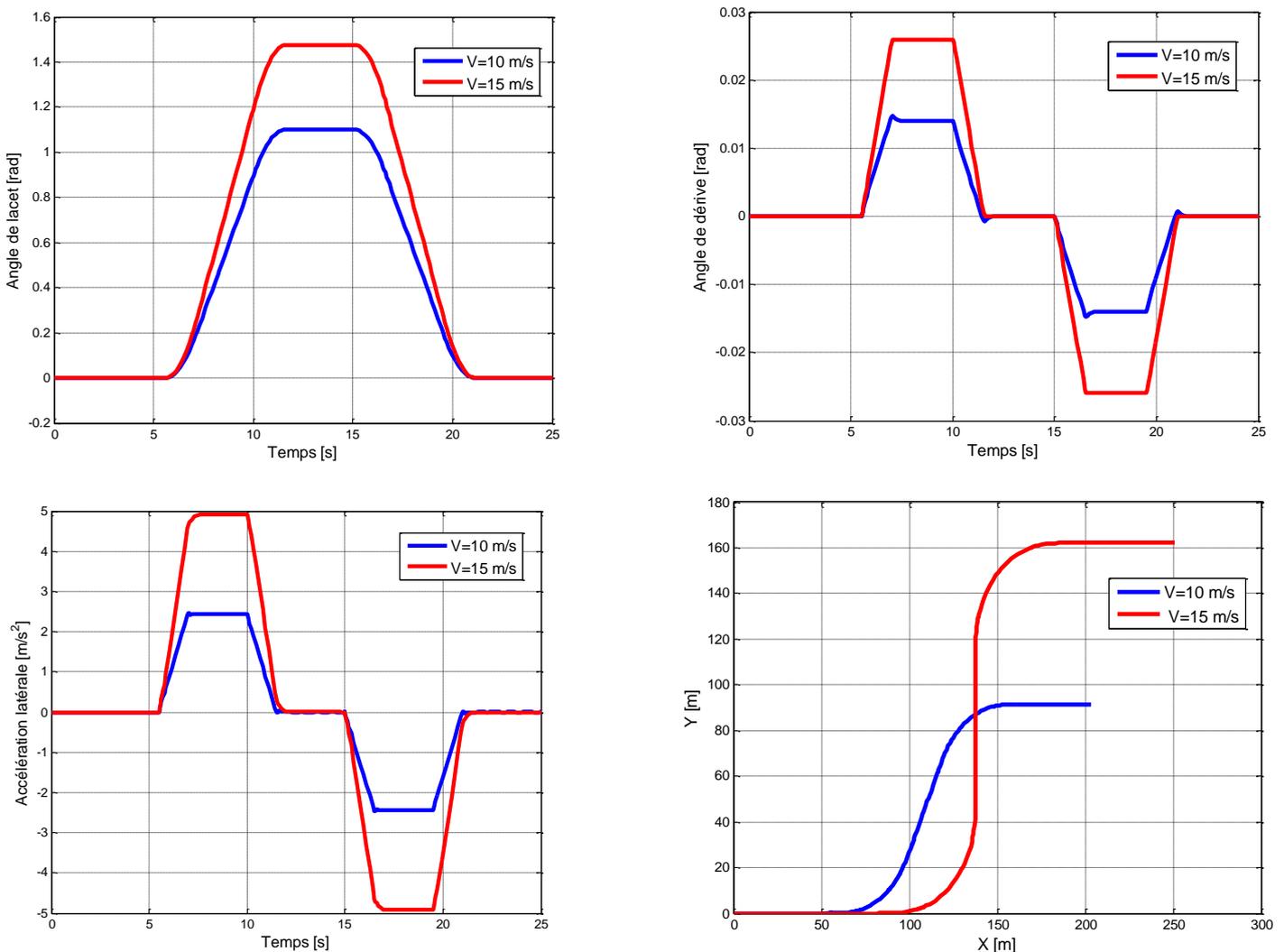


Figure 5. 9 : Les réponses de la dynamique latérale du système à une vitesse longitudinale constante

5.1.2.3. Synthèse d'un régulateur mode glissant pour la commande latéral du véhicule

Dans cette partie on s'intéresse à la commande par mode glissant de la position latérale du VE en utilisant le modèle à deux degré de liberté constitué de la dynamique latérale et de lacet, ainsi que l'accélération latérale est considérée comme une sortie mesurable (voir figure 5.10).

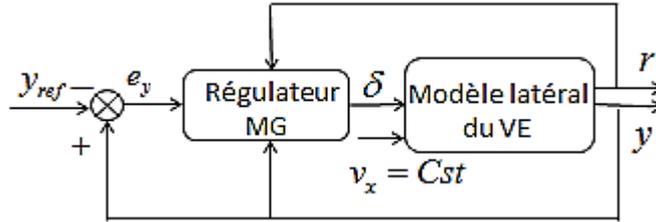


Figure 5. 10 : Commande par mode glissant de la position latéral

L'équation dynamique de l'erreur latérale au centre de gravité du véhicule, par rapport à une trajectoire de référence, est donnée par:

$$e_y = y - y_{ref} \quad (5.30)$$

La surface de glissement à ordre augmenté est exprimée sous la forme :

$$S_y = \dot{e}_y + \lambda_y e_y \quad (5.31)$$

Différentions cette dernière par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{S}_y &= \ddot{e}_y + \lambda_y \dot{e}_y \\ &= \dot{v}_y + rV - \frac{V^2}{R_c} + \lambda_y \dot{e}_y \\ &= -2 \frac{C_{yr} + C_{yf}}{Mv_x} v_y + 2 \frac{C_{yr}l_r - C_{yf}l_f}{Mv_x} r + 2 \frac{C_{yf}\delta_f}{M} - \frac{V^2}{R_c} + \lambda_y \dot{e}_y \end{aligned} \quad (5.32)$$

En régime permanent, $\dot{S}_y = 0$

D'où la commande δ_{f_eq} est tirée comme suite :

$$\delta_{f_eq} = -\frac{M}{2C_{yf}} \left[-2 \frac{C_{yr} + C_{yf}}{Mv_x} v_y + 2 \frac{C_{yr}l_r - C_{yf}l_f}{Mv_x} r - \frac{V^2}{R_c} + \lambda_y \dot{e}_y \right] \quad (5.33)$$

Durant le mode de convergence,

$$S_y \dot{S}_y < 0 \quad (5.34)$$

Alors , la condition de convergence correspond à une condition d'attractivité est définie par :

$$\delta_{f(n)} = -k_{\delta} \cdot \text{sign}(S_y) \quad (5.35)$$

λ_y, k_{δ} réels positifs.

L'emploi d'une surface a ordre augmentée dans ce cas entraine une augmentation de la fréquence de commutation de la commande d'où la diminution des oscillations (le problème de réticence).

Par conséquent, l'angle de braquage représentant l'entrée de commande du système est défini comme suit

$$\delta = \delta_{f_eq} + \delta_{f(n)} \quad (5.36)$$

5.1.2.4. Résultats de simulation

Les tests effectués dans cette partie utilisent l'angle de braquage comme une entrée de commande calculée à base d'un algorithme mode glissant. Le véhicule est supposé équipé de tous les capteurs et/ou observateurs nécessaires, permettant de mesurer et/ou estimer les variables qui rentrent dans ce calcul. Les accélérations en x, y, z et la vitesse de lacet peuvent être mesurées par une centrale inertielle. Un Correvit effectue la mesure de l'angle de dérive et la vitesse longitudinale et un GPS pour la mesure du rayon de courbure de la route.

L'angle de braquage calculé sera complètement transmis directement au volant ce qui rend la conduite du véhicule autonome. Le même angle de braquage peut être calculé par un copilote électronique lors d'une conduite assistée en mode conduite autonome.

a) Test durant une conduite autonome

Le but ce test est de vérifier la robustesse du contrôleur par mode glissant pendant une conduite normale avec paramètres connus. L'accélération latérale de référence vaut $\pm 6m/s^2$, la vitesse longitudinale est fixée à 15 m/s et le rayon de courbure choisie $R_c = \pm 37m$. Pour la loi de commande mode glissant, nous avons utilisé : $\lambda_y = 20, k_{\delta} = 10$.

Sur la figure 5.11, on présente la trajectoire de référence et la trajectoire du véhicule parcourue. On remarque que le véhicule suit parfaitement sa trajectoire de référence avec de faibles erreurs.

Sur la même figure, on présente l'angle de braquage qui est une entrée de commande pour le système. Cette variable varie entre $\pm 0.08rad$ ($\pm 4.58^\circ$) selon le virage introduit ; virage à droite ou à gauche. En comparant cette valeur avec celle appliquée en boucle ouverte (à l'ordre de 4° ou 0.069 rad), nous constatons que la conduite autonome dans ce cas a nécessité un angle de braquage important pour atteindre la trajectoire désirée.

La dynamique de la vitesse de lacet est aussi présentée .Cette variable a la même allure que celle de l'accélération latérale car ces deux variables sont liées. Donc, on peut contrôler indirectement la vitesse de lacet en agissant sur le réglage de l'accélération latérale.

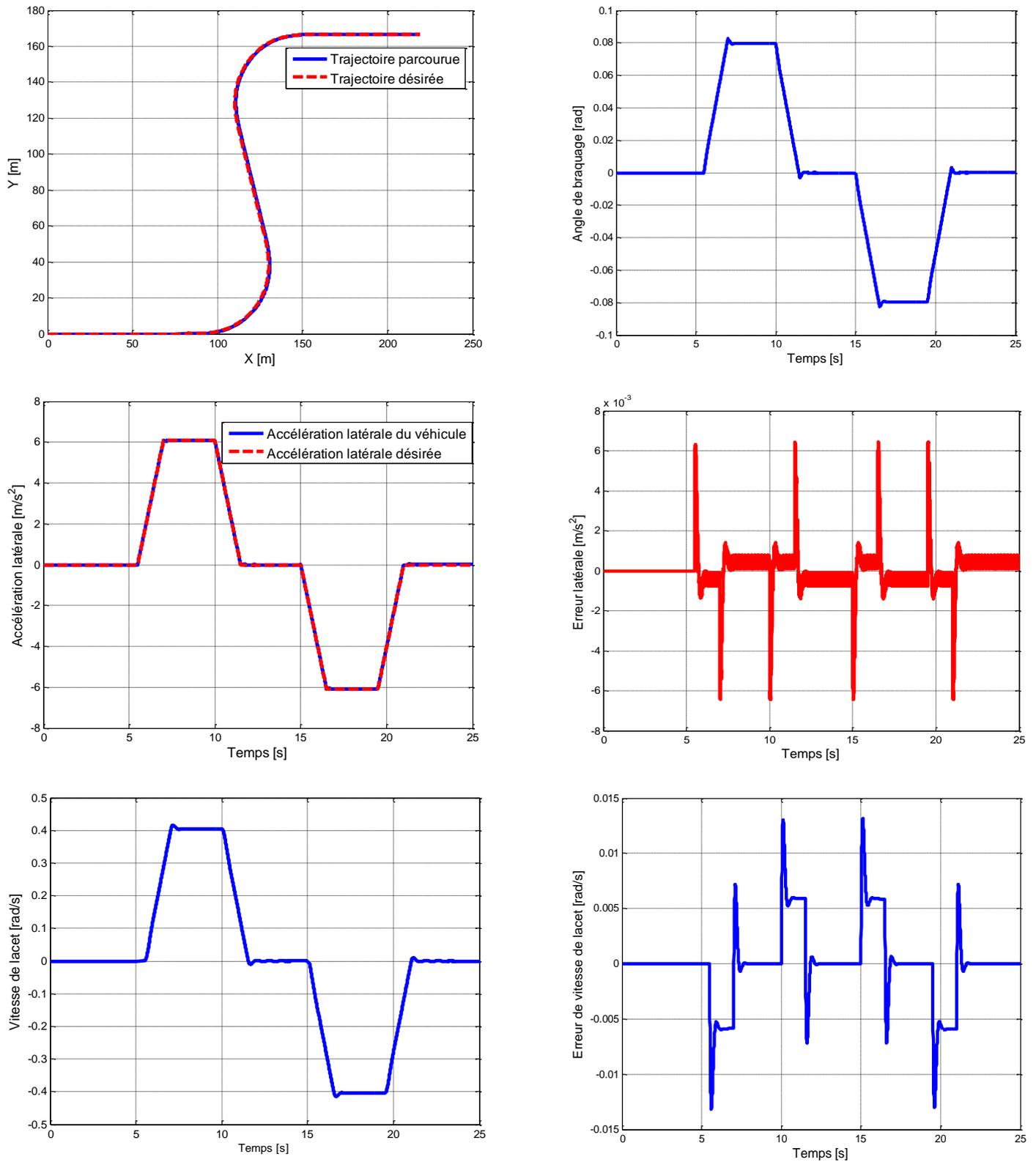


Figure 5. 11 : Les réponses de la dynamique latérale avec réglage par mode glissant de la position latérale

Cette première simulation montre la bonne performance et la robustesse du contrôleur durant une conduite normale malgré les perturbations de virages.

D'autres simulations effectuées pour tester la robustesse du régulateur implémenté vis-à-vis aux variations de vitesse, de rayon de courbure et incertitudes paramétriques du véhicule seront présentées dans la partie suivante.

b) Test de robustesse à une vitesse élevée

Durant ce test, le véhicule trace sa trajectoire à une vitesse élevée fixée à 20m/s (72 Km/h) en conservant la même valeur du rayon de courbure (37m). On remarque d'après la figure 5.12, que malgré le changement de vitesse, le modèle contrôlé est faiblement influencé. Cependant, cela nécessite un braquage plus important. En dessus de la vitesse maximale (dans ce cas : $V_{\max} = 20\text{m/s}$), le système devient instable et la poursuite de trajectoire n'est plus assurée.

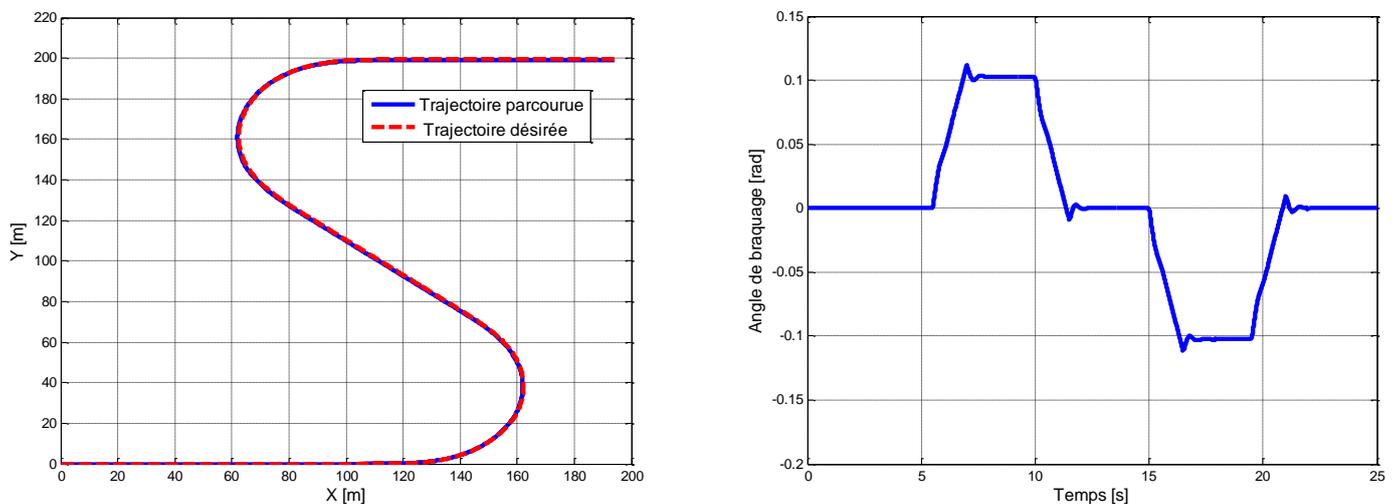


Figure 5. 12 : Test de robustesse à des vitesses élevée

c) Test de robustesse par rapport au changement de rayon de courbure

Dans ce test, le rayon de courbure de route a été changé (une valeur fixée à 50 m). Le véhicule va passer deux virages à une vitesse de 15 m/s. On remarque qu'il y a une meilleure poursuite de trajectoire et en utilisant un angle de braquage réduit. Un rayon de courbure important nécessite un angle de braquage assez petit ($\delta_{Akerman}$).

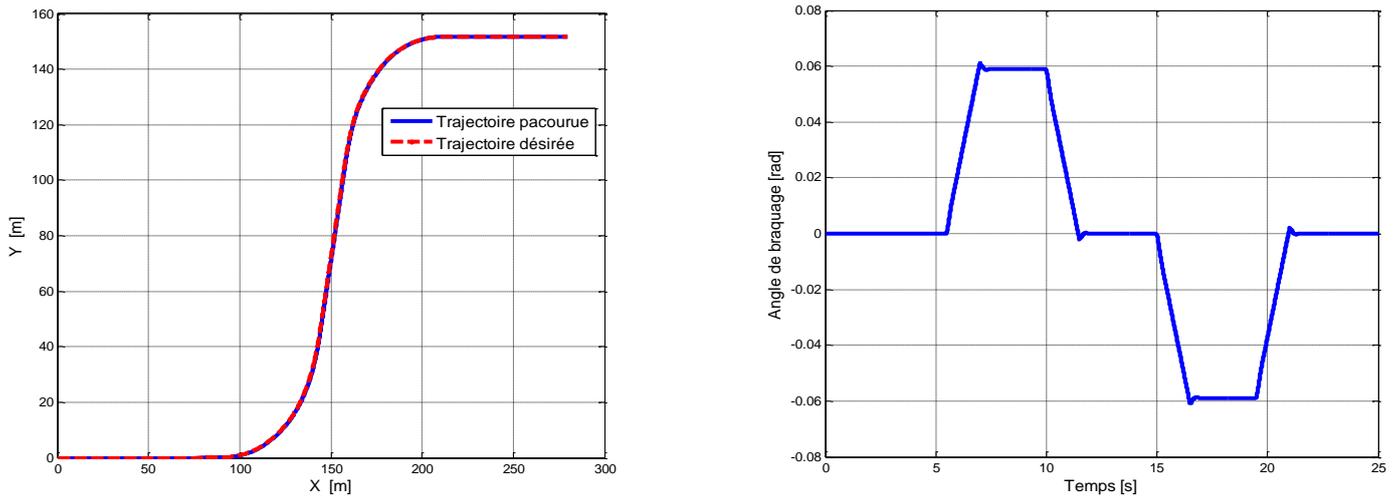


Figure 5. 13 : Test de robustesse avec changement de rayon de courbure

d) Test de robustesse par rapport aux incertitudes paramétriques du véhicule

- **Incertitude sur le coefficient de rigidité du pneu)**

Plusieurs paramètres du véhicule peuvent être incertains, tels que le coefficient de rigidité du pneu, de la masse,... etc. Il est difficile d'estimer avec précision la rigidité de dérive du pneu. Pour cela, il est important d'évaluer la robustesse du contrôleur par rapport aux variations de ce paramètre.

On présente sur la figure 5.14 la trajectoire du véhicule après avoir introduire une erreur de 30% sur les rigidités des pneus avant et arrière. On remarque que la trajectoire est très peu influencés par l'introduction des incertitudes sur les rigidités des pneus ce qui confirme la robustesse de régulateur synthétisé. Aussi, l'incertitude sur ce paramètre nécessite un angle de braquage important.

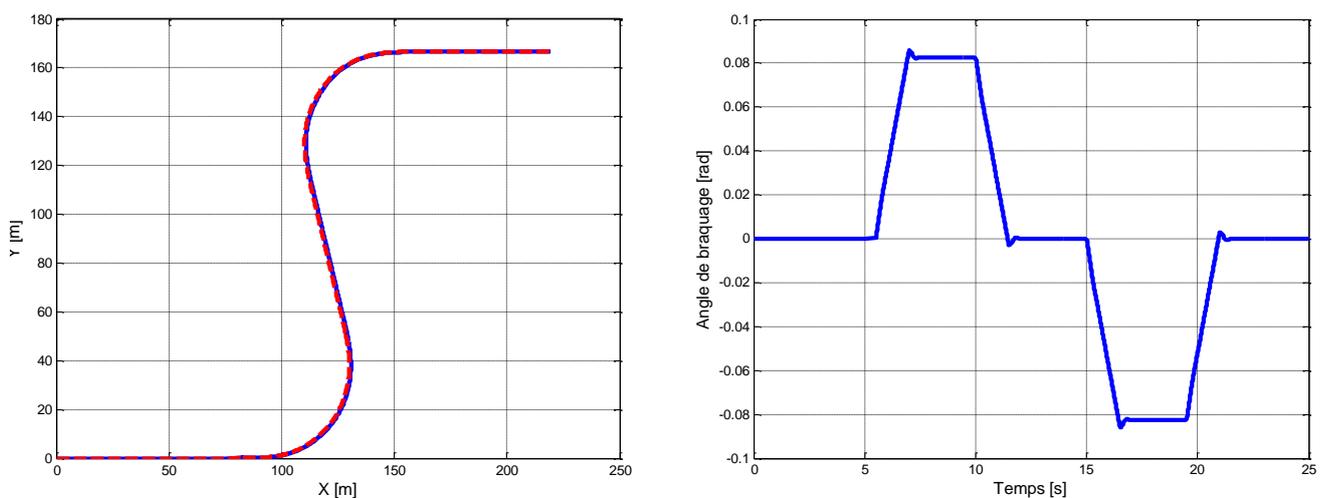


Figure 5. 14 : Test de robustesse avec incertitude sur le coefficient de rigidité du pneu

- **Incertitudes sur la masse totale du véhicule**

La masse du véhicule peut varier ou être mal estimée. Elle dépend du nombre de personnes dans le véhicule. Pour une vitesse longitudinale de 15m/s et avec une variation de la masse totale de véhicule (variation à 20%), on remarque que le véhicule suit bien sa trajectoire en déployant un angle de braquage considérable (voir figure 5.15). Ce qui confirme la robustesse de la loi de commande par rapport aux incertitudes paramétrique du système.

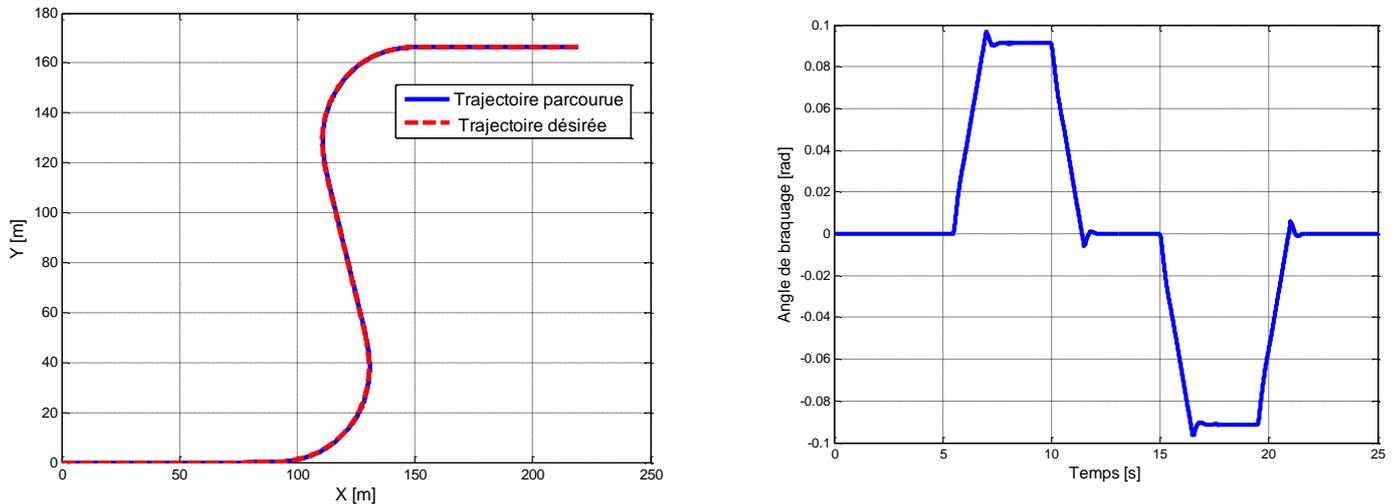


Figure 5. 15 : Test de robustesse avec incertitude sur de la masse totale du véhicule

5.1.3. Les systèmes de commande de la vitesse de lacet

Selon FURUKAWA et ABE, il existe fondamentalement deux méthodes pour commander le mouvement latéral d'un véhicule en utilisant les forces longitudinales développées par les pneumatiques

- La première peut être considérée comme indirecte : du fait que l'application d'un effort longitudinal réduit l'effort transversal, l'équilibre entre les forces latérales de l'avant et l'arrière peut être modifié en changeant la répartition des forces longitudinales agissant sur les roues avant et arrière. Cette méthode est notamment adoptée avec des systèmes à quatre roues motrices.

- la seconde méthode est plus directe : si les forces de traction et de freinage sont correctement réparties entre les roues gauches et droites, un moment de lacet résultant de cette répartition sera obtenu, et il peut être utilisé pour contrôler le mouvement latéral du véhicule. Un des principaux avantages de ce type de contrôle est que la force longitudinale n'est pas influencée par le mouvement du véhicule tant que l'on se situe à l'intérieur des limites des capacités des pneumatiques en fonction de la charge verticale. Cette technique de **contrôle direct du moment de lacet** du véhicule est notée CML [73].

C'est la technique CML qui sera utilisée dans notre cas mais la commande du moment de lacet sera déduite de la commande de la vitesse de lacet (car ces deux variables sont liées).

Le terme $\frac{d}{2} * (F_{rr}^x - F_{rl}^x)$ du système d'équations (4.67), représente le couple différentiel. Il est appliqué aux roues arrière motrices, afin de compenser la perturbation du moment de lacet, tel que :

$$M_{diff} = \frac{d}{2} * (F_{rr}^x - F_{rl}^x) \quad (5.37)$$

Dans cette partie, l'angle de braquage sera fixé par le conducteur. Il ne reste donc qu'une seule entrée de commande et qui est le couple différentiel.

5.1.3.1. Synthèse d'un régulateur mode glissant pour l'asservissement de la vitesse de lacet

Le but de la conception de ce régulateur, est de commander le mouvement latéral à partir du contrôle de la vitesse de lacet. Ce qui va générer un couple différentiel qui compense le couple fournit par le conducteur lors l'application d'un l'angle de braquage dans un virage.

Par conséquent, la vitesse de lacet peut être directement commandée par l'application d'un couple d'entrée différentiel qui pour rôle de maintenir cette vitesse à sa valeur désirée (voir figure 5.16).

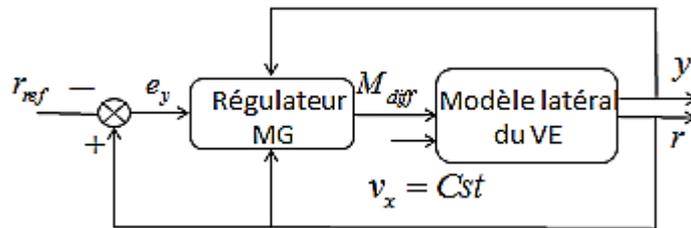


Figure 5. 16 : Commande par mode glissant de la vitesse de lacet

La surface de glissement choisie représente l'erreur en vitesse de lacet est exprimée comme suit :

$$S_r = r - r_{ref} \quad (5.38)$$

Elle a comme dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{S}_r &= \dot{r} - \dot{r}_{ref} \\ &= 2 \left(\frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{J_Z v_x} \right) v_y - \left(\frac{2C_{yr} l_r^2 + 2C_{yf} l_f^2}{J_Z v_x} \right) r + \frac{2C_{yf} l_f}{J_Z} \delta_f + \frac{M_{diff}}{J_Z} - \dot{r}_{ref} \end{aligned} \quad (5.39)$$

Durant le mode de glissement $\dot{S}_r = 0$

D'où la partie continue de la commande de la vitesse de lacet est exprimée par :

$$M_{diff_ (eq)} = -J_Z \cdot \left[2 \left(\frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{J_Z v_x} \right) v_y - 2 \left(\frac{C_{yr} l_r^2 + C_{yf} l_f^2}{J_Z v_x} \right) r + 2 \frac{C_{yf} l_f}{J_Z} \delta_f - \dot{r}_{ref} \right] \quad (5.40)$$

Durant le mode de convergence,

$$M_{diff_ (n)} = -K_r \cdot \text{sign}(S_r) \quad (5.41)$$

Avec K_r : Réel positif.

5.1.3.2. Résultats de simulation

Le test effectué dans cette partie suppose une vitesse longitudinale fixée à 15m/s , un rayon de courbure varie entre $\pm 37\text{m}$ (correspondant à un angle de braquage qui vaut ± 0.0675 rad), une vitesse de lacet de référence fixée à 0.4rad/s .Le régulateur mode glissant synthétisé doit fournir le couple différentiel nécessaire pour que la vitesse de lacet atteigne sa valeur de référence malgré a variation de a courbure. Pour la loi de commande, nous avons utilisé : $k_r = 70000$.

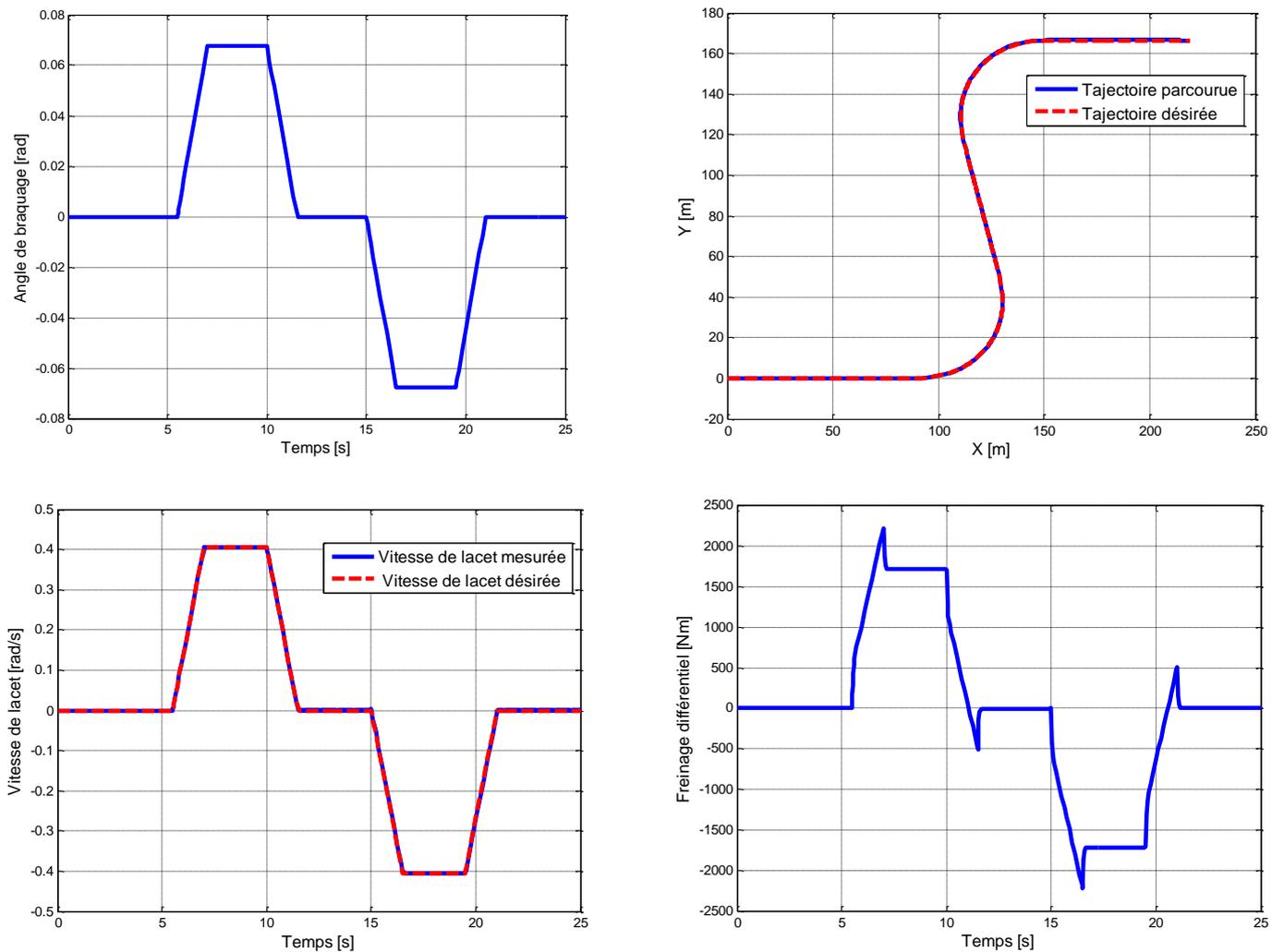


Figure 5. 17 : Les réponses de la dynamique latérale avec réglage par mode glissant de la vitesse de lacet

La figure 5.17 présente l'évolution la vitesse de lacet comparée avec sa référence. On observe une bonne poursuite de trajectoire avec une faible erreur de vitesse.

Sur la même figure, on remarque que le véhicule suit bien sa trajectoire malgré le changement du virage. Ce résultat provient de la commande indirecte de l'accélération latérale en agissant sur la vitesse de lacet.

La commande en couple est présentée aussi sur la figure 5.17, il varie entre $\pm 1700 \text{ Nm}$. Dans le cas réel, ce couple différentiel ne peut pas atteindre cette valeur car il est limité par le couple moteur. Donc, pour que le véhicule puisse suivre sa trajectoire désirée il faut lui appliquer un braquage plus important que 0.065 rad car le couple différentiel est insuffisant pour compenser le braquage faible introduit par conducteur. Ce problème pourra être observé surtout dans les tests à vitesses élevées. Donc, le système de commande de vitesse (moment) de lacet est fait pour aider à braquer et ne pas pour faire le braquage total. Aussi, Il ne peut être efficace que si la vitesse longitudinale du véhicule est limitée.

5.2. Etude de la dynamique de roulis d'un VE

Dans un virage, le véhicule subit un mouvement de rotation autour de l'axe de roulis, appelé mouvement de roulis. La dynamique du véhicule dans le plan de roulis peut être caractérisée par la dynamique d'une masse suspendue en rotation autour d'un axe de rotation appelé centre de roulis. Le modèle du véhicule à 4 roues est donc réduit à celui d'un deux roues droite et gauche. Le véhicule considéré à des cinématiques de suspension identique à l'avant et à l'arrière [74].

Le demi-véhicule peut être représenté par la masse suspendue reliée à un essieu par une articulation virtuelle de type viscoélastique de raideur K_R et de viscosité C_R comme le montre la figure 5.18. On suppose à ce niveau que le train avec les deux roues représente la partie non-suspendue du robot et que seule la masse suspendue est concernée par le roulis, ce qui n'est généralement pas le cas [75].

Le modèle a deux entrées non commandées : les perturbations de la route et les accélérations latérales provoquées par les virages. L'accélération latérale est appliquée sur la partie suspendue du véhicule qu'on suppose concentrée au centre de la masse m_s placée à une hauteur h_p par rapport à l'axe du roulis.

5.2.1. Angle de roulis et moment de roulis

L'angle de roulis ϕ est l'angle que fait l'axe vertical du véhicule avec l'axe Z du repère inertiel G, cet angle dépend fortement des ressorts et des amortisseurs utilisés pour dimensionner la suspension de la voiture.

L'accélération engendre l'application d'une force au centre de gravité et finalement la création d'un moment M_s appliqué sur la masse suspendue. La valeur du moment est donnée par [76] :

$$M_s = a_y m_s h_p \quad (5.42)$$

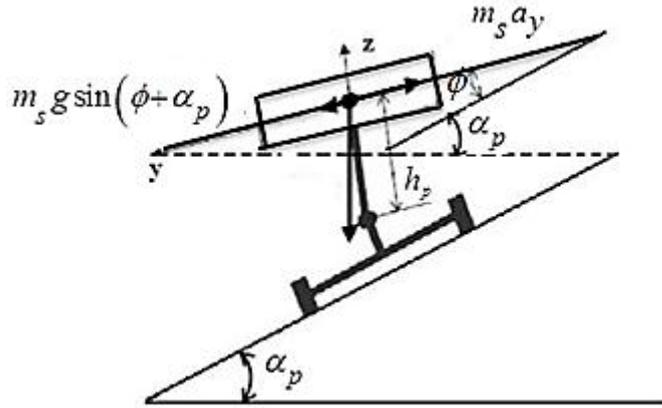


Figure 5. 18 : Mouvement de roulis

L'équilibre autour de l'axe de roulis donne l'équation différentielle suivante dont la solution est l'angle cherché ϕ [74] :

$$J_x \ddot{\phi} + 2C_R \dot{\phi} + 2K_R \phi = a_y m_s h_p + m_s h_p g \sin(\phi + \alpha_p) \quad (5.43)$$

Avec α_p est la pente de la route, J_x le moment d'inertie de la masse suspendue autour de l'axe de roulis X en $(kg.m^2)$, m_s la masse suspendue en (kg), C_R l'amortissement total en $(N.m.s / rad)$, K_R la raideur du mouvement de roulis en $(N.m / rad)$, h_p est la distance entre le centre de gravité et le centre de roulis en(m).

En supposant que l'angle de roulis reste petit $\phi \ll 1$ et que l'angle de pente $\alpha_p = 0$, on aboutit à un modèle d'état linéaire suivant [75] :

$$\dot{x}_\phi = Ax_\phi + Ba_y \quad (5.44)$$

Avec

$$x_\phi = \begin{pmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \end{pmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{m_s g h_p - 2K_R}{J_x} & \frac{-2C_R}{J_x} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{m_s h_p}{J_x} \end{bmatrix}$$

Dans un régime stationnaire ($\dot{\phi} = \ddot{\phi} = 0$), sur une route plane, l'angle de roulis est donné par:

$$\phi = \frac{m_s h_p a_y}{2K_R - m_s h_p g} \quad (5.45)$$

Comme le montre le modèle d'état, la dynamique en roulis est excitée par l'accélération latérale produite par un angle de braquage appliquée sur un modèle latéral supposant une vitesse longitudinale constante et de faibles dynamiques [77] (Figure 5.19).

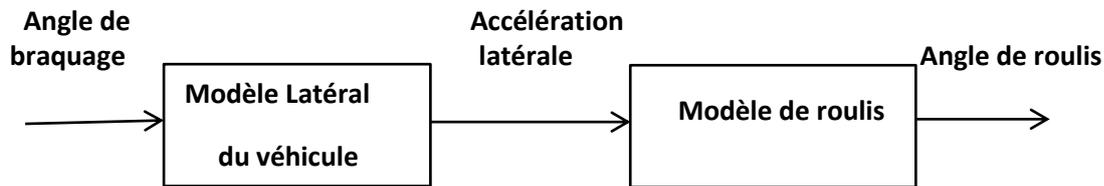


Figure 5. 19 : La commande du modèle de roulis

L'accélération latérale est contrôlée par la dynamique dans le plan horizontal. Dans ce cas-là, on ne peut pas agir directement sur le comportement du véhicule dans le plan de roulis via l'accélération latérale, car cette accélération est reliée au comportement du véhicule dans le plan horizontal et donc au suivi de trajectoire. Ce qui est en désaccord avec le principe de fonctionnement du véhicule qui a comme objectif principal le suivi de trajectoire [75].

Ce qui nous amènera à d'autres solutions pour stabiliser le véhicule dans le plan de roulis. Parmi les systèmes existants de stabilisation, on distingue principalement les suspensions actives et les dispositifs anti-roulis.

5.2.2. Intégration de la barre anti-roulis active

La barre anti-roulis ARB (anti-roll bar) est un concept très répandue pour la stabilisation en roulis des véhicules. Elle minimise le risque de renversement en minimisant l'angle de roulis. Les premières barres anti-roulis sont des barres passives et équipent de nos jours la plupart des voitures routières. Flexible en torsion, elle relie les trains de suspension droite et gauche comme le montre la figure 5.20.

L'utilisation d'une barre anti-roulis permet d'agir sur le comportement en roulis de la caisse et de l'essieu sans modifier la raideur des suspensions et donc sans toucher le comportement vertical des différents éléments. La barre anti-roulis est flexible en torsion, elle s'oppose à tout mouvement asymétrique des deux suspensions renforçant ainsi la stabilité du véhicule dans le plan du roulis en situation de virage [75].

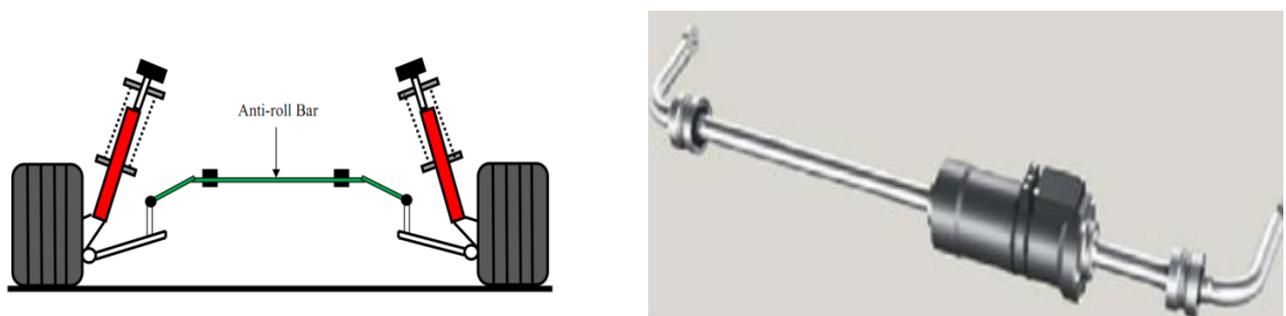


Figure 5. 20 : La barre anti-roulis dans un véhicule [78]

(à gauche passive, à droite active)

Une grande raideur de la barre fait de l'ensemble un seul corps et éliminerait le rôle des suspensions. Ce qui influ énormément sur le confort et augmente les vibrations. Un autre inconvénient est la réduction de la qualité de franchissement de bosses ou de cavités à cause du couplage mécanique introduit par cette barre. Ceci a incitée quelques chercheurs à développer la barre anti-roulis active [75].

Ce système actif reprend le principe de la barre anti-roulis passive avec un actionneur placé au milieu de la barre. Lors d'un virage, l'actionneur augmente la raideur de la barre à travers un couple appliqué sur les deux moitiés. Quand il est libre, l'actionneur désaccouple les deux moitiés de la barre ce qui rend les suspensions indépendantes, renforce le confort et rend le système transparent.

L'intégration de la barre anti-roulis active engendre l'apparition d'un nouveau terme u_ϕ dans l'équation dynamique et par la suite dans le modèle d'état. Ce terme représente la force exercée par le vérin F_v de la barre anti-roulis active multiplié par la constante du mécanisme k_m . Donc le modèle de la dynamique de roulis est réécrit comme suit ϕ [74] :

$$\dot{x}_\phi = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{m_s g h_p - 2K_R}{J_x} & \frac{-2C_R}{J_x} \end{pmatrix} x_\phi + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_x} \end{pmatrix} u_\phi + \frac{1}{J_x} \begin{pmatrix} 0 \\ m_s h_p a_y \end{pmatrix} \tag{5.46}$$

Soit :

$$u_\phi = k_m \cdot F_v \tag{5.47}$$

5.2.3. Synthèse de commande de la barre anti-roulis

L'objectif dans cette partie est de synthétiser un régulateur mode glissant pour commander la barre anti-roulis afin de minimiser l'angle de roulis en présence de la perturbation en accélération latérale et assurer ainsi la stabilité du véhicule lors du franchissement d'un virage (voir figure 5.21).

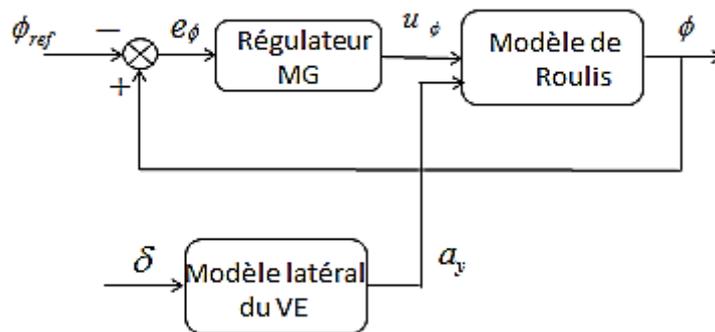


Figure 5. 21 : La commande par mode glissant de position de roulis

L'équation dynamique de l'erreur de roulis au centre de roulis du véhicule, par rapport à une trajectoire de référence, est donnée par :

$$e_\phi = \phi - \phi_{ref} \tag{5.48}$$

La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$S_{\dot{\phi}} = \dot{e}_{\phi} + \lambda_{\phi} e_{\phi} \quad (5.49)$$

Sa dérivée par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\dot{\phi}} &= \ddot{e}_{\phi} + \lambda_{\phi} \dot{e}_{\phi} \\ &= \frac{m_s g h_p - 2K_R}{J_x} \phi - \frac{2C_R}{J_x} \dot{\phi} + \frac{m_s h_p}{J_x} a_y + \frac{1}{J_x} u_{\phi} - \ddot{\phi}_{ref} + \lambda_{\phi} \dot{e}_{\phi} \end{aligned} \quad (5.50)$$

Durant le mode de glissement, $\dot{S}_{\dot{\phi}} = 0$

Donc :

$$u_{\phi(eq)} = - \left[(m_s g h_p - 2K_R) \phi - 2C_R \dot{\phi} + m_s h_p a_y + (\lambda_{\phi} \dot{e}_{\phi} - \ddot{\phi}_{ref}) J_x \right] \quad (5.51)$$

Durant le mode de convergence,

$$S_{\dot{\phi}} \dot{S}_{\dot{\phi}} < 0 \quad (5.52)$$

Alors :

$$u_{\phi(n)} = -k_{\phi} \cdot \text{sign}(S_{\dot{\phi}}) \quad (5.53)$$

Avec k_{ϕ}, λ_{ϕ} : Réels positifs.

D'où, la commande anti-roulis globale s'exprime par :

$$u_{\phi} = u_{\phi(eq)} + u_{\phi(n)} \quad (5.54)$$

5.2.4. Résultats de simulation

Pour mettre en évidence l'apport de la barre anti-roulis ainsi que le contrôle de la stabilité du véhicule, on présente dans cette partie une simulation qui consiste à parcourir une trajectoire de référence avec une dérive de roue nulle, une vitesse longitudinale fixée à 15m/s et un rayon de courbure de ± 37 m. Pour la loi de commande, nous avons utilisé : $\lambda_{\phi} = 10, k_{\phi} = 100$.

C'est le modèle latéral du véhicule qui sera utilisé dans cette partie. Le contrôle de la trajectoire sur ce modèle est déjà effectué dans la partie précédente en concevant un régulateur mode glissant qui fournit la commande en angle de braquage.

Les tests ont été effectués sans et avec l'ajout de la barre ARB afin de quantifier l'apport du dispositif proposé. Quand le véhicule rentre dans le virage, il applique un angle de braquage pour suivre sa trajectoire de référence.

Le virage à franchir provoque une accélération latérale qui engendra la création d'un moment de roulis appliqué sur le châssis du véhicule. Un angle de roulis sera aussi présent, il varie en

fonction de la perturbation d'accélération introduite. En régime stationnaire, cet angle varie entre ± 0.04 rad (angle de roulis sans ARB, voir figure 5.22).

Sur la même figure on présente l'évolution de l'angle de roulis après intégration de la barre anti-roulis. Son allure montre que cet angle s'est réduit à une valeur de consigne (0.02 rad ou 1.14°) choisie plus faible à celle du régime stationnaire. Cela signifie que le véhicule s'est stabilisé dans le plan de roulis sans reversement et avec un angle de roulis minimisé.

Aussi la trajectoire du véhicule est présentée sur la figure 5.22, on remarque que cette dernière n'a pas changé avec l'ajout de la barre anti-roulis. Ce résultat nous permet donc d'intégrer ce dispositif de roulis sans avoir besoin de changer la commande latérale du système.

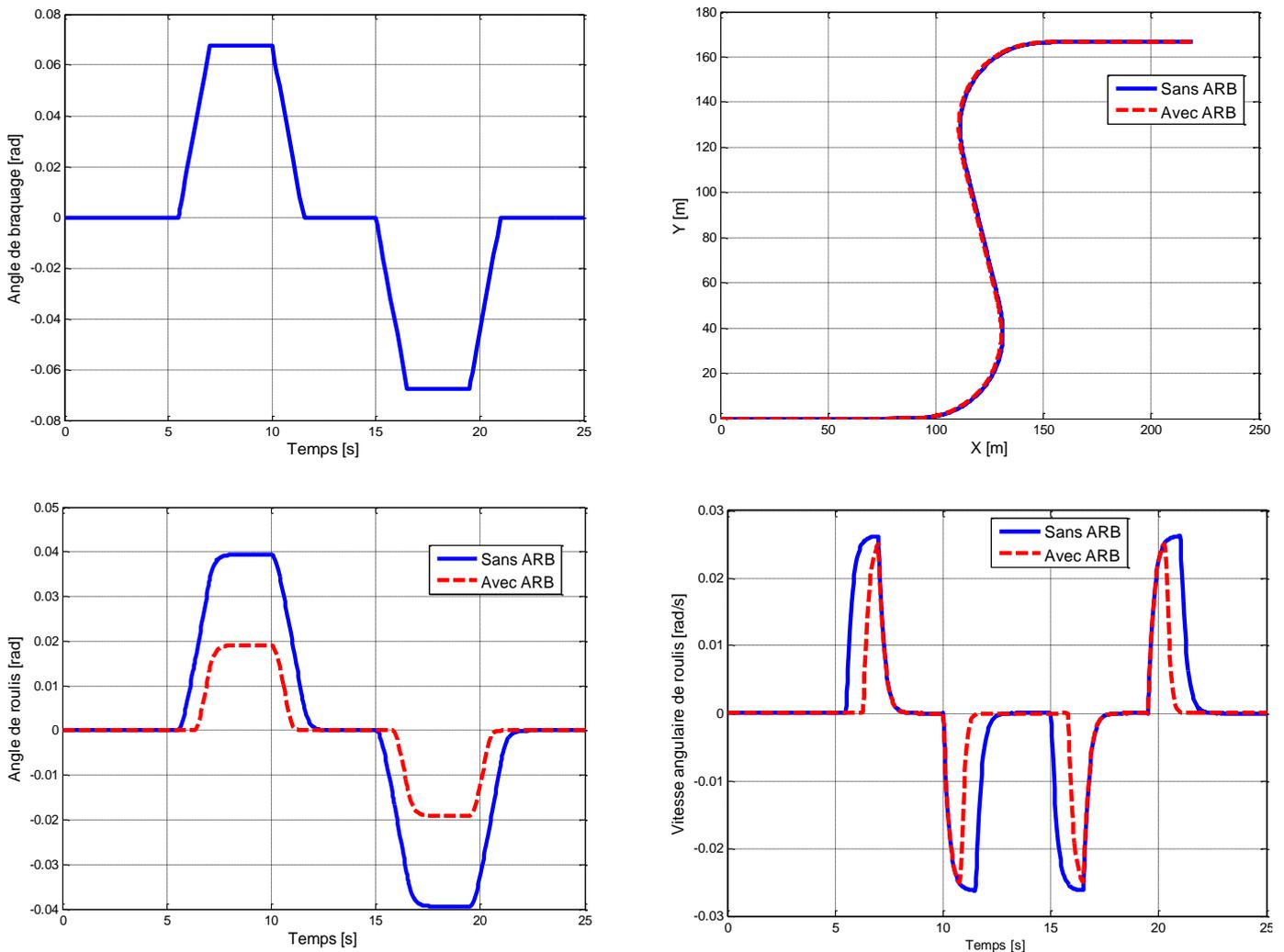


Figure 5. 22 : Les réponses des dynamiques latérales et de roulis

5.3. Conclusion

Dans cette partie, deux stratégies de contrôle latéral ont été développée pour commander le déplacement latéral du véhicule par rapport à une trajectoire de référence. Une première qui utilise l'angle de braquage comme entrée de commande et une deuxième qui s'appuie sur freinage différentiel pour le même objectif. L'utilisation de l'angle de braquage était la solution la plus efficace pour un meilleur contrôle latéral autonome ou assisté en présence des perturbations et incertitudes paramétriques du véhicule.

L'étude du mouvement de roulis a montré qu'il est lié au mouvement latéral. L'intégration de la barre antiroulis avec sa commande a pu réduire l'effet du mouvement transversal et donc assurer la stabilité du véhicule surtout lors du passage par les virages.

CHAPITRE 6 :

ETUDE ET COMMANDE DE LA DYNAMIQUE VERTICALE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

La dynamique verticale décrit le comportement du châssis (masse suspendue) en fonction des efforts de sollicitation des pneumatiques transmis à travers les suspensions et du profil vertical de la route. Cette dynamique implique un transfert de charges vertical sur les pneumatiques et un déplacement vertical du châssis.

L'interaction avec les dynamiques longitudinale et latérale est évidente. D'une part le mouvement de débattement vertical agit sur l'orientation du plan de roue, et d'autre part, il agit sur les charges verticales aux pneus. Généralement pour une modélisation simplifiée, une distinction est faite entre les dynamiques directionnelles et la dynamique verticale [76].

Récemment, afin d'améliorer la stabilité et la tenue de route du véhicule, des systèmes de suspension actifs ont été étudiés par de nombreux chercheurs. Il existe de nombreuses approches de commande telles que le régulateur quadratique linéaire, la commande par mode glissant, la commande H_∞ , la logique floue, la commande optimale et les méthodes de réseau de neurones ont été utilisées dans le domaine des systèmes de suspension actifs. Les performances du système de suspension active peuvent être améliorées grâce à des méthodes de contrôle.

L'objectif principal de cette partie est d'étudier l'influence des systèmes de suspension sur la dynamique verticale du véhicule et par conséquent le confort des passagers. Deux modèles qui représentent le système de suspension seront utilisés ; modèle un quart de véhicule et le modèle demi-véhicule. La technique de commande qui sera appliquée est celle du mode glissant classique à surface d'ordre augmenté.

6.1. Les suspensions

La suspension est l'ensemble qui assure la liaison entre la roue et le châssis (Figure 6.1). Elle porte le véhicule, assure le contact entre les pneus et le sol, et isole le châssis des perturbations générées à l'interface roue-sol. Son rôle est d'assurer la bonne tenue de route et le confort des passagers en éliminant les fréquences de vibrations indésirables [79].

Depuis les années 70 et l'apparition (ou l'utilisation) de l'électronique dans le véhicule, des éléments actifs ont été introduit afin d'améliorer la sécurité et le confort des occupants du véhicule. Ainsi l'apparition des systèmes avancés comme l'ABS (Anti-lock Braking System), ensuite le TRC (Traction Régulation Control) et, plus récemment, l'ESP (Electronic Stability Program), l'EHB (Electronic Hydraulic Braking) et AS ou SAS (Active ou semi-active suspension) [76], [80].

Aujourd'hui les constructeurs s'accordent à dire que le contrôle des organes du châssis permet d'améliorer de façon significative la dynamique naturelle du véhicule.

La fonction et la forme de base d'une suspension est identique indépendamment du type de véhicule ou de suspension. Le système de suspension traditionnel est constitué d'un ressort et d'un amortisseur hydraulique.

On appelle débattement, les déplacements des centres de roue par rapport au châssis suivant l'axe vertical.

Dans le monde de l'automobile, il existe trois types de suspensions : la suspension passive, la suspension semi-active et la suspension active [80].

Le cas passif se retrouve dans la majorité des véhicules. Généralement, il est composé d'un ressort et un amortisseur assemblés en parallèle. La caractéristique de la suspension passive est fixe et sa performance dépend du profil de la route (Figure 6.2).

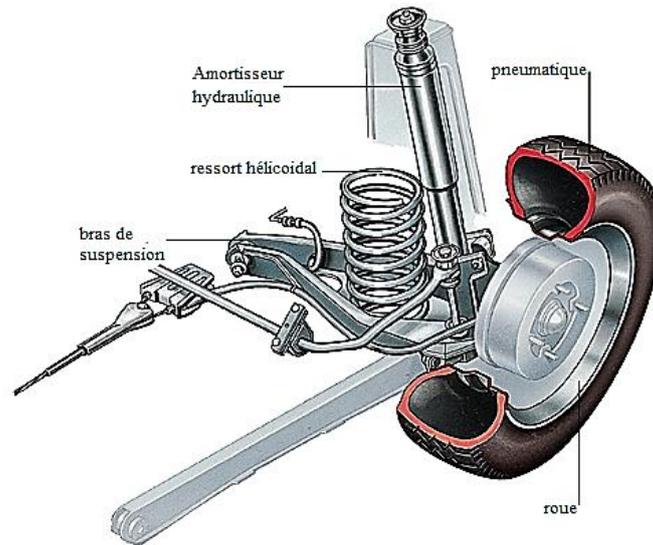


Figure 6. 1 : Système de suspension [76]

Le cas semi-actif consiste à contrôler le système le plus souvent seulement grâce à un amortisseur ajustable (Figure 6. 2). L'amortisseur semi actif est un organe qui fournit instantanément une force contrôlable (modulable) dont, la variation et l'intensité dépendent du type de la suspension semi-active désirée. Le choix de ce système est motivé par le désir d'améliorer partiellement les performances des suspensions passives mais avec un minimum de matériel [81], [82].

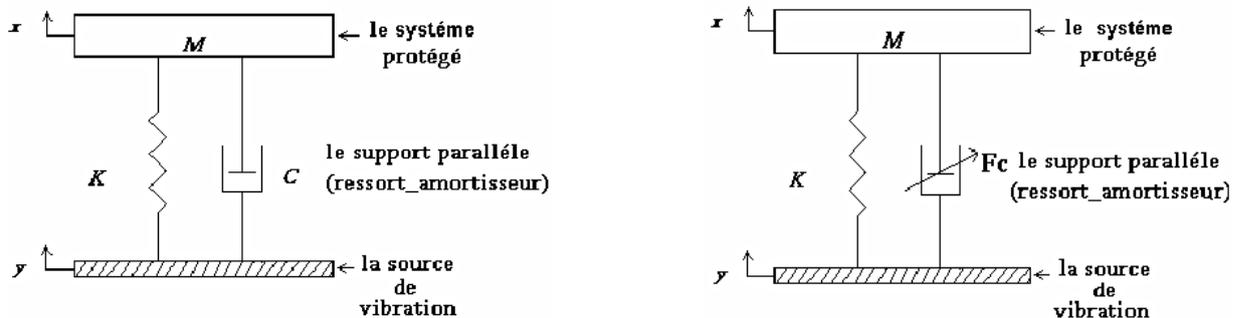


Figure 6. 2 : Système de suspension : à gauche Passive, à droite Semi- active

Dans le cas actif, le système de contrôle classique ou intelligent peut réagir en fonction des paramètres du véhicule et de la route.

La suspension active peut donner une meilleure performance de la suspension. C'est un système caractérisée par le besoin de source extérieure d'énergie et dans lequel les ressorts et les amortisseurs sont remplacés partiellement ou totalement par des actionneurs. L'actionneur est un système de contrôle en boucle fermée. La force développée par ces derniers est produite en conformité et en concordance bien sûre, avec une loi de commande qui utilise les données des différents capteurs attachés au véhicule. Ces capteurs peuvent comporter des accéléromètres, des capteurs de déplacement qui peuvent renseigner par exemple sur la déflexion de la suspension, des gyroscopes, ...etc [83].

6.2. Performances de la suspension

Une suspension automobile permet d'améliorer le confort et la tenue de route du véhicule. Pour concevoir une suspension efficace, il est essentiel de quantifier ces variables de performance. D'autres variables doivent également être prises en compte pour s'assurer que la conception est réaliste et réalisable. La stabilité est un point crucial dans l'étude des systèmes. On peut remarquer, par conséquent, que le système de suspension est stable en boucle ouverte.

6.2.1. Le Confort

Le confort correspond à l'équilibre vertical du véhicule et caractérise sa capacité à transmettre et à filtrer les vibrations principalement issues des irrégularités de la route aux passagers. Pour améliorer le confort du véhicule, l'accélération subie par le passager devra être minimale. Pour les modèles en deux et trois dimensions, l'accélération angulaire (tangage et roulis) doit aussi être minimisée.

6.2.2. La tenue de route

La tenue de route représente la stabilité d'un véhicule. C'est le pneu qui génère les forces longitudinales et latérales nécessaires aux changements et aux corrections de trajectoire. Cette force varie en fonction du glissement, de l'angle de dérive, de l'angle de carrossage et de la force normale. L'angle de carrossage (tangage) varie selon la géométrie de la suspension, mais la force générée par le pneu varie largement en fonction de la force normale. Pour assurer une force du pneu constante, la suspension doit réduire les variations de la force normale appliquée sur le pneu. Dans la majorité des travaux de recherches, le pneu est modélisé par un ressort linéaire et son amortissement est négligé. La déflexion du pneu est donc utilisée comme mesure représentative de la tenue de route du véhicule [84].

6.2.3. Le débattement de la suspension

Technologiquement, les éléments constituant la suspension d'un véhicule disposent d'un débattement limité. Afin d'éviter les chocs qui surviennent lorsque la suspension arrive en fin de course, les lois de commande élaborées doivent prendre en compte le débattement maximal des suspensions. Le but est donc de contraindre le débattement à rester dans un certain intervalle [80].

6.2.4. La consommation d'énergie

La consommation d'énergie par la suspension active est un autre facteur très important. Dans le cas d'une suspension active, une force est appliquée sur les masses suspendues et non suspendues par un actionneur. La puissance requise pour générer cette force est limitée puisqu'elle provient généralement de la batterie. La force requise par l'actionneur doit également être minimisée.

En résumé, dans le cas d'une suspension active, quatre critères de performances différents doivent être minimisés pour améliorer les performances [84] :

- Accélération verticale subie par les passagers.
- Déflexion du pneu.
- Déflexion de la suspension.
- Force appliquée par l'actionneur.

6.3. Modélisation du système de suspension

La modélisation de la suspension d'un véhicule repose sur l'utilisation des lois de la mécanique. Il faut noter que ce modèle doit être aussi précis pour refléter le plus fidèlement le comportement de la

suspension d'une part et doit être simple pour faciliter l'étape de l'élaboration de la loi de commande d'autre part.

Pour la modélisation, on peut distinguer trois modèles de suspensions : le modèle quart de véhicule, le modèle demi-véhicule et le modèle complet du véhicule. Le choix d'un modèle de suspension de véhicule, dépend des mouvements auxquels on s'intéresse. Les principaux mouvements généralement pris en compte, sont les déplacements verticaux, latéraux, longitudinaux, le roulis, le lacet et le tangage des différents éléments constituant le système de suspension d'un véhicule.

6.3.1. Modèle quart de véhicule

Le modèle le plus simple est le modèle dit quart de véhicule, qui ne prend en compte que le mouvement vertical du châssis. Lorsqu'on s'intéresse au confort, on peut ne prendre en compte que le déplacement vertical et ne pas de la roue. Ce modèle, appelé modèle quart de véhicule à un degré de liberté (1ddl) [85], [86].

Si de plus, la tenue de route est étudiée, il convient de tenir compte aussi du mouvement vertical de la roue. Ce modèle, appelé modèle quart de véhicule à 2ddl est plus complexe mais plus représentatif du système. Pour ce modèle on a deux types de modélisation possibles, passive et active.

6.3.1.1. Modèle de suspension passive

La figure ci-dessous (Figure 6.3) présente un modèle quart de véhicule d'un système de suspension passive dans lequel la roue est connectée au châssis du véhicule à travers une combinaison ressort-amortisseur.

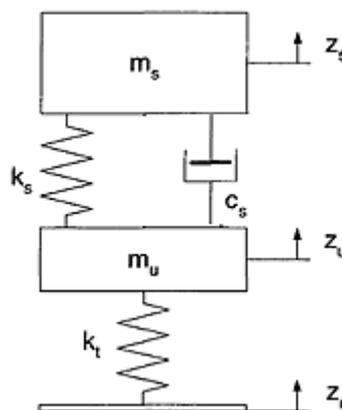


Figure 6. 3 : Suspension passive d'un quart de véhicule

L'entrée du système est le mouvement vertical de la route sous le pneu z_r . Le modèle est composé de deux masses distinctes. La masse non-suspendue m_u représente la masse du pneu, de la jante, du porte-moyeu et la moitié des bras de suspension. La masse suspendue m_s représente la masse du châssis supportée par la roue en question. Le pneu est modélisé par un ressort linéaire de constante k_t , situé entre la masse non-suspendue et la route.

L'amortissement du pneu est considéré comme négligeable. La suspension proprement dite est composée d'un ressort en parallèle avec un amortisseur linéaire de constante k_s et c_s situés entre la masse suspendue et non-suspendue.

6.3.1.2. Modèle quart de véhicule actif

Ce modèle est semblable au modèle passif mais inclut un actionneur tel qu'il est illustré à la figure 6.4. [87], [88]

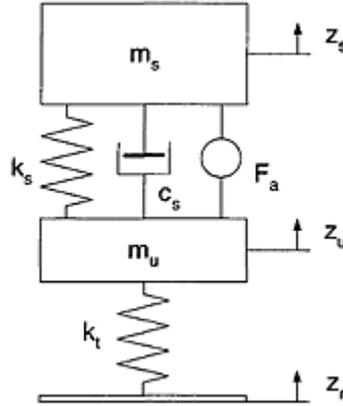


Figure 6. 4 : Suspension active d'un quart de véhicule

L'actionneur applique une force F_a entre les masses suspendues et non suspendues. Pour formuler la dynamique du système en fonction de variable d'état, nous débutons par définir le vecteur x .

$$x_1 = z_s, \quad x_2 = z_u, \quad x_3 = \dot{z}_s, \quad x_4 = \dot{z}_u$$

Où :

z_s est le déplacement vertical de la masse suspendue (le châssis).

z_u est le déplacement vertical de la masse non-suspendue.

z_r est le déplacement du sol.

Les forces des ressorts et de l'amortisseur sont données par :

$$F_{k_s} = -k_s(x_1 - x_2) \quad (6.1)$$

$$F_{c_s} = -c_s(x_3 - x_4) \quad (6.2)$$

$$F_{k_t} = -k_t(x_2 - z_r) \quad (6.3)$$

Les équations sont obtenues en additionnant les forces appliquées sur les masses suspendues et non suspendues.

Pour les masses suspendues, on a:

$$\begin{aligned} \sum F_{m_s} &= F_{k_s} + F_{c_s} + F_a = m_s \frac{d^2(z_s)}{dt^2} \\ -k_s(x_1 - x_2) - c_s(x_3 - x_4) + F_a &= m_s \frac{d^2(z_s)}{dt^2} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Pour les masses non suspendues :

$$\sum F_{us} = F_{kt} - F_{ks} - F_{cs} - F_a = m_u \frac{d^2(z_u)}{dt^2}$$

$$k_s(x_1 - x_2) + c_s(x_3 - x_4) - k_t(x_2 - z_r) - F_a = m_u \frac{d^2(z_u)}{dt^2} \quad (6.5)$$

Par la suite, les équations sont décomposées en fonction du vecteur d'état x , de l'entrée contrôlée F_a et de l'entrée perturbatrice non contrôlée z_r . Le résultat est un système de quatre équations de la forme :

$$\dot{x} = Ax + BF_a + LZ_r \quad (6.6)$$

Avec les matrices suivantes:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s} \\ \frac{k_s}{m_u} & -\frac{k_s + k_t}{m_u} & \frac{c_s}{m_u} & -\frac{c_s}{m_u} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{m_s} & -\frac{1}{m_u} \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{k_t}{m_u} \end{bmatrix}^T$$

6.3.2. Modèle demi-véhicule

Le modèle demi-véhicule regroupe deux quarts de véhicule connectés entre eux par un châssis considéré comme homogène. Ce modèle permet notamment de visualiser les rapports de charge entre le train avant et le train arrière lors d'une accélération, d'un freinage ou du passage sur un nid de poule par exemple, sachant par ailleurs qu'il y a d'autres modèles (par exemple modèle demi-véhicule de type essieu qui s'intéresse en plus des mouvements verticaux, aux mouvements de roulis du châssis et de l'essieu).

Dans le cas du modèle demi véhicule, les critères de performances s'appliquent pour les déplacements linéaires et aussi pour les déplacements angulaires de la caisse (mouvement de tangage).

6.3.2.1. Suspension passive d'un demi-véhicule

Ce modèle est une combinaison de deux modèles quarts de véhicule. Il s'agit d'un modèle à 4 degrés de liberté: le mouvement vertical du châssis, le mouvement du tangage, le déplacement de la roue avant et le déplacement de la roue arrière. La suspension entre la masse de la caisse et la masse de la roue avant (roue arrière) est modélisée par un ressort et un amortisseur. Les deux roues sont modélisées par de simples ressorts [80].

Pour simplifier les calculs, on considère que les angles de tangage sont assez petits. La masse de la caisse est m_s , son moment d'inertie est J_y . Les masses non suspendues avant et arrière sont

respectivement, m_{uf} et $m_{ur} \cdot z_{rr}$ et z_{rf} sont les profils de la route (perturbations affectant les roues arrière et avant).

À partir de la figure (6. 5), les déplacements de la caisse sont donnés par :

$$\text{Partie avant : } z_{sf} = z_c - l_f \cdot \sin(\theta) \approx z_c - l_f \cdot \theta \tag{6.7}$$

$$\text{Partie arrière : } z_{sr} = z_c + l_r \cdot \sin(\theta) \approx z_c + l_r \cdot \theta \tag{6.8}$$

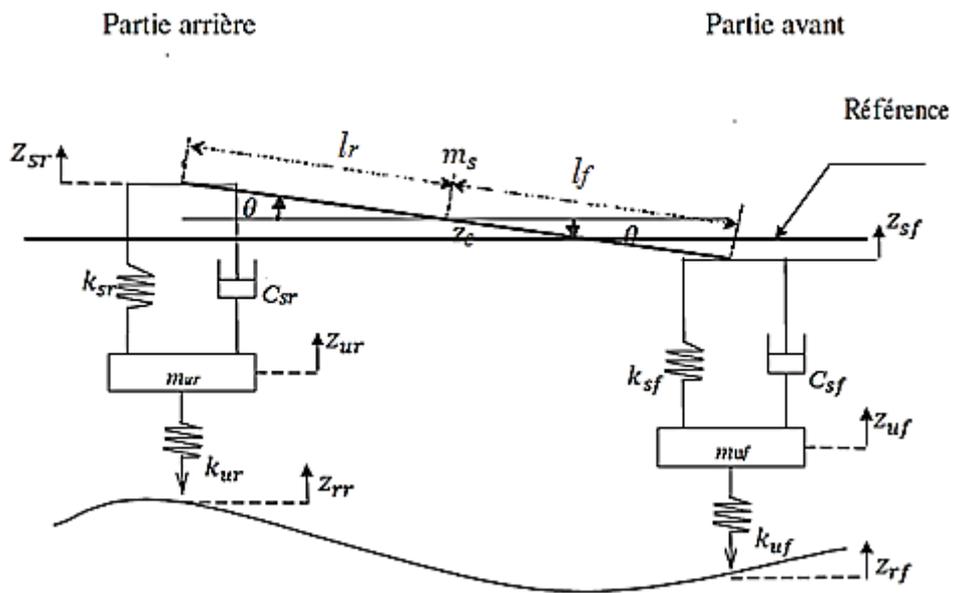


Figure 6. 5 : Suspension passive d'un demi-véhicule

6.3.2.2. Suspension active d'un demi-véhicule

Ce modèle a deux entrées non contrôlées (les perturbations de la route affectant les roues arrière et avant) et deux entrées commandées qui représentent les forces appliquées aux suspensions avant et arrière F_{af} et F_{ar} . Ce modèle sera présenté sans tenir compte de la dynamique des actionneurs dans la modélisation.

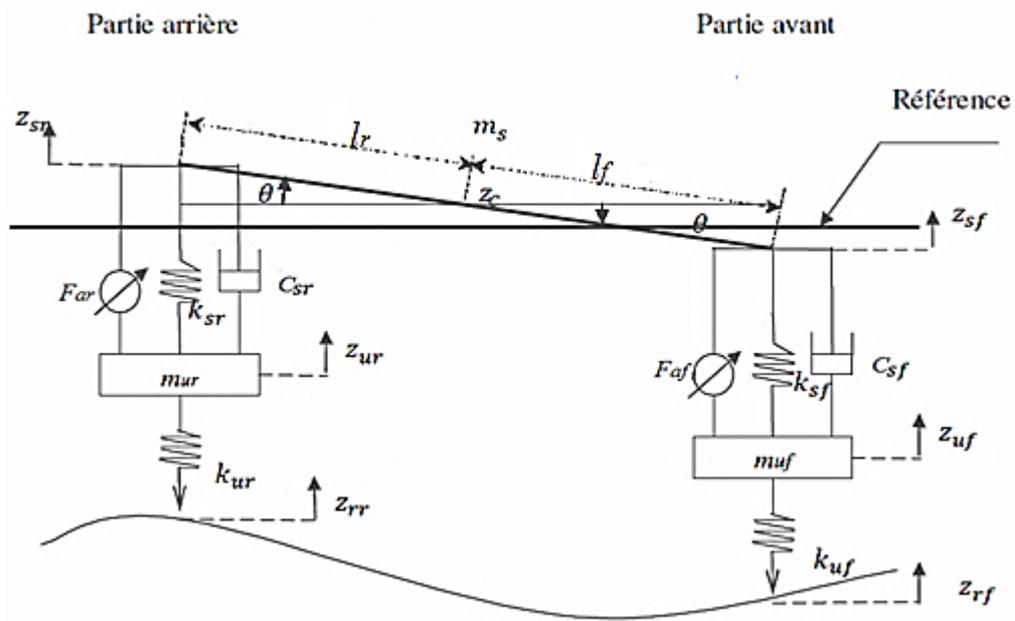


Figure 6. 6 : Suspension active d'un demi-véhicule

En utilisant la deuxième loi de Newton et la position d'équilibre statique à la fois comme l'origine du déplacement du centre de masse et du déplacement angulaire de la carrosserie, les équations de mouvement pour le modèle de suspension d'un demi-véhicule peuvent être représentées comme suit:

$$\begin{aligned}
 m_s \ddot{z}_c + k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] + c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] + k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] + c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] &= F_{af} + F_{ar} \\
 J_y \ddot{\theta} - l_f \cdot k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - l_f \cdot c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] + l_r \cdot k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] + l_r \cdot c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] &= -l_f \cdot F_{af} + l_r \cdot F_{ar} \\
 m_{uf} \ddot{z}_{uf} - k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] + k_{uf} [z_{uf} - z_{rf}] &= -F_{af} \\
 m_{ur} \ddot{z}_{ur} - k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] + k_{ur} [z_{ur} - z_{rr}] &= -F_{ar}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Remplaçons les équations du système (6.9) dans (6.7) et (6.8), nous obtenons alors :

$$\begin{aligned}
 \ddot{z}_{sf} &= \ddot{z}_c - l_f \cdot \ddot{\theta} \\
 &= a_1 \left\{ F_{af} - k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] \right\} + a_2 \left\{ F_{ar} - k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] \right\} \\
 \ddot{z}_{sr} &= \ddot{z}_c + l_r \cdot \ddot{\theta} \\
 &= a_2 \left\{ F_{af} - k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] \right\} + a_3 \left\{ F_{ar} - k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] \right\}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

Où

$$a_1 = \frac{1}{m_s} + \frac{l_f^2}{J_y}, \quad a_2 = \frac{1}{m_s} - \frac{l_f J_r}{J_y}, \quad a_3 = \frac{1}{m_s} + \frac{l_r^2}{J_y}$$

Pour écrire le système dans l'espace d'état, nous définissons les variables d'état suivantes:

$$x_1 = z_{sf}, \quad x_2 = z_{uf}, \quad x_3 = z_{sr}, \quad x_4 = z_{ur} \quad \dot{x}_5 = \dot{z}_{sf}, \quad \dot{x}_6 = \dot{z}_{uf}, \quad \dot{x}_7 = \dot{z}_{sr}, \quad \dot{x}_8 = \dot{z}_{ur}$$

$$U = \begin{bmatrix} F_{af} \\ F_{ar} \end{bmatrix} : \text{représente le vecteur entré du système}$$

Donc, nous pouvons exprimer les équations dynamiques dans (5.9) et (5.10) sous la forme d'état suivante :

$$\dot{x} = Ax + BU + B_1 w \tag{6.11}$$

Avec la perturbation en entrée $w = \begin{bmatrix} z_{rf} \\ z_{rr} \end{bmatrix}$

Où

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_1 k_{sf} & a_1 k_{sf} & -a_2 k_{sr} & a_2 k_{sr} & -a_1 c_{sf} & a_1 c_{sf} & -a_2 c_{sr} & a_2 c_{sr} \\ \frac{k_{sf}}{m_{uf}} & -\frac{k_{sf} + k_{tf}}{m_{uf}} & 0 & 0 & \frac{c_{sf}}{m_{uf}} & -\frac{c_{sf}}{m_{uf}} & 0 & 0 \\ -a_2 k_{sf} & a_2 k_{sf} & -a_3 k_{sr} & a_3 k_{sr} & -a_2 c_{sf} & a_2 c_{sf} & -a_3 c_{sr} & a_3 c_{sr} \\ 0 & 0 & \frac{k_{sr}}{m_{ur}} & -\frac{k_{sr} + k_{tr}}{m_{ur}} & 0 & 0 & \frac{c_{sr}}{m_{ur}} & -\frac{c_{sr}}{m_{ur}} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{sf}}{m_{uf}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{sr}}{m_{ur}} \end{bmatrix}^T, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & a_1 & -\frac{1}{m_{uf}} & a_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_2 & 0 & a_3 & \frac{1}{m_{ur}} \end{bmatrix}^T$$

(6.12)

6.4. Synthèse d'un régulateur mode glissant pour la commande vertical d'un quart de véhicule

Dans cette partie nous allons appliquer la technique de commande par mode glissant sur le modèle quart-véhicule. Cette technique est basée sur le choix d'une surface de glissement pour la synthèse d'une loi de commande qui permet de stabiliser le système en boucle fermée.

Le but de la commande synthétisée est d'assurer un bon confort en limitant au maximum le déplacement de la masse suspendue (le châssis) qui peut être nul dans le cas idéal (voir figure 6.7). Même chose pour l'accélération du châssis \ddot{z}_s . Aussi le problème de débatement de la suspension consiste à limiter le terme $(z_s - z_u)$ de la suspension.

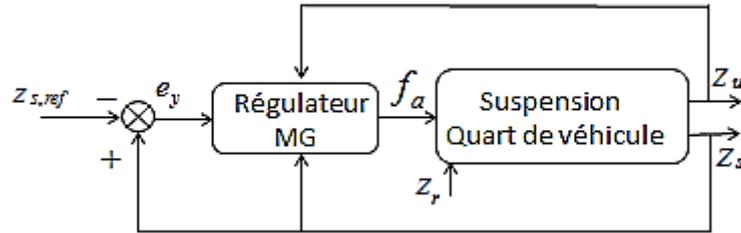


Figure 6. 7 : Commande par mode glissant de la position verticale d'un quart de véhicule

L'équation dynamique de l'erreur verticale par rapport à une position de référence, est donnée par:

$$e_z = z_s - z_{s,ref} \quad (6.13)$$

La surface de glissement est exprimée sous la forme :

$$S_z = \dot{e}_z + \lambda_z e_z \quad (6.14)$$

Différentions cette surface par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{S}_z &= \ddot{e}_z + \lambda_z \dot{e}_z \\ &= \ddot{z}_s - \ddot{z}_{s,ref} + \lambda_z \dot{e}_z \\ &= -\frac{k_s}{m_s} (z_s - z_u) - \frac{c_s}{m_s} (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \frac{f_a}{m_s} - \ddot{z}_{s,ref} + \lambda_z \dot{e}_z \end{aligned} \quad (6.15)$$

En régime permanent, $\dot{S}_z = 0$

D'où la commande $f_{a,eq}$ est déterminée comme suite :

$$f_{a(eq)} = m_s \left[\frac{k_s}{m_s} (z_s - z_u) + \frac{c_s}{m_s} (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \ddot{z}_{s,ref} - \lambda_z \dot{e}_z \right] \quad (6.16)$$

Durant le mode de convergence,

$$S_z \dot{S}_z < 0 \quad (6.17)$$

On impose la commande discrète comme suite:

$$f_{a(n)} = -m_s [k_z \cdot \text{sign}(S_z)] \quad (6.18)$$

Avec

λ_z, k_z : gains positifs

La loi de commande globale peut être exprimée comme suite :

$$f_a = f_{a(eq)} + f_{a(n)} = -m_s \left[\frac{k_s}{m_s} (z_s - z_u) + \frac{c_s}{m_s} (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \ddot{z}_{s,ref} - \lambda_z \dot{e}_z + k_z \text{sgn}(S_z) \right] \quad (6.19)$$

6.4.1. Résultats de simulations

Pour le modèle quart de véhicule la seule entrée de perturbation considérée est le profil vertical de la route. Cette perturbation peut être un choc qui est un événement discret de durée relativement courte et d'intensité élevée provoqué par exemple par une bosse ou un ralentisseur. Ce cas de profil routier choisi est donnée par :

$$z_r = \begin{cases} \frac{A}{2} \{1 - \cos(\omega_r(t-0.5))\}, & \text{si } 0.5 \leq t \leq 0.5 + \frac{L}{V} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (6.20)$$

Où A et L sont la hauteur et la largeur de de la bosse, $\omega_r = \frac{2\pi V}{L}$, V représente la vitesse du véhicule.

• Test 1

Ce test représente une comparaison entre le comportement modèle de quart de véhicule en boucle ouverte (suspension passive) et celui en boucle fermée (suspension active) lors du passage sur un ralentisseur de hauteur 20cm et de largeur=2.5m, à une vitesse de 10km/h. Pour la loi de commande, nous avons utilisé : $\lambda_z = 100, k_z = 3000$.

La figure 6. 8 montre que les réponses de la commande par régulateur mode glissant présentent des pics les plus bas pour le déplacement, l'accélération verticale du châssis et le débattement de la suspension en régime transitoire, ainsi que le temps de réponse a était réduit à 1.5 secondes. Ce qui confirme que le système de suspension du véhicule actif offre une performance supérieure.

Donc, la suspension active dissipe de l'énergie suite à l'excitation provoquée par le ralentisseur pour réduire le temps de stabilisation et améliorer à la fois le confort et la stabilité du véhicule.

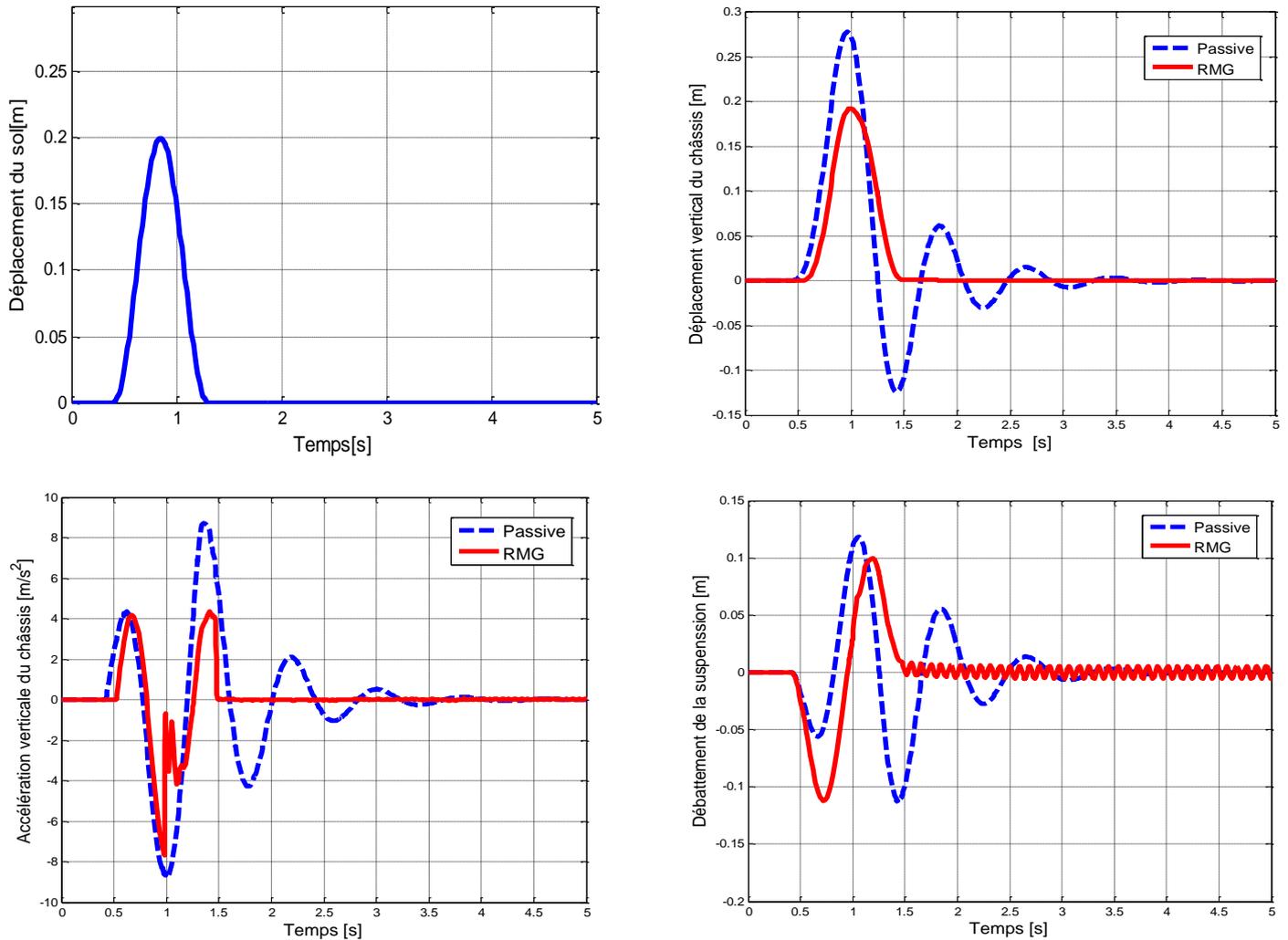


Figure 6. 8 : Résultats de simulation pour une suspension passive et une suspension active d'un quart de véhicule.

- **Test 2**

Afin de pouvoir tester la robustesse du régulateur proposé pour la commande de la suspension du véhicule, la masse suspendue est augmentée de 30%. Le système subira la même perturbation de la route.

Les résultats de cette simulation sont représentés sur la figure 6.9. Les réponses représentées montrent que les caractéristiques de la suspension tel que le confort, le débattement et la stabilité sont bien gardées malgré les incertitudes sur la masse du système. Cette analyse

confirme que le régulateur synthétisé pour la commande de la suspension active est robuste face aux perturbations et variations paramétriques.

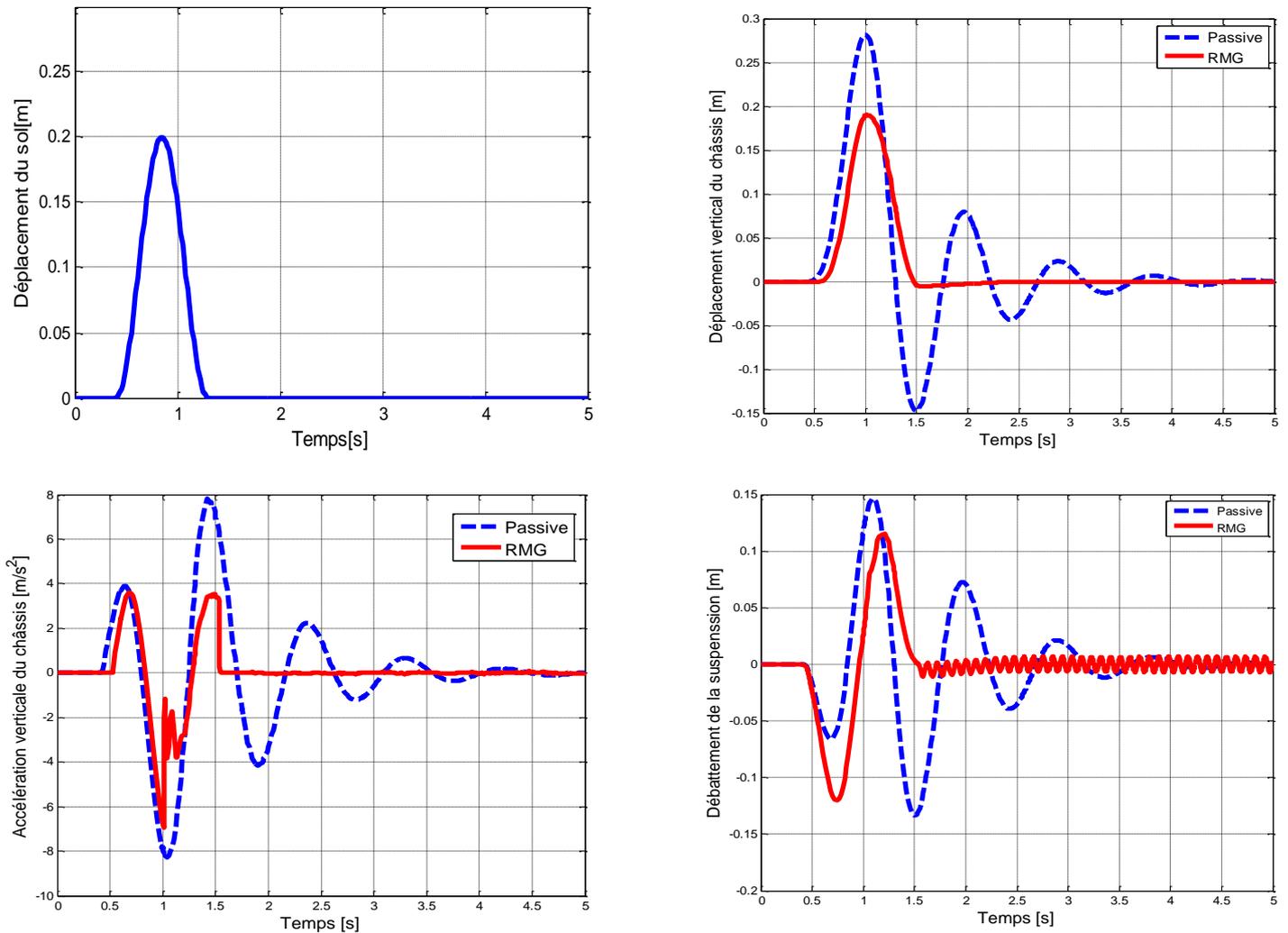


Figure 6. 9 : Résultats du test de robustesse de la suspension active d'un quart de véhicule

6.5. Synthèse d'un régulateur mode glissant pour la commande vertical d'un demi-véhicule

Dans le cas du modèle demi-véhicule, le confort, la tenue de route et le débattement de la caisse sont les trois critères à tenir en compte pour améliorer les performances de la suspension.

Un bon confort est obtenu en limitant les deux déplacements de la caisse vertical z_c , et angulaire θ) .même chose pour l'accélération vertical \ddot{z}_c , et angulaire $\ddot{\theta}$ de la caisse.

Un débattement minimal, correspond à un écart limité entre les déplacements des centres de roue par rapport à la caisse suivant l'axe vertical, c'est à dire $z_{sf} - z_{uf}$ et $z_{sr} - z_{ur}$ sont minimales.

Comme le modèle demi-véhicule est une combinaison de deux quarts de véhicule, la commande de la suspension de ce système nécessite deux actionneurs .Un actionneur qui génère une force F_{af} pour la commande de la suspension de la roue avant et un autre qui génère une force F_{ar} dédiée à la suspension de la roue arrière.

Les deux équations du système (6.10) introduisent un couplage entre la dynamique de la suspension avant et celle de l'arrière .Ce couplage est due aux forces F_{af} et F_{ar} qui apparaissent dans les deux équations en même temps. Pour résoudre ce problème, on aboutit à la résolution d'un système d'équations à deux inconnus et on détermine les lois de commandes F_{af} et F_{ar} (voir figure 6.10)

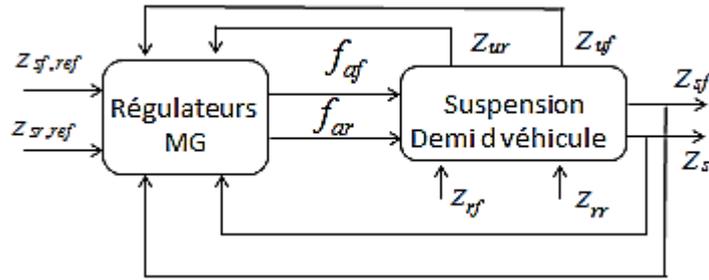


Figure 6. 10 : Commande par mode glissant de la position verticale d'un demi-véhicule

L'équation dynamique de l'erreur verticale par rapport à une position de référence pour la roue avant, est donnée par:

$$e_1 = z_{sf} - z_{sf,ref} \tag{6.21}$$

La surface de glissement choisi dans ce cas s'exprime comme suit :

$$S_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 \tag{6.22}$$

Différentions cette surface par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= \ddot{e}_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 \\ &= \ddot{z}_{sf} - \ddot{z}_{sf,ref} + \lambda_1 \dot{e}_1 \\ &= a_1 \left\{ F_{af} - k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] \right\} + a_2 \left\{ F_{ar} - k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] \right\} - \ddot{z}_{sf,ref} + \lambda_1 \dot{e}_1 \end{aligned} \tag{6.23}$$

L'erreur verticale pour la roue arrière est donnée par:

$$e_2 = z_{sr} - z_{sr,ref} \tag{6.24}$$

La deuxième surface de glissement s'exprime comme suit:

$$S_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 \quad (6.25)$$

Dérivons l'équation (6.25) par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 &= \ddot{e}_2 + \lambda_2 \dot{e}_2 \\ &= \ddot{z}_{sr} - \ddot{z}_{sr,ref} + \lambda_2 \dot{e}_2 \\ &= a_2 \left\{ F_{af} - k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] \right\} + a_3 \left\{ F_{ar} - k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] \right\} - \ddot{z}_{sr,ref} + \lambda_2 \dot{e}_2 \end{aligned} \quad (5.26)$$

En régime permanent, $\dot{S}_1 = 0$, $\dot{S}_2 = 0$

Donc :

$$\begin{cases} a_1 F_{af} - a_1 k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - a_1 c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] + a_2 F_{ar} - a_2 k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] \\ - a_2 c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] - \ddot{z}_{sr,ref} + \lambda_1 \dot{e}_1 = 0 \end{cases} \quad (6.27)$$

$$\begin{cases} a_2 F_{af} - a_2 k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - a_2 c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] + a_3 F_{ar} - a_3 k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] \\ - a_3 c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] - \ddot{z}_{sr,ref} + \lambda_2 \dot{e}_2 = 0 \end{cases} \quad (6.28)$$

Les équations (6.27) et (6.28) constituent un système à deux inconnus. De l'équation (6.27), on détermine la commande F_{af} :

$$F_{af} = \frac{-a_2 \left\{ F_{ar} - k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] \right\} + \ddot{z}_{sr,ref} - \lambda_1 \dot{e}_1}{a_1} + k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] + c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] \quad (6.29)$$

Substituons (6.29) dans (6.28)

D'où :

$$F_{ar} = \frac{-a_2 \left\{ F_{af} - k_{sf} [z_{sf} - z_{uf}] - c_{sf} [\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}] \right\} + \ddot{z}_{sr,ref} - \lambda_2 \dot{e}_2}{a_3} + k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] - c_{sr} [\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}] \quad (6.30)$$

$$\begin{aligned}
F_{ar} = & \frac{a_2^2}{a_1 a_3} F_{ar} + \left(\frac{-a_2^2}{a_1 a_3} + 1 \right) \left(k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] \right) + \left(\frac{-a_2^2}{a_1 a_3} + 1 \right) \left(c_{sr} \left[\begin{array}{c} \dot{\cdot} \\ z_{sr} - z_{ur} \end{array} \right] \right) - \frac{a_2}{a_1 a_3} \ddot{z}_{sf,ref} + \frac{a_2 \lambda_1}{a_1 a_3} \dot{e}_1 \\
& + \frac{1}{a_3} \ddot{z}_{sr,ref} - \frac{\lambda_2}{a_3} \dot{e}_2
\end{aligned} \tag{6.31}$$

Enfin :

$$F_{ar} = \frac{1}{H} \left[\left(\frac{-a_2^2}{a_1 a_3} + 1 \right) \left(k_{sr} [z_{sr} - z_{ur}] + c_{sr} \left[\begin{array}{c} \dot{\cdot} \\ z_{sr} - z_{ur} \end{array} \right] \right) - \frac{a_2}{a_1 a_3} \ddot{z}_{sf,ref} + \frac{a_2 \lambda_1}{a_1 a_3} \dot{e}_1 + \frac{1}{a_3} \ddot{z}_{sr,ref} - \frac{\lambda_2}{a_3} \dot{e}_2 \right] \tag{6.32}$$

Où

$$H = \left(1 - \frac{-a_2^2}{a_1 a_3} \right) \tag{6.33}$$

Par la suite, la commande totale du système s'exprime par :

$$F_h = \begin{pmatrix} F_{af} - k_1 \text{sign}(S_1) \\ F_{ar} - k_2 \text{sign}(S_2) \end{pmatrix} \tag{6.34}$$

k_1, k_2 sont des constantes positives.

6.5.1. Résultats de simulations

Test 1

Pour un modèle de demi-véhicule, la perturbation de la route affecte dans un premier temps la suspension de la roue avant. Cette perturbation a la même dynamique que celle utilisée pour la commande active d'un quart de véhicule.

La roue arrière subira à une même perturbation que la roue avant mais après un délai estimé à $\frac{l_f + l_r}{V}$. La figure 6. 11 représente la dynamique de la perturbation de la route pour les roues avant et arrière.

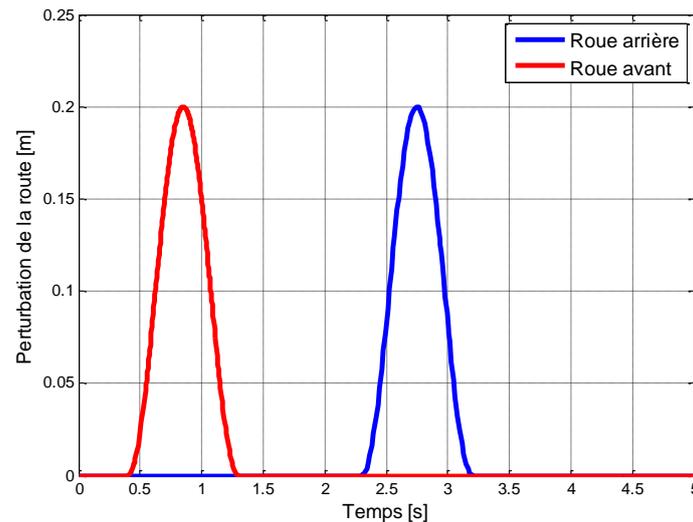


Figure 6. 11 : perturbation de la route pour un modèle demi-véhicule

Pour la loi de commande, nous avons utilisé: $\lambda_1 = \lambda_2 = 200, k_1 = k_2 = 10000$.

Les résultats obtenus avec la suspension active montre que le mouvement du tangage au tour de l'axe transversal est réduit (angle de tangage assez petite) ainsi qu'un déplacement de la caisse limité.

Ces deux résultats confirment que la suspension active assure un bon confort mieux que celle obtenu avec la suspension passive (Figure 6.12).

Aussi, les déplacements verticaux des parties avant et arrières, sont réduits ce qui influe directement sur les débattements des suspensions avant et arrière

Les réponses représentant les déplacements des roues avant et arrière montrent que la suspension active n'a pas affecté ces réponses en amplitude. Par contre, le temps de stabilisation a été réduit.

Test2

Sous les mêmes conditions du test précédant, on effectue ce test en supposons que le système a subi une défaillance produite sur l'un de ses actionneurs qui commande la suspension. Cette défaillance est traduite par le fait de négliger l'une des forces de commande qui interviennent dans l'expression de la commande globale.

La figure 6.13 représente les résultats de simulation d'un mode dégradé en supposant que la suspension active de la roue avant est endommagée (ce qui la rend passive) et seule celle de la roue arrière qui reste fonctionnelle.

Test 3

Dans ce test, on suppose que la suspension active de la roue arrière ne fonctionne pas. Les réponses sont présentées sur la figure 6.14.

Les résultats de ces deux derniers tests montrent que la défaillance sur l'un des deux actionneurs a rendu la suspension totale du système partialement active ou bien hybride (suspension passive en avant et active en arrière et vice versa).

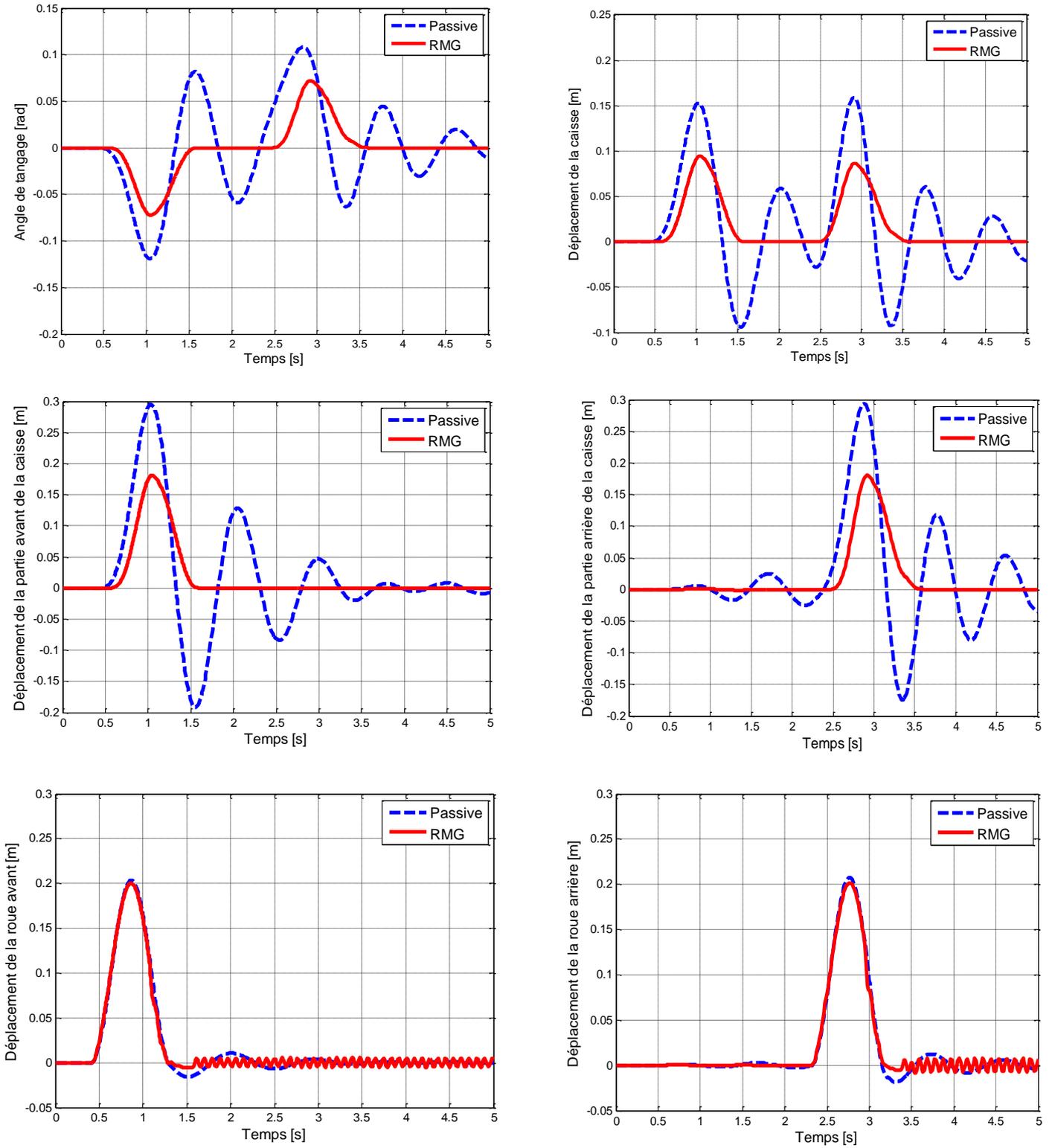


Figure 6. 12 : Suspension active et passive d'un demi-véhicule

La perturbation de la route introduite sur ce système provoque des amplitudes en angles de tangage et des temps de stabilisation assez importants. Nous ne constatons dans ce cas, que les performances attendues de la suspension active telles que le confort et la stabilité sont réduites et que le système de suspension total n'est plus actif.

L'amélioration des performances de la suspension d'un demi-véhicule nécessite la présence de deux systèmes de commande montés respectivement sur les roues avant et arrière.

6.6. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une synthèse sur les commandes des systèmes non linéaires appliquées à la suspension active d'un modèle de quart de véhicule et un modèle demi-véhicule. La commande du système de suspension actif basée sur technique des modes glissant a pu assurer les meilleures performances de la suspension telle que le confort, les débattements de la suspension et la stabilité du véhicule malgré les perturbations de la route. Les résultats trouvés confirment que la suspension active stabilise le véhicule et réduit le mouvement vertical du véhicule mieux qu'une suspension passive classique.

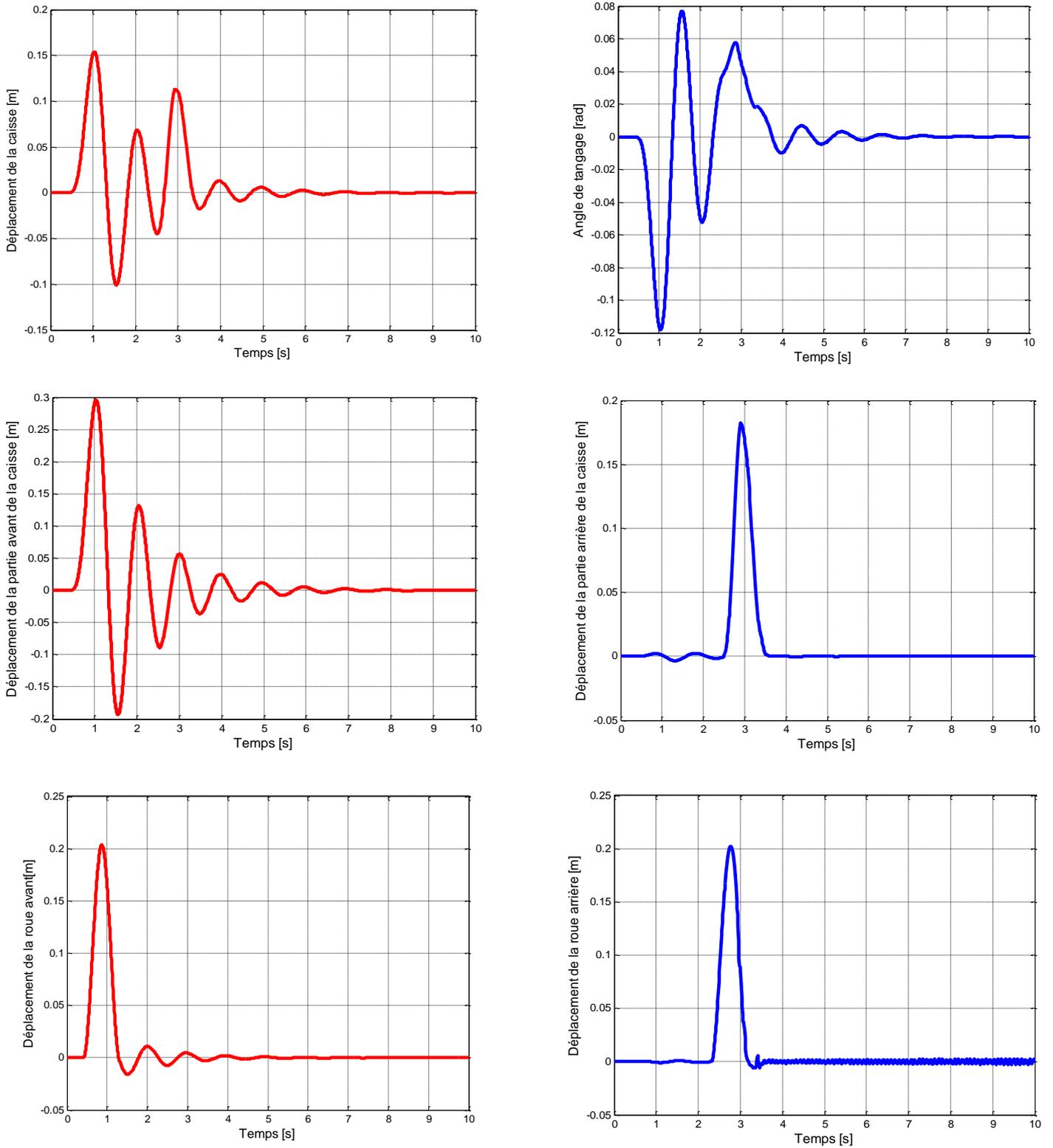


Figure 6. 13 : Test en mode dégradé : suspension passive de la roue avant

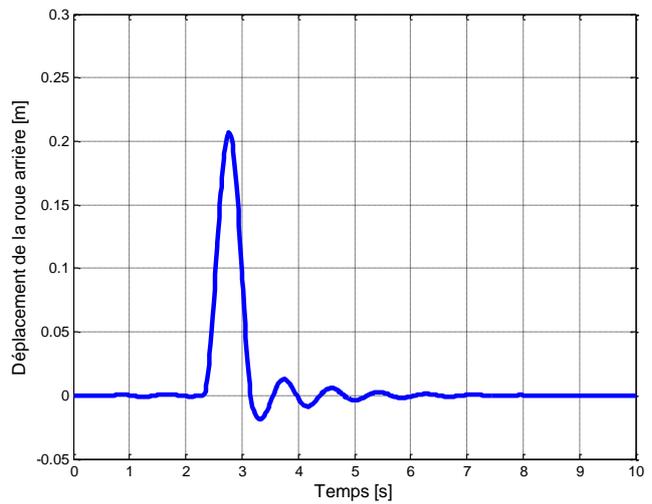
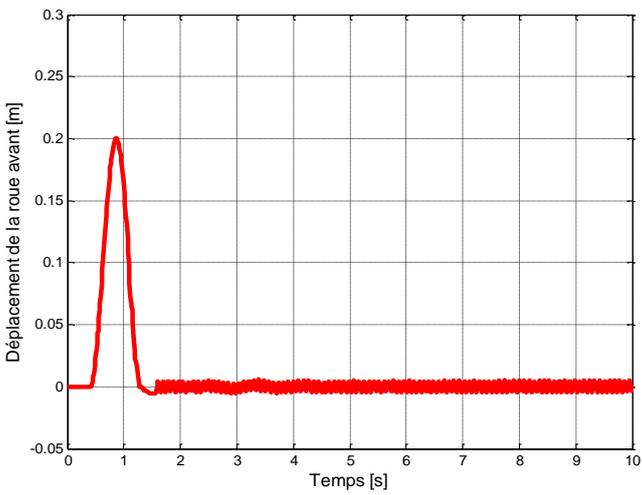
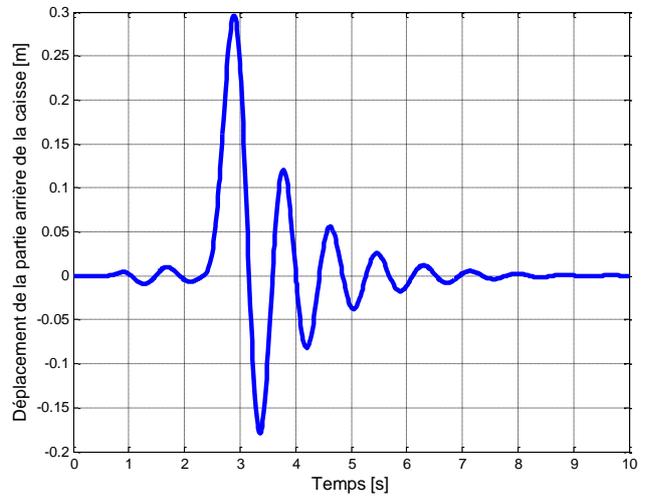
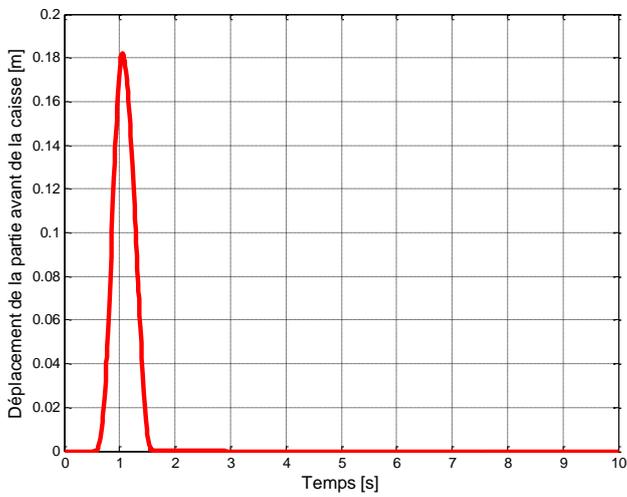
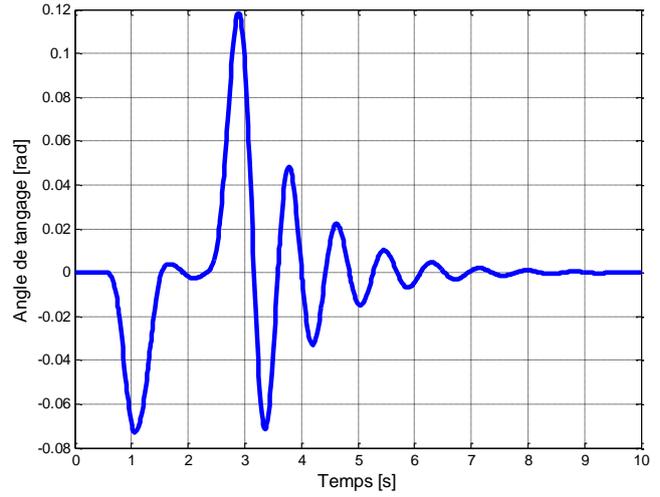
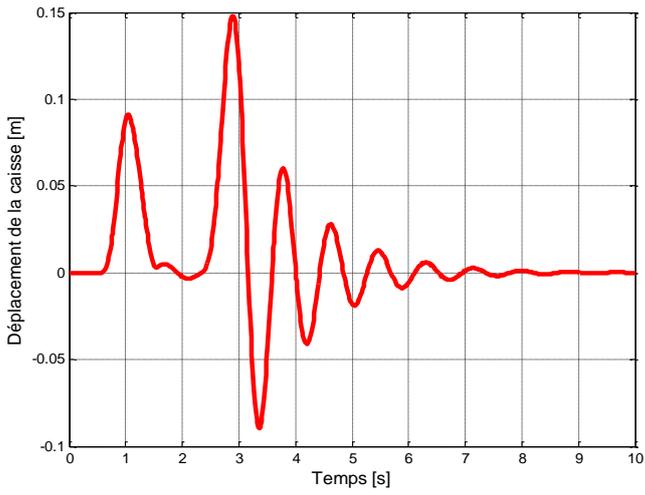


Figure 6. 14 : Test en mode dégradé : suspension passive de la roue arrière

CONCLUSION GENERALE ET PERPECTIVES

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à la modélisation et la commande non linéaire du véhicule électrique propulsé par deux roues motrices commandées indépendamment en utilisant un différentiel électronique.

Nous avons tout d'abord consacré la première partie à l'étude des systèmes à propulsion électrique en présentant des différentes architectures, des divers constituants qui font partie de la chaîne de traction. Aussi nous avons présenté le bilan des efforts appliqués au véhicule dans le plan horizontal qui ne tient pas compte des forces de roulis et de tangage.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté un modèle simple du véhicule traduisant le mouvement longitudinal. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la partie électrique et nous avons présenté le couplage entre les deux modèles mécanique et électrique. L'ensemble de ces deux modèles a constitué le modèle global du véhicule qui a été adopté pour le reste de l'étude. Cela, nous a guidé à choisir un système qui utilise deux roues motrices arrière mues de deux moteurs de types MSAP alimentés par des batteries d'accumulateurs à travers deux onduleurs de tension triphasé.

Dans le but d'assurer la vitesse longitudinale du modèle global du VE, nous avons appliqué la commande vectorielle par le régulateur classique PI. Les régulateurs synthétisés ont donné de bonnes performances et assurent un bon suivi de trajectoire. Mais suite aux tests de robustesse, il apparaît que ce réglage classique PI est sensible aux variations paramétriques du système tel que la variation de l'inertie. Ceci est dû essentiellement au calcul du régulateur PI basé sur le modèle linéaire. Pour remédier à ce problème, nous avons fait appel dans la troisième partie à des lois de commandes non linéaires insensibles et robustes face aux incertitudes sur les paramètres du modèle. Deux techniques de commande des systèmes non linéaires ont été proposées ; la commande par mode glissant et la commande backstepping.

Les résultats de simulation ont illustré que ces deux types de commandes sont robustes et assurent une très bonne poursuite de trajectoire. Par contre, la structure de la loi de commande par mode glissant peut provoquer un dysfonctionnement et limite son utilisation. Ainsi que l'utilisation de la commande backstepping classique ne garantit pas des erreurs nulles. L'amélioration de ces lois de commandes s'avérerait nécessaire pour surmonter ces problèmes. L'utilisation de l'algorithme Supertwisting a réduit le phénomène de broutement provenant de la commande mode glissant classique et l'ajout d'une action intégrale à la commande Backstepping a diminué les erreurs en régime permanent tout en conservant la stabilité du système.

Dans la quatrième partie, nous avons traité le problème de patinage des roues motrices du VE lors d'un déplacement longitudinal dans des conditions de route glissante en contrôlant le taux de glissement. Le contrôleur de type mode glissant synthétisé a assuré la stabilité du véhicule et a optimisé la force de traction.

Nous avons passé après au contrôle latéral en imposant au véhicule de suivre une trajectoire de référence. Pour réaliser ce contrôle, nous avons adopté un modèle de véhicule à trois degrés de liberté qui tient en compte le déplacement longitudinal, latéral et de lacet.

Nous avons constaté à partir des résultats de simulations que le contrôle latéral par le braquage représente la meilleure solution par rapport à la commande latérale en agissant sur le couple différentiel ainsi qu'il est robuste face aux perturbations et des incertitudes paramétriques du système. Ce type de contrôle ne nécessite qu'une action sur le volant pour atteindre la trajectoire désirée.

Le mouvement de roulis a été traité dans cette étude en discutant son effet sur la stabilité du véhicule surtout lors du passage par les virages. En effet, ce mouvement n'est qu'une conséquence du mouvement transversal. L'idée était de commander la dynamique du véhicule dans le plan de roulis en intégrant une barre anti-roulis active. La commande de cette barre a pour but de diminuer l'angle de roulis et éviter le risque de renversement pour assurer la stabilité du véhicule.

La dynamique verticale du VE a été aussi traitée dans ce travail. Elle a été modélisée à travers le système de suspension comme un sous-système indépendant. Le système de suspension active a été intégré dans cette partie dans le but d'assurer les performances de la suspension et contrôler la dynamique verticale du VE. La synthèse de la loi de commande de la suspension active s'est basée sur la théorie des modes glissants. Les résultats obtenus pour un modèle quart véhicule et un modèle demi-véhicule, ont montré que les commandes synthétisées, ont amélioré parfaitement le confort en diminuant l'accélération verticale du véhicule mieux qu'une suspension passive.

A la lumière des résultats obtenus au cours de nos travaux, un certain nombre de perspectives peut être envisagé. Les axes de recherche suivants sont recommandés pour continuer cet effort :

- L'étude de l'interaction de la dynamique latérale, de roulis et verticale avec la dynamique longitudinale du véhicule.
- La validation expérimentale des lois de commande qui ont été conçues.
- L'intégration des sources d'alimentation hybrides et l'optimisation de la gestion d'énergie dans un VE.

ANNEXE

Paramètres nominaux de la MSAP

P_n	120 kW
N_n	2000 tr/min
I_n	280 A
L_d	0.0002 H
L_q	0.0002 H
R_s	0.03 Ω
f_v	0.00005 Nm.S/rad
p	4
Φ_f	0.08 Wb

Paramètres de système de suspension du VE

m_s	690 kg
m_{uf}	40 kg
m_{ur}	45 kg
J_y	1222 kg.m ²
h	0.5 m
k_{tf}	200000 N/m
k_{tr}	200000 N/m
k_{sf}	17000 N/m
k_{sr}	22000 N/m
C_{sf}	700 Ns/m
C_{sr}	800 Ns/m

Paramètres du VE

M	1000 kg
l_f	1.2 m
l_r	1.3 m
h_p	0.32 m
d	0.75 m
n	7
η_{red}	0.92
S_f	1.9 m ²
ρ	1.23 kg.m ⁻³
C_x	0.25
C_{rr}	0.01
C_{yf}	37407 N / rad
C_{yr}	51918 N / rad
R	0.26 m
J_z	2600 kg.m ²
J_w	1.14 kg.m ²
J_x	200 kg.m ²
K_R	22000 N / m
C_R	1000 N / (m / s)

Références bibliographiques

- [1] F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique, Européen Journal of Electrical Engineering 14, 2-3 (2011) 237-254.
- [2] D. Benoudjit, Contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique, Thèse doctorat, Université de Batna, Janvier 2010.
- [3] A. Daanoune, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse doctorat, Université de Grenoble, décembre 2012.
- [4] V. Mester, Conception optimale systématique des composants des chaînes de traction électrique, Thèse doctorat, Ecole centrale de Lille, Mai 2007.
- [5] S. Lacroix, Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries, Thèse doctorat, Université Paris-Sud, Mai 2013.
- [6] Y. Kchaou Etude d'industrialisation de véhicules électriques en Tunisie, Mémoire de Master professionnel, Université Virtuelle de Tunis, Juillet 2013.
- [7] K. Houacine, Commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique, Thèse doctorat, Université Mouloud Mammeri, Juin 2016.
- [8] A. PAYMAN, Contribution à la gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides Multi-sources Multi charges, Thèse de doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [9] S. Jemeï. Modélisation d'une Pile à Combustible de type PEM par Réseaux de Neurones. Energie électrique, Thèse doctorat, Université de Technologie de Belfort-MontBéliard, Octobre 2004.
- [10] C.C. Chan, an overview of electric vehicle technology, Proceedings of the IEEE, Vol 81,N° 9, pp, 1201-1213, September 1993.
- [11] A. Nouh, Contribution au développement d'un simulateur pour le véhicule électrique routier, Thèse doctorat, Université Belfort-MontBéliard, Mars 2008.
- [12] K. Tanguy, Modélisation et optimisation de la recharge bidirectionnelle de véhicules électriques Application à la régulation électrique d'un complexe immobilier , Université laval, Québec, Canada, 2013.
- [13] H. Gharbi, Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride, Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali Chlef, 2014.
- [14] M. Ehsani, et al, Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles/Fundamentals, Theory, and Design, CRC Press, 2005.
- [15] I. Husain Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals, CRC Press LLC, 2003.
- [16] J. Bretta, le génie électrique automobile, la traction électrique, ouvrage page 99, Hermes Science Publications, 2005 .

- [17] N. Janiaud, Modélisation du système de puissance du véhicule électrique en régime transitoire en vue de l'optimisation de l'autonomie des performances et des couts associés, Thèse doctorat , Supélec, Septembre 2011.
- [18] N. Lagraa, Commandes non-linéaires et intelligentes des systèmes complexes Application à la suspension des véhicules, Thèse doctorat, ENP, Algérie 2008.
- [19] S. Guenidi, Modélisation, Commande Et Gestion De L'énergie D'un Véhicule Electrique Hybride, Mémoire de Magistère 2011, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.
- [20] S. G. Souffran, Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission, Thèse doctorat, Université de Nantes, Juillet 2012.
- [21] A. Benbrahim Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2009.
- [22] Y. Amara "contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybride", Thèse de Doctorat, Université Paris, France, Décembre 2001.
- [23] F. Khatounian " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [24] N. Bounasla Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif -1, 2014.
- [25] D. Boubkeur, Sur la commande d'un fauteuil roulant, Thèse doctorat, Université de Tlemcen, Octobre 2016.
- [26] M. Loucif, Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur, Thèse doctorat, Université de Tlemcen, Mai 2016.
- [27] A. Haddoun, M. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, Sliding Mode Control of EV Electric Differential System. ICEM'06, Sep 2006, Chania, Greece. 6pp.
- [28] R. Rajamani, Vehicle Dynamics and Control, University of Minnesota, USA, 2006.
- [29] Y. E. Zhao, J. W. Zhang and X. Q. Guan, Modeling and Simulation of Electronic Differential System for an Electric Vehicle with Two-Motor-Wheel Drive, 978-1-4244-3504-3/09/2009 IEEE.
- [30] J. Coudon. Algorithmes de Commande Pour Le Pilotage d'Une Direction Découplée, Thèse doctorat, Automatique / Robotique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2007.
- [31] A. Gh. Aissaoui, M. Abid, " Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée ", Automatique et ordinateurs.
- [32] H. Amimeur, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Mémoire de Magister, Université de Batna, Mai 2008.
- [33] M. Manceur, Commande robuste des systèmes non linéaires complexes, Thèse de doctorat, Université de Reime, Juin 2012.

- [34] Kh. Kendouci, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Janvier 2014.
- [35] Y. Zouaoui, Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone, Mémoire de Magister, Université de Sétif, Mars 2010.
- [36] M.Ch. Sosse Alaoui, Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur, Thèse doctorat, Université de Fès Maroc, Juillet 2009.
- [37] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002.
- [38] J.J. Slotine, W. Li. Applied nonlinear control. Prentice Hall, 1991.
- [39] M. Kercha, Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.
- [40] S. Benahdouga, Commande par mode glissant d'ordre supérieur application à un réseau électrique, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [41] A. Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. Int.J.Control, 58(6) :1247–1263, 1993.
- [42] A.R. Benaskeur, Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires, Thèse de doctorat, Université de Laval, Février 2000.
- [43] L. Guessas, Backstepping, Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques, Thèse de doctorat, Université de Sétif, juin 2012.
- [44] F.Z. Daikh, Contribution des approches de l'intelligence artificielle pour la stabilisation robuste des systèmes non linéaires, Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2015.
- [45] L. Bentouhami Contrôle de la Dynamique Latérale d'un Véhicule avec Estimation des Forces de Contact Roue–Sol, Université de Batna, 2010
- [46] Sha. Li, K. Nakamura, T. Kawabe and K. Morikawa. A Sliding Mode Control for Slip Ratio of Electric Vehicle. SICE Annual Conference 2012 August 20-23, 2012, Akita University, Akita, Japan.
- [47] Sh. Li, T. Kawabe, Slip Suppression of Electric Vehicles Using Sliding Mode Control Method, Intelligent Control and Automation, 2013.
- [48] Y. Hori, Future Vehicle Driven by Electricity and Control—Research on Four-Wheel-Motored “UOT Electric March II”. IEEE Transaction industrial Electronics, Vol.51, No.5, October 2004.
- [49] H. Fujimoto, K. Fujii, N. Takahashi. Vehicle Stability Control of Electric Vehicle with Slip-ratio and Cornering Stiffness Estimation. 1-4244-1264-1/072007 IEEE/ASME international conference on advanced intelligent mechatronics, 2007.

- [50] H. Kataoka, H. Sado, Sh-I. Sakai and Y. Hori. Optimal Slip Ratio Estimator for Traction Control System of Electric Vehicle Based on Fuzzy Inference. *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 135, No. 3, 2001.
- [51] S. Kuntanapreeda. Traction Control of Electric Vehicles Using Sliding-Mode Controller with Tractive Force Observer. *International Journal of Vehicular Technology* Volume 2014, Article ID 829097.
- [52] W. Rattasiri, N. Wickramarachchi and S.K. Halgamuge. An optimized anti-lock braking system in the presence of multiple road surface types. *Int.J.Adapt.Control Signal Process.* 2007; 21:477–498.
- [53] G.A. Magallan, C.H. DeAngelo, G.O. García. Maximization of the Traction Forces in a 2WD Electric Vehicle. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 60, No. 2, February 2011.
- [54] Z. Lei, L. Yugong, Y. Diange, L. Keqiang, and Lian Xiaomin. A Novel Brake Control Strategy for Electric Vehicles Based on Slip Trial Method, 1-4244-1266-8/07/2009, *IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety*, 2007.
- [55] L. Junwei, Y. Huafang, The Research of Double-driven Electric Vehicle Stability Control System, *International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation* 978-0-7695-3583-8/2009 IEEE.
- [56] N. Bouchetata, Contribution à la commande d'un véhicule électrique à quatre roues motrices, Thèse doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'Oran, 2017.
- [57] H.B. Pacejka, E. Bakker, The Magic Formula Tire Model. *Vehicle System Dynamics*, Vol. 21, No. 1, pp.1-18, 1992.
- [58] Ch. Mi, H. Lin and Y. Zhan, Iterative Learning Control of Antilock Braking of Electric and Hybrid Vehicles. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 54, No. 2, March 2005.
- [59] L. Li, Sh. Kodama, and Y. Hori, Design of anti-slip controller for an electric vehicle with an adhesion status analyser based on the EV simulator. *Asian Journal of Control* Vol. 8, No. 3, pp. 261-267, September 2006.
- [60] H. Benariba, A. Boumediene, A Slip Ratio Controller based on Sliding Mode Control for Electric Vehicles, *Electronica, Electronica, Automatica (EEA)*, vol. 64 (2016), nr. 2.
- [61] H. Bouchareb, Observateur non linéaire mode glissant, Mémoire de Magister, Université de Sétif Septembre 2013.
- [62] B. Jaballah, Observateurs robustes pour le diagnostic et la dynamique des véhicules, thèse de doctorat, Université Paul Cézanne Aix-Marseille III, Novembre 2011.
- [63] M. Ghanes, Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur, Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [64] S. Meddah, Modélisation et commande d'un véhicule électrique à piles à combustible, Mémoire de Magister de l'Université des Sciences et la Technologie d'Oran, Algérie, 2013.

- [65] J.J.E. Slotine, J.K. Hedrick, and E.A. Misawa, "Nonlinear state estimation using sliding observers, " 25th IEEE Conf. pages 332.339. Grèce, 1986.
- [66] Ch. Sosse Alaoui, Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur, thèse de doctorat, ENSA-Fès, Juillet 2009.
- [67] H. Sira-Ramirez, On the sliding mode control of nonlinear systems, Syst & Cont. Lett 19. 303-312. 1992.
- [68] G. Tagne,R.Talj, A.Charara, Contrôle latéral d'un véhicule autonome par mode glissant du second ordre, Journées Nationales MACS, France, Jul 2013.
- [69] S. Louay , Contrôle Latéral Partagé d'un Véhicule Automobile, Thèse de doctorat ,Ecole Centrale de Nantes (ECN), France 2012.
- [70] K. Tabki, Développement d'une commande hybride appliquée à la stabilité latérale d'un véhicule électrique, Thèse doctorat, Université de Mohamed Boudiaf ,2013.
- [71] N. Kanghyun, Advanced motion control for electric vehicles using lateral tire force sensors, PhD Thesis University of Tokyo, June2012.
- [72] P. Duysinx, Stabilité dynamique du véhicule en virage, Ingénierie des Véhicules Terrestres, Université de Liège.
- [73] 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, juin 2002.
- [74] H. Dandach, Prédiction de l'espace navigable par l'approche ensembliste pour un véhicule routier, Thèse de doctorat, Université de Technologie Compiègne, Juillet 2014.
- [75] M.L. Krid, Commande en suivi de chemin et en roulis des robots mobiles rapides en présence de glissements et d'instabilités, Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie – UPMC, Avril 2012.
- [76] B. Badji, Caractérisation du comportement non linéaire en dynamique du véhicule Traitement du signal et de l'image, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2009
- [77] X. Han, Sécurité des véhicules à roues en milieu tout terrain, thèse de doctorat, Université de Limoges, Janvier 2014.
- [78] N. Zulkarnain¹, H. Zamzuri¹ and S.A. Mazlan, Ride and handling analysis for an active anti-roll bar: case study on composite nonlinear control strategy, International Journal of Automotive and Mechanical Engineering (IJAME) ISSN: 2180-1606 (Online); Volume 10, pp. 2122-2143, July-December 2014.
- [79] S. Maakaroun, Modélisation et simulation dynamique d'un véhicule urbain innovant en utilisant le formalisme de la robotique, thèse de doctorat Ecole des Mines de Nantes, 2011.
- [80] M. Belkacem, Contrôleurs non linéaires adaptatifs pour une Suspension active d'un véhicule, Thèse doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'Oran,2013.

- [81] K. Zaitri et N. Messaoudi, Commande neuro-floue d'une suspension active de véhicule, PFE, Ecole nationale polytechnique, juin 2006.
- [82] A.Boukhalkhal, A.O .Hachemi, Commande par mode glissement d'une suspension active d'un véhicule, PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.
- [83] N. Lagraa, Commandes non-linéaires et intelligentes des systèmes complexes Application à la suspension des véhicules, Thèse doctorat, ENP 2008.
- [84] S. Gosselin-Brisson, Étude d'un système de contrôle pour suspension automobile, thèse de doctorat, Université du Québec, Avril 2006.
- [85] D.Sammier. Sur la modélisation et la commande de suspension de véhicules automobiles, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2001.
- [86] H. Metered, Z. Šika, Vibration Control of Vehicle Active Suspension Using Sliding Mode Under Parameters Uncertainty, Journal of Traffic and Logistics Engineering Vol. 3, No. 2, December 2015.
- [87] H.Li, Robust Control Design for Vehicle Active Suspension Systems with Uncertainty, Phd thesis, University of Portsmouth, June 2012.
- [88] J.Cao, Portsmouth Modeling and Control of Vehicle Suspension Control Systems thèse de doctorat, University of Portsmouth, 2009.

Production scientifique

Publications Internationales

R15

H.Benariba, A.Boumediene, A Slip Ratio Controller based on Sliding Mode Control for Electric Vehicles, *Electronica, Electronica, Automatica (EEA)*, vol. 64 (2016), nr. 2.

http://www.eea-journal.ro/ro/d/5/p/EEA63_2_10

Communications Internationales

C1518 H.BENARIBA, A.BOUMEDIENE, Super Twisting Sliding Mode Control Of an Electric Vehicle, 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, CEIT'2015, Tlemcen, Algeria, 25-27 May 2015,

DOI: 10.1109/CEIT.2015.7233007

C1415 H.BENARIBA, A.BOUMEDIENE, A Sliding mode control of electric vehicle, The 3rd international conference on information processing and electrical engineering, (ICIPEE2014), Tebessa, Algeria, Nov 24-25, 2014.

C1411 H.BENARIBA, A.BOUMEDIENE, Commande par mode glissant d'un véhicule électrique, Third International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'14 Oran, Algeria, 10-11 December 2014.

- H. Benariba, L. Baghli, A. Boumediene, Vertical Displacement Sliding Mode Control of a Half-vehicle Active Suspension, 5th International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications, EFEA 21018, Italy, 24 - 26 September 2018.
- H.BENARIBA, A.BOUMEDIENE, Lateral Sliding mode control of electric vehicle, 6 th International Conference on Control, Engineering & Information Technology, CEIT'2018, Turkey, 25-27 October 2018.

Résumé

Un véhicule électrique (VE) est une automobile dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique.

Les travaux de thèse s'articulent ainsi autour des points suivants :

- Une première étape consiste à modéliser le véhicule électrique. Un modèle dynamique longitudinal du véhicule, une modélisation du moteur synchrone à aimants permanents ainsi que le couplage entre les deux modèles sont présentés.
- Dans une seconde étape, nous procédons à la commande linéaire classique de la vitesse longitudinale du VE. Autres commandes modernes sont présentées ; La commande par mode glissant et la commande Backstepping.

Les résultats obtenus pour le contrôle longitudinal, latéral, vertical et de lacet confirment que ces commandes offrent une meilleure robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbations.

Mots clés : Véhicule Électrique (VE), Modélisation, Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), PI, Mode glissant, Backstepping, commande longitudinale, commande latérale, suspension.

Abstract

An electric vehicle (VE) is an automobile whose propulsion is provided by an engine operating exclusively with electrical energy.

The thesis work is structured around the following points:

- A first step consists to model the electric vehicle. A longitudinal dynamic model of the vehicle, a modeling of a synchronous motor with permanent magnets and the coupling between the two models are presented.
- In a second step, we proceed to the classical linear control of the longitudinal velocity of the VE. Other modern controls that fit better with these non-linear systems will be presented; the command by sliding mode and the command Backstepping.

The results obtained for longitudinal, lateral, vertical and yaw control confirms that these controls offer robust robustness in the presence of parametric variations and disturbances.

Keywords: Electric Vehicle (EV), Modeling, Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP), PI, Sliding Mode, Backstepping, Longitudinal control, Lateral control, Suspension.

ملخص

السيارة الكهربائية (VE) هي السيارة التي يتم توفير الدفع فيها بواسطة محرك يعمل بشكل حصري مع الطاقة الكهربائية. تتمحور الأطروحة حول النقاط التالية :

— الخطوة الأولى هي نمودجة السيارة الكهربائية. وسيتم تقديم نموذج ديناميكي طولي للمركبة ، ونمودجة للمحرك المتزامن مع مغناطيس دائم والربط بين النموذجين .

— تقوم في الخطوة الثانية بتنفيذ التحكم الخطي الكلاسيكي للسرعة الطولية للسيارة الكهربائية (VE). يتم تقديم آليات تحكم حديثة أخرى تتلاءم بشكل أفضل مع هذه الأنظمة غير الخطية ؛ تحكم عن طريق وضع الانزلاق و Backstepping. تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها للتحكم الطولي والعرضي والعمودي أن هذه الضوابط توفر متانة قوية في وجود تغيرات بارامترية واضطرابات خارجية .

الكلمات المفتاحية: المركبات الكهربائية (EV) ، النمودجة ، الآلية متزامنة مغناطيس دائم (MSAP) ، PI ، وضع انزلاق ، Backstepping ، التحكم الطولي، التحكم الجانبي ، تعليق.

